

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial

TESE
apresentada à UTFPR
para obtenção do título de

DOUTOR EM CIÊNCIAS

por

RAUL JOSÉ FERNANDES DE OLIVEIRA

**MÉTODO PARA IDENTIFICAR SIMULTANEAMENTE
DUAS CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS MODULÁVEIS
POR PARÂMETROS FISIOLÓGICOS
DE MICROCIRCUITOS RLC INJETÁVEIS**

Banca Examinadora:

Presidente e Orientador:

PROF. DR. PAULO JOSÉ ABATTI UTFPR

Examinadores:

PROF. DR. GERSON LINCK BICHINHO PUC-PR

PROF. DR. VÓLDI COSTA ZAMBENEDETTI LACTEC /PUC-PR

PROF. DR. BERTOLDO SCHNEIDER JR. UTFPR

PROF. DR. JOAQUIM MIGUEL MAIA UTFPR

Curitiba, 06/2007.

RAUL JOSÉ FERNANDES DE OLIVEIRA

**MÉTODO PARA IDENTIFICAR SIMULTANEAMENTE DUAS
CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS MODULÁVEIS POR
PARÂMETROS FISIOLÓGICOS
DE MICROCIRCUITOS RLC INJETÁVEIS**

Tese 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

06/2007

AGRADECIMENTOS

Nenhum trabalho é resultante de uma única pessoa, sempre existem outros que auxiliam direta ou indiretamente na sua execução. Portanto, é uma soma de possibilidades que foram construídas ao longo de vários caminhos que num determinado instante cruzam-se, permitindo o registro momentâneo de fatos, idéias e perspectivas futuras.

Desta forma, é importante mencionar Deus, que criou tudo ao nosso redor e através do nosso raciocínio possibilita o exercício da inteligência no aprendizado da própria Natureza, para que, quem sabe um dia, consigamos entender melhor a nós mesmos, frutos da Sua criação.

Agradeço também aos meus pais, pelo carinho, esforço e dedicação na minha formação instrucional e educacional, mas principalmente pela retidão de caráter que me ensinaram e que sempre terei em mente para muito além da vida científica.

Durante longos trabalhos existem momentos de aflição, desânimo, excitação, concentração e outros, mas poucos conseguem compreender-nos e nos sustentar calmamente nestes instantes. Por isto, devo grande parte de tudo que aqui registro à minha esposa Vanilza, que me acompanhou com sugestões, muita paciência e sem esmorecer em todos os momentos deste caminho.

Devo agradecer também ao meu orientador, Paulo José Abatti, com quem dividi muitas questões, das quais nunca saí sem uma resposta sua e principalmente pela grande clareza de raciocínio, mostrando-me sem dúvidas que caminhos eu devia seguir.

Entretanto, nem só de trabalho vivemos e as amizades construídas neste período foram muito importantes. Portanto, agradeço a presença amiga de Davi S. Roveri, que descobri um promissor profissional, da Graciele K. Maeoka, que mostrou-se além de amiga uma ótima colega de pensamento científico, aos professores e amigos Bertoldo Schineider Jr. e Sérgio Francisco Pichorim, pela parceria e competência e ao Rubão que sofreu lado a lado comigo em muitos momentos da nossa trajetória.

SUMÁRIO

| | |
|---|------------|
| LISTA DE FIGURAS | VII |
| LISTA DE TABELAS..... | XI |
| LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS..... | XII |
| RESUMO | XIV |
| ABSTRACT | XV |
| CAPÍTULO 1..... | 1 |
| INTRODUÇÃO | 1 |
| 1.1 INTRODUÇÃO | 1 |
| 1.2 INSTRUMENTAÇÃO BIOMÉDICA | 2 |
| 1.3 OBJETIVO DO TRABALHO..... | 4 |
| 1.3.1 Força Muscular | 5 |
| 1.3.2 Temperatura do Corpo Humano | 6 |
| 1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO | 9 |
| CAPÍTULO 2..... | 13 |
| PRINCÍPIOS DE BIOTELEMETRIA PASSIVA | 13 |
| 2.1 INTRODUÇÃO | 13 |
| 2.2 COMPONENTES DE UM SISTEMA BIOTELEMÉTRICO | 16 |
| 2.3 A ESCOLHA DA FREQUÊNCIA DE OPERAÇÃO | 20 |
| 2.4 DISPOSITIVOS DE SENSORIAMENTO APLICADOS À BIOTELEMETRIA | 23 |
| 2.4.1 Sensores remotos ativos | 24 |
| 2.4.2 Sensores remotos passivos | 27 |
| CAPÍTULO 3..... | 35 |
| O SISTEMA DE MEDIÇÃO DESENVOLVIDO..... | 35 |
| 3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS | 35 |
| 3.2 CARACTERÍSTICAS DO SENSOR PASSIVO REMOTO | 35 |
| 3.3 MÉTODO DE MEDIÇÃO ESCOLHIDO..... | 36 |
| 3.4 O DISPOSITIVO DESENVOLVIDO | 39 |
| 3.4.1 Amplificador de Entrada | 41 |
| 3.4.2 Indicador de V_{max} | 41 |
| 3.4.3 Conversor Analógico / Digital | 42 |
| 3.4.4 Oscilador de 24 MHz | 43 |
| 3.4.5 Micro-controlador | 44 |
| 3.4.6 Gerador de Frequências..... | 45 |
| 3.4.7 <i>Buffer</i> de Isolação..... | 47 |
| 3.4.8 Amplificador de Saída..... | 48 |
| 3.5 APRESENTAÇÃO DAS LEITURAS OBTIDAS | 48 |
| 3.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS QUANTO À EXATIDÃO DAS LEITURAS | 50 |
| CAPÍTULO 4..... | 53 |
| CÁLCULO DA CONSTANTE DE TEMPO..... | 53 |

| | |
|---|------------|
| 4.1 INTRODUÇÃO | 53 |
| 4.2 SOLUÇÃO ANALÍTICA | 53 |
| 4.3 SIMULAÇÃO DA SOLUÇÃO ANALÍTICA | 59 |
| 4.4 SIMULAÇÃO POR <i>SOFTWARE</i> DO CIRCUITO SOB ANÁLISE..... | 60 |
| 4.5 RESULTADOS OBTIDOS COM O CIRCUITO PRÁTICO | 62 |
| 4.6 CONSIDERAÇÕES SOBRE OS RESULTADOS | 63 |
| CAPÍTULO 5..... | 65 |
| IDENTIFICAÇÃO DA RESISTÊNCIA INTRÍNSECA DO SENSOR PASSIVO | |
| REMOTO..... | 65 |
| 5.1 INTRODUÇÃO | 65 |
| 5.2 ISOLANDO R_2 NA EQUAÇÃO DE V_o | 66 |
| 5.3 VERIFICAÇÃO PRÁTICA DA EQUAÇÃO R_2 | 69 |
| CAPÍTULO 6..... | 75 |
| O SENSOR DESENVOLVIDO E SEUS RESULTADOS PRÁTICOS..... | |
| 6.1 INTRODUÇÃO | 75 |
| 6.2 O SENSOR DESENVOLVIDO | 75 |
| 6.3 DISPOSIÇÃO DO AMBIENTE DE TESTES | 77 |
| 6.4 PROCEDIMENTOS E RESULTADOS | 79 |
| 6.4.1 Procedimento de testes para a verificação da interdependência das características elétricas medidas no sensor | 79 |
| 6.4.2 Procedimento de testes para verificação dinâmica do sensor..... | 83 |
| CAPÍTULO 7..... | 87 |
| DISCUSSÃO DOS RESULTADOS OBTIDOS E CONCLUSÕES | |
| 7.1 DISCUSSÃO DOS RESULTADOS | 87 |
| 7.2 ANÁLISE DO MÉTODO PROPOSTO | 87 |
| 7.3 ANÁLISE DOS RESULTADOS OBTIDOS | 89 |
| 7.2.1 Análise da relação entre a frequência do sensor e a massa de tração..... | 89 |
| 7.2.2 Análise da relação entre a temperatura e a amplitude da resposta do sensor na f_o ... | 90 |
| 7.2.3 Análise dos valores calculados do NTC em relação às suas referências..... | 90 |
| 7.2.4 Análise dos valores de temperatura obtidos | 91 |
| 7.3 CONCLUSÕES..... | 91 |
| 7.4 TRABALHOS FUTUROS..... | 92 |
| APÊNDICE A | 95 |
| ESQUEMA ELÉTRICO DO DETECTOR DE FREQUÊNCIAS COM VARREDURA INTELIGENTE..... | |
| APÊNDICE B | 101 |
| RESPOSTA DE CIRCUITOS RESSONANTES À MODIFICAÇÃO SÚBITA NA FREQUÊNCIA DO SINAL DE EXCITAÇÃO..... | |
| ANEXO C..... | 111 |
| EVOLUÇÃO DAS MEDIDAS DO Q ATRAVÉS DO DFVI..... | |
| INTRODUÇÃO | 111 |
| OTIMIZAÇÃO DA RESPOSTA DAS BOBINAS DE EXCITAÇÃO E RECEPÇÃO..... | 111 |
| AJUSTE DO ALGORITMO DE OBTENÇÃO DOS VALORES DE Q | 114 |

| | |
|---|------------|
| AJUSTE MATEMÁTICO DAS DISTORÇÕES PROVOCADAS PELA BOBINA DE EXCITAÇÃO (L_1) | 116 |
| SENSORES REMOTOS COM FATORES DE QUALIDADE VARIÁVEIS | 117 |
| OBTENÇÃO DO FATOR DE QUALIDADE ATRAVÉS DA EQUAÇÃO (5-9)..... | 118 |
| CONSIDERAÇÕES GERAIS SOBRE AS MEDIDAS DE Q | 121 |
| APÊNDICE D | 123 |
| RELATOS CIENTÍFICOS ORIGINADOS DAS PESQUISAS MENCIONADAS | |
| NESTE TRABALHO..... | 123 |
| REFERÊNCIAS | 124 |

LISTA DE FIGURAS

- 1 **Figura 1-1:** Curva comparativa entre três termistores NTC (a $\rightarrow R_{25} = 100 \Omega$, b $\rightarrow R_{25} = 1000 \Omega$ e c $\rightarrow R_{25} = 10000 \Omega$) e um sensor resistivo metálico de platina ($R_{25} = 100 \Omega$) (modificado de *Cornersotone Sensors Inc.*)..... 9
- 2 **Figura 2-1:** Componentes típicos de um sistema biotelemétrico: (a) parte do sistema associada ao indivíduo sob monitoramento, (b) parte fixa do sistema, responsável pela recepção do parâmetro biológico para tratamento, registro e apresentação..... 15
- 3 **Figura 2-2:** Sistema biotelemétrico conectando origem e destino via rádiotransmissão: (a) parte remota do sistema, (b) unidade de recepção e observação dos dados (modificado de CROMWELL, WEIBELL e PFEIFFER, 1980)..... 17
- 4 **Figura 2-3:** Parte do sistema biotelemétrico anexado ao indivíduo, indicando a presença de múltiplos sensores (modificado de MEINZER, 1997)..... 18
- 5 **Figura 2-4:** Representação do acoplamento indutivo entre dois circuitos..... 18
- 6 **Figura 2-5:** (a) acoplamentos distintos; (b) acoplamentos simultâneos e (c) acoplamento multiplexado..... 27
- 7 **Figura 2-6:** Acoplamento entre duas bobinas circulares relacionando sua geometria e o campo gerado no ponto P (modificado de PICHORIM e ABATTI, 1997)..... 30
- 8 **Figura 2-7:** Acoplamento indutivo entre um solenóide e uma bobina circular (modificado de PICHORIM e ABATTI, 1997)..... 31
- 9 **Figura 3-1:** Distribuição das três bobinas do DFVI em relação ao solenóide do sensor: L_1 =bobina de excitação; L_4 =bobina de compensação; L_3 =bobina de recepção; L e a são as dimensões do solenóide, D é a distância do solenóide ao conjunto de bobinas e d é a distância simétrica entre $L_4 - L_1$ e $L_3 - L_1$ (modificado de ABATTI, PICHORIM e ENDERS, 1997)..... 37
- 10 **Figura 3-2:** Diagrama em blocos do detector de frequência com varredura inteligente (DFVI)..... 39
- 11 **Figura 3-3:** Esquema elétrico do (a) circuito inicialmente desenvolvido e (b) a evolução para o circuito atualmente utilizado..... 40
- 12 **Figura 3-4:** Relação entre as raias na quantização do sinal. A diferença da fundamental em relação à primeira harmônica mais significativa é de $\cong 62$ dB ($master\ clock = 25$ MHz, $f_{out} = 2,1$ MHz, início da leitura em 0 Hz e fim em 12,5 MHz) (modificado de ANALOG DEVICES AD9831, 1996)..... 44

| | | |
|----|--|----|
| 13 | Figura 3-5: Resposta do gerador aos comandos do micro-controlador para gerar as frequências de 125, 250 e 500 kHz continuamente..... | 45 |
| 14 | Figura 3-6: Apresentação do resultado da leitura de um dos sensores..... | 47 |
| 15 | Figura 3-7: Patamar de amplitude nos valores próximos a f_o do sensor sob avaliação..... | 48 |
| 16 | Figura 4-1: Circuito indutivo equivalente ao sistema DFVI. Circuito estimulador (L_1), circuito sensor (L_2) e circuito de leitura (L_3)..... | 51 |
| 17 | Figura 4-2: Simulação da equação (4-23) com valores práticos..... | 56 |
| 18 | Figura 4-3: Circuito proposto para a simulação por <i>software</i> | 58 |
| 19 | Figura 4-4: Resposta obtida na simulação por software do circuito da figura 4-3..... | 59 |
| 20 | Figura 4-5: Observação do resultado prático obtido no DFVI lendo o sensor remoto. | 60 |
| 21 | Figura 5-1: Relação de linearidade entre os valores medidos e calculados de R_2 | 67 |
| 22 | Figura 5-2: Variação entre os valores medidos e calculados de R_2 variando com a frequência..... | 68 |
| 23 | Figura 5-3: Valores medidos e calculados de R_2 em relação à frequência, com resistores de 4,7 k Ω , 3,3 k Ω e 2,2 k Ω , individualmente associados em paralelo ao circuito do sensor RLC..... | 69 |
| 24 | Figura 5-4: Gráfico dos valores medidos e calculados de R_2 para as frequências de 272 kHz, 292 kHz e 319 kHz, apresentando a projeção e a perspectiva da correlação entre ambos os processos de obtenção dos valores..... | 70 |
| 25 | Figura 6-1: Apresentação dos componentes do circuito sensor dentro do tubo de silicone (F – núcleo móvel de ferrite, L – indutor, C – capacitor e N – NTC)..... | 74 |
| 26 | Figura 6-2: Disposição do ambiente montado para a realização dos testes. Próximo à extremidade superior do frasco de vidro, interior da campânula, pode-se observar o laço de poliamida fixo no sensor onde as massas foram anexadas..... | 75 |
| 27 | Figura 6-3: Frequências de ressonância medidas em relação às trações exercidas no sensor..... | 78 |
| 28 | Figura 6-4: Valores das amplitudes de cada frequência de ressonância medidas em relação às temperaturas exercidas no sensor..... | 78 |
| 29 | Figura 6-5: Valores de referência do NTC em relação aos valores calculados..... | 79 |
| 30 | Figura 6-6: Frequências de ressonância medidas com relação às trações exercidas no sensor..... | 81 |
| 31 | Figura 6-7: Valores de referência do NTC em relação aos valores medidos..... | 81 |

| | | |
|----|--|-----|
| 32 | Figura 6-8: Erros percentuais apresentados entre os valores obtidos analiticamente e as suas respectivas referências..... | 82 |
| 33 | Figura 6-9: Valores de referência da temperatura em relação aos valores obtidos analiticamente..... | 83 |
| 34 | Figura A-1: Esquema elétrico do bloco amplificador de entrada..... | 91 |
| 35 | Figura A-2: Esquema elétrico do bloco detector de V_{max} | 91 |
| 36 | Figura A-3: Esquema elétrico do bloco conversor analógico digital..... | 92 |
| 37 | Figura A-4: Esquema elétrico do bloco oscilador de 24 MHz..... | 92 |
| 38 | Figura A-5: Esquema elétrico do bloco de controle..... | 93 |
| 39 | Figura A-6: Esquema elétrico do bloco gerador de frequências..... | 94 |
| 40 | Figura A-7: Esquema elétrico dos blocos <i>buffer</i> de isolamento e amplificador de saída..... | 95 |
| 41 | Figura A-8: Filtros de linha e conexões das portas não utilizadas..... | 95 |
| 42 | Figura B-1: Esquema elétrico do circuito simplificado. No circuito remoto R_2 foi decomposto em R_{L2} e R_{C2} , representando as resistências intrínsecas de cada componente..... | 96 |
| 43 | Figura B-2: Exemplo do sinal fornecido pela unidade de excitação ao circuito remoto no instante da mudança de uma frequência para outra..... | 97 |
| 44 | Figura B-3: Simulação da equação (B-19) através de uma planilha eletrônica..... | 101 |
| 45 | Figura B-4: Medida de v_2 , obtida no circuito prático através de um osciloscópio..... | 102 |
| 46 | Figura B-5: Aparecimento da f_o durante o período transitório na troca de frequências do estímulo..... | 103 |
| 47 | Figura B-6: Medida de v_2 no circuito prático quando as amplitudes entre as frequências inicial e final apresentam respostas diferentes..... | 104 |
| 48 | Figura C-1: Curvas de resposta normalizadas das bobinas de excitação (L_1) e de recepção (L_3)..... | 106 |
| 49 | Figura C-2: Indicação de R21 no circuito amplificador de saída, para diminuir o fator de qualidade de L_1 | 107 |
| 50 | Figura C-3: Indicação dos novos componentes no circuito amplificador de entrada, para adequar o seu ganho e diminuir o fator de qualidade de L_3 | 108 |
| 51 | Figura C-4: Comparação da curva original normalizada (x) com a obtida na regressão não linear (linha preta cheia) e a curva de compensação dos efeitos de L_1 (pontos em cinza)..... | 111 |

| | | |
|-----------|---|-----|
| 52 | Figura C-5: Gráfico comparativo dos valores de Q , calculados a partir dos dois processos de obtenção de R_2 , para a frequência de 272 kHz..... | 114 |
| 53 | Figura C-6: Gráfico comparativo dos valores de Q , calculados a partir dos dois processos de obtenção de R_2 , para a frequência de 292 kHz. | 114 |
| 54 | Figura C-7: Gráfico comparativo dos valores de Q , calculados a partir dos dois processos de obtenção de R_2 , para a frequência de 319 kHz..... | 115 |
| 55 | Figura C-8: Ilustração da taxa de erros lida pelo DFVI em relação ao aumento do fator de qualidade do sensor remoto. A curva em cinza mostra a tendência dos erros sem considerar os resultados obtidos pela equação 5-9; a curva em preto apresenta esta tendência considerando os resultados de 5-9..... | 116 |

LISTA DE TABELAS

- 1 **Tabela 2-1:** Análise da eficiência da cada circuito versus a faixa de frequência utilizada (adaptado de BENEDETTI, BIRRER e NEUKOMM 1995)..... 20
- 2 **Tabela 5-1** – Relação entre valores calculados por (5-9) e valores de referência de R_2 67

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

| | |
|------------|--|
| ALE | <i>Address Latch Enable</i> |
| AM | Amplitude Modulada |
| ASIC | <i>Application-Specific Integrated Circuit</i> |
| BiCMOS | <i>Bipolar Complementary Metal Oxide Semiconductor</i> |
| CS | <i>Chip Select</i> |
| DA | Digital Analógico |
| DAC | <i>Digital to Analogic Converter</i> |
| Δf | Variação de frequência |
| DFVI | Detector de Frequências com Varredura Inteligente |
| DNA | <i>Deoxyribonucleic Acid</i> |
| ECG | Eletrocardiograma |
| EEG | Eletroencefalograma |
| EMG | Eletromiograma |
| FM | Frequência Modulada |
| f_0 | Frequência de Ressonância |
| FSK | <i>Frequency-shift keying</i> |
| GPS | <i>Global Positioning System</i> |
| k_{xy} | Coefficiente de acoplamento indutivo entre x e y |
| M_{xy} | Indutância Mútua entre x e y |
| NAND | Operação lógica Não E |
| NASA | <i>National Aeronautics and Space Administration</i> |
| NTC | <i>Negative Temperature Coefficient</i> |
| PC | <i>Personal Computer</i> |
| PIC | <i>Peripheral Interface Controller</i> |
| PTC | <i>Positive Temperature Coefficient</i> |
| PWM | <i>Pulse Width Modulation</i> |
| Q | Fator de Qualidade |
| RD | <i>Read</i> |
| REF- | Referência negativa |
| REF+ | Referência positiva |
| R_i | Resistência intrínseca |

| | |
|------------|---|
| RISC | <i>Reduced Instruction Set Computing</i> |
| RLC | Resistor, Indutor e Capacitor |
| R_p | Resistência paralela |
| R_s | Resistência série |
| SMD | <i>Surface-Mount Devices</i> |
| V_{\max} | Tensão máxima |
| v_o | Tensão relativa à frequência de ressonância |
| ω | Frequência angular |
| ω_o | Frequência angular de ressonância |
| WR | <i>Write</i> |

RESUMO

Este trabalho propõe um método biotelemétrico para a determinação simultânea de duas características elétricas (moduláveis por parâmetros fisiológicos) de circuitos RLC passivos para microsensores injetáveis. Como o ambiente sob monitoração envolve a presença de íons (tecidos biológicos), a utilização de dipolos torna-se inviável, desta forma, o estabelecimento de um acoplamento indutivo entre o sensor e o dispositivo para o registro das medidas é necessário. Tratando-se de um dispositivo injetável, as dimensões da bobina do sensor são diminutas (diâmetro da ordem de mm), sugerindo cuidados especiais quanto ao acoplamento indutivo do circuito RLC com o dispositivo de registro das medidas. Desta forma, foi desenvolvido um detector digital de frequências, associado a um conjunto otimizado de bobinas para obter, a determinada distância (5 mm), a melhor indutância mútua possível com o microcircuito RLC remoto. Este dispositivo monitora o sensor em tempo real, informando a frequência de ressonância, a sua respectiva amplitude a partir de uma varredura em frequência. Um estudo analítico modelando a resposta em tensão do circuito detector segundo os estímulos e respostas que este fornece e recebe do circuito RLC remoto foi desenvolvido. O resultado desta análise, verificada praticamente, possibilitou a identificação da constante de tempo que cada degrau de frequência deve ser mantido no sensor para que a resposta indicada seja a mais precisa possível. Decorrente desta análise foi possível modelar teoricamente a resistência total que o circuito RLC remoto apresenta. Assim, a partir das medidas de frequência e amplitude do detector e do modelo teórico da resistência total do sensor o método foi estabelecido. Para verificar na prática a validade do método um micro sensor (2,8 x 23 mm) foi desenvolvido. O sensor foi encapsulado dentro de um tubo de silicone, apresentando um indutor montado junto a um bastão de ferrite, um capacitor SMD e um NTC, todos associados em paralelo. Com a alteração da distância entre o bastão de ferrite e o indutor (através da tração do tubo de silicone) a frequência do sensor é alterada e a variação da resistência do NTC, através da temperatura, altera o fator de qualidade do sensor. A utilização do método para monitorar o sensor apresentou erros inferiores a 0,57 % para a indicação da frequência e 0,77 % para a indicação da temperatura. A influência medida da variação da temperatura sobre a indicação da frequência foi inferior a 0,16 %, indicando que o método é viável.

ABSTRACT

This work proposes a biotelemetric method to determine simultaneously two electrical characteristics (modulated by physiological parameters) from a passive injectable RLC microcircuit. Due to the presence of free ions inside the biological tissue, inductive links (loop antennas) must be employed, instead of dipole antennas. As the coil of the sensor presents small dimensions (diameter of about mm) its magnetic coupling to the monitoring device requires special attention. To monitor the sensor, a digital device assembled with a group of coils to maximize the mutual inductance (at a distance of 5 mm) between them was developed, detecting its resonance frequencies and the respective amplitude (through a frequency sweep) in real-time. The electrical response acquired by the detector from the sensor was analytically modeled. The model indicates a time constant to consider for each change of the signal frequencies to prevent errors in the response. From that theoretical model, an equation to determine the total resistance from the RLC circuit was obtained and confirmed by experiments. Then, a method to determine the resonance frequency and the total resistance from remote RLC circuit was proposed. A sensor was developed to verify the accuracy and the limits from this method. A parallel RLC circuit was built inside a silicone rubber tube. When the tube is stretched, a ferrite rod assembled beside the inductor is displaced varying the resonance frequency and, changing the environmental temperature, a NTC varies the quality factor of the circuit. Tests using the proposed method to monitor the sensor were realized. Errors small than 0.57 % in the resonance frequencies and 0.77 % in the temperature were obtained. The measured influence of the temperature variation over frequency determination was less than 0.16 %, indicating that the method is feasible.

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 INTRODUÇÃO

O ser humano sempre manifestou a sua vontade de buscar o entendimento dos sistemas que compõem a Natureza, ora interagindo com esta, ora modificando alguns dos seus elementos. Este imenso laboratório fornece até hoje inúmeras composições ainda incompreendidas e outras cuja trava inicial já se conseguiu abrir. No entanto, há muito o que fazer e qualquer área de abrangência outrora iniciada ainda necessita de avanços para trazer mais luz ao conhecimento técnico e flexibilizá-lo em prol do objetivo que qualquer ciência deve ter em mente, o avanço da própria humanidade.

Um dos sistemas que mais intriga o homem é o seu próprio organismo: esta organização biológica, viva, complexa e interativa, que busca o seu próprio equilíbrio dinâmico perante as variações que o meio lhe impõe. Motivados por esta engenhosa maravilha bioquímica, muitos nomes proeminentes da ciência buscaram entendê-la. Desde Hipócrates, que inaugurou a ciência médica baseada na observação clínica, considerando que o conhecimento do corpo só é possível a partir do conhecimento do homem como um todo, até os dias atuais, com nomes como James D. Watson, Francis H. C. Crick e Maurice H. F. Wilkins que ao descobrirem a estrutura do DNA propiciaram avanços inimagináveis como, por exemplo, a obtenção futura de remédios preparados de acordo com a seqüência genética do paciente.

Simultaneamente à evolução da ciência médica, nasceu a necessidade da observação quantitativa dos sistemas biológicos. A princípio, utilizava-se nestas medições o que se dispunha, isto é, os próprios sentidos. Entretanto, esta forma de medida mostrou-se muito imprecisa e pessoal. Aos poucos uma instrumentação mais apropriada começou a ser desenvolvida (como por exemplo, os estetoscópios binaurais que substituíram os primeiros que funcionavam com a auscultação monaural). Acompanhando esta evolução, uma padronização para a obtenção de resultados confiáveis tornou-se, além de necessária,

imperiosa, pois os procedimentos para a obtenção de medidas geravam valores muito discrepantes e sem repetitividade.

A concepção da instrumentação de medição mais sofisticada e a conseqüente obtenção de medidas mais adequadas ao estudo dos sistemas biológicos tiveram um grande impulso no século XIX e início do século XX, com estudos e aplicações como a dos raios X, descobertos por Wilhelm C. Röntgen em 1895 e aplicados à área biológica pela primeira vez por Eduard Haschek e Otto Lindenthal em Viena (Áustria), em 1896, ou do primeiro eletrocardiógrafo, capaz de detectar atividades elétricas do coração construídas em 1903 pelo fisiologista Willem Einthoven (MACKAY, 1983).

Entretanto, os maiores avanços ocorreram mesmo no século XX, particularmente após a II Guerra Mundial, com o aparecimento de tecnologias como a dos semicondutores e da energia atômica, auxiliadas por técnicas muito avançadas como as empregadas na engenharia espacial (CROMWELL, WEIBELL e PFEIFFER, 1980). Isto culminou com o desenvolvimento do processamento computacional dos diagnósticos atuais (Tomografia e Radiografia computadorizadas e a Ressonância Magnética), que apresentam como características principais a capacidade de processamento de grande quantidade de informações simultâneas e a exatidão no fornecimento dos resultados.

Visando colaborar com os avanços da instrumentação biomédica, este trabalho propõe um método para a obtenção de duas características elétricas simultâneas, que podem ser moduladas por parâmetros fisiológicos, a partir de um simples circuito passivo (RLC) remoto. Para atingir este intento duas características físicas deste circuito são utilizadas neste monitoramento, a freqüência de ressonância (que pode ser modulada pela tração muscular) e a resistência total do circuito (que pode ser modulada pela temperatura ambiente), o que implicou na construção de um microsensor biotelemétrico composto de um indutor variável, um pequeno capacitor e um resistor com coeficiente negativo de temperatura.

1.2 INSTRUMENTAÇÃO BIOMÉDICA

Os parâmetros biológicos do corpo humano variam com o tempo (mesmo quando várias condições de controle são fixadas) e de paciente para paciente, em condições normais e

similares (WEBSTER, 1998). Estas variações ocorrem devido a interação dos vários sistemas orgânicos que compõem o corpo (com seus múltiplos sinais de entrada e seus elos de realimentação), bem como as diferenças genéticas que cada indivíduo apresenta. Não obstante a gama de medidas obtidas, um dado parâmetro numa população não assume valores fixos, podendo variar dentro de alguns limites compatíveis com o corpo humano.

Como são muitos os parâmetros biológicos que um profissional da área da saúde deve avaliar para a elaboração de um dado diagnóstico, o usual é que este recorra a estatísticas empíricas e distribuições probabilísticas (WEBSTER, 1998) para localizar o paciente dentro da normalidade, ou em certos grupos patológicos. Devido a este amplo panorama, a instrumentação que irá fornecer os resultados a serem analisados deve ter um grau de exatidão tal que permita uma conclusão correta quanto ao estado do paciente sob diagnose.

O grau de confiança nos resultados apresentados será mais elevado, quanto mais estudados e conhecidos forem os fatores que influenciam a exatidão das medidas. Este conhecimento deve extrapolar o entendimento do processo de medida e alcançar as interferências que o próprio processo pode causar no sistema sob medição (COBBOLD, 1974). Então, esta confiança irá refletir o quadro real do paciente, já que cada parâmetro irá fornecer informações do comportamento do órgão a que se refere, em relação ao sistema biológico como um todo. Quanto mais exatos forem os resultados, menor é a chance que o responsável pela análise tem para incorrer em erros e assim fornecer a prescrição terapêutica mais apropriada ao paciente diagnosticado.

A exatidão das medidas biomédicas tende a ser maior quanto mais próximas dos locais de origem dos parâmetros biológicos forem realizadas, pois desta forma, não sofrerão possíveis distorções que a propagação destes parâmetros possam sofrer ao atravessarem diferentes tipos de tecidos até chegarem ao sensor correspondente. Da mesma forma, dispositivos com respostas mais sensíveis a estes parâmetros irão concorrer para que este objetivo seja alcançado.

Dispositivos eletrônicos injetáveis através de agulhas hipodérmicas vêm sendo utilizados nas áreas biomédicas (NARDIN *et al.*, 1995; CLAES, 1999; PICHORIM, 2003), facilitando sua inserção precisa nos locais desejados e favorecendo a medição *in loco* e *in situ* dos parâmetros desejados, possibilitando a melhor exatidão nestas medidas, evitando desta

forma, a necessidade de procedimentos cirúrgicos para o seu implante. Originalmente empregados em estimulação neuromuscular (NARDIN *et al.*, 1995; TROYK e SCHWAN, 1995a), sua principal característica é o formato cilíndrico com dimensões bastante reduzidas (10 mm de comprimento por 2 mm de diâmetro).

A operação desses circuitos é garantida através de uma microbobina, localizada no interior do implante, permitindo indutivamente o acoplamento de energia externa. Desta maneira, o uso de baterias é evitado e a vida útil do dispositivo é prolongada. Utilizando-se estas técnicas, comuns à Biotelemetria, em princípio é possível desenvolver dispositivos injetáveis, com capacidade para monitoração de vários parâmetros fisiológicos tais como temperatura, pressão, sinais cardíacos, entre outros.

Através de estudos profundos e a preocupação com a busca precisa de parâmetros biológicos, a Biotelemetria vem auxiliando as ciências Biomédicas utilizando dispositivos “anexados” a pacientes, permitindo a sua monitoração de forma remota. Este trabalho enquadra-se neste campo, pois visa encontrar uma solução que venha detectar frequências de rádio emitidas por um destes dispositivos remotos.

1.3 OBJETIVO DO TRABALHO

O presente trabalho propõe um método para obter a frequência de ressonância e a resistência total de microsensores passivos remoto implantáveis. Conseqüentemente, utilizando transdutores adequados, com este tipo de microsensor seria, em princípio, possível monitorar dois parâmetros fisiológicos simultaneamente. A utilização de sensores passivos implica na ausência de baterias na unidade remota, então toda a energia necessária ao funcionamento deste dispositivo deve ser fornecida por uma fonte externa, o que sugere o emprego da menor quantidade possível de componentes no circuito sensor. Desta forma, os sensores são compostos por circuitos RLC, onde a troca de energia, via acoplamento indutivo, permite a excitação e a leitura dos parâmetros propostos. Tratando-se de acoplamento indutivo, para a intercomunicação entre as partes de sensoriamento e leitura, é desejável que o método apresente a melhor imunidade a ruídos possível (pois em tecidos biológicos, a permissividade magnética do meio apresenta baixos rendimentos para a propagação de energia), fazendo com que as medições sejam efetuadas em pontos próximos à frequência de ressonância (f_0) do circuito sensor (portanto, com elevada relação sinal ruído).

Como dois parâmetros físicos são obtidos dos circuitos RLC através do método proposto, então dois parâmetros fisiológicos também podem ser indicados a partir da modulação das grandezas físicas envolvidas (WEBSTER, 1998; COBBOLD, 1974; MACKAY, 1983). Os parâmetros fisiológicos capazes de modular as grandezas elétricas monitoradas pelo sensor poderiam ser, por exemplo, a força muscular e a temperatura dos tecidos envolvidos.

1.3.1 Força Muscular

A medida de força muscular tem uma larga aplicação clínica. Por exemplo, a medição das propriedades da parede do miocárdio é de grande importância no estudo da fisiologia cardíaca. Medições de forças do miocárdio são frequentemente realizadas, onde sensores de força (a base de extensômetros) são fixados ao miocárdio por suturas (COBBOLD, 1974). Já a medição da força nos dedos e nas mãos é necessária para pesquisa e estudos da biomecânica, avaliação clínica das funções das mãos e para dispositivos de reabilitação. Medidores de força são também necessários para a avaliação dos efeitos de técnicas cirúrgicas, tais como transplante de tendão e implante de juntas (SCOTT *et al*, 1997).

Como terceiro exemplo, pode-se citar a medição da força oclusiva (fechamento das mandíbulas) que é de grande importância na ortodontia e odontologia, onde conceitos de biomecânica auxiliam no tratamento de doenças como o bruxismo (pressão oclusiva desenvolvida pelo paciente durante o sono) e o desenvolvimento de novos materiais para próteses e obturações.

As propriedades musculares com relação à força são estudadas sob as condições isométricas, onde, durante a tentativa de contração, o músculo é mantido com seu comprimento constante, isotônicas, onde o músculo contraído apresenta-se sob uma carga constante e ainda na condição auxotônica, quando durante a contração muscular nem a força nem o comprimento se mantêm constantes.

Para a medição de força muscular, sensores têm sido implantados diretamente no local que se deseja avaliar com o objetivo de medir o trabalho mecânico das fibras musculares, tendões e articulações. Os sensores mais comumente utilizados fazem a transdução da

grandeza física em sinais elétricos mensuráveis (WEBSTER, 1998; COBBOLD, 1974). Caso os sensores sejam passivos, circuitos RLC ressonantes podem ser utilizados.

A frequência de ressonância e o fator de qualidade são dois parâmetros mensuráveis de um circuito RLC. Para fazê-los variar dentro de determinados intervalos é necessário que o indutor ou o capacitor e o resistor possam alterar seus valores. Sendo variável, o componente escolhido pode funcionar como um transdutor de uma grandeza física em sinal elétrico.

Quando se pretende utilizar o indutor como componente variável é possível alterar o valor da sua indutância atuando na sua forma (por aproximação ou expansão das espiras que o compõe) ou deslocando uma parte móvel do seu núcleo. Ambas as soluções empregam a grandeza deslocamento para a modulação do parâmetro elétrico desejado, tornando possível a medida de força pelo sistema biotelemétrico proposto.

Os sensores empregando transdutores indutivos têm a vantagem de não serem afetados pelas propriedades dielétricas do ambiente monitorado, entretanto, podem sofrer alterações quando submetidos a campos magnéticos ou próximos a materiais magnéticos. A alteração de indutância provocada nestes transdutores não tem um comportamento linear ao longo do deslocamento, porém, dentro de certos intervalos limitados, eles podem ser considerados lineares. O fato destes dispositivos demandarem baixa quantidade de energia e produzirem grande variação de indutância torna-os atrativos para aplicações radiotelemétricas.

1.3.2 Temperatura do Corpo Humano

Muitos processos físicos são influenciados direta ou indiretamente pela temperatura, devido a este fato, vários são os tipos de transdutores utilizados para realizar tal intento. A seleção do transdutor mais apropriado para cada circunstância deve levar em conta os objetivos a serem alcançados, a linearidade na resposta à temperatura, a faixa de medição, a reprodutibilidade das medidas (COBBOLD, 1974) e para o caso deste trabalho, o seu tamanho e a capacidade de transformar a energia térmica em sinais elétricos.

A medição de temperatura, de um modo geral, já foi motivo de estudo em vários trabalhos acadêmicos e científicos. Todavia, quando o objeto da medição de temperatura é o corpo humano, algumas considerações e cuidados são importantes.

Inicialmente pode-se observar que diagnósticos da variação de temperatura corporal podem fornecer dados importantes ao especialista da área da saúde. Segundo Webster (1998), pacientes que se encontram em estado de choque têm como indicativo de diagnóstico a queda da sua temperatura corporal (devido à redução da pressão sangüínea e conseqüente diminuição do seu fluxo periférico, baixando a temperatura do corpo). Fato similar ocorre sob o efeito da anestesia, onde o centro de regulação da temperatura do organismo é induzido a reduzir a temperatura orgânica.

No sentido oposto, o aumento da temperatura pode indicar a presença de uma infecção no organismo, através do aparecimento de febre e a perda de fluidos. Na pediatria, incubadoras especiais são monitoradas para aquecerem o ambiente e estabilizar o estado de saúde de recém nascidos. Do mesmo modo, estudos recentes relacionam a temperatura das articulações com o processo inflamatório desenvolvido pela artrite, onde o aumento do fluxo sangüíneo (devido às inflamações crônicas) pode ser detectado através da variação de temperatura no local avaliado.

O registro de temperaturas em aplicações médicas ou biológicas geralmente emprega transdutores termoelétricos e dentro desta categoria os termoresistivos são os mais utilizados (COBBOLD, 1974). Isto se deve ao fato que certos metais e semicondutores alteram a sua resistência característica quando há uma variação na temperatura do local onde estão imersos. A resposta de ambos os tipos de materiais à variação de temperatura não são perfeitamente lineares, entretanto, se a faixa avaliada não for demasiado ampla, intervalos lineares podem ser assumidos.

Devido a limitações de dimensão (o sensor desenvolvido deve ser injetável, portanto, de dimensões reduzidas) e praticidade (excelente estabilidade ao longo do tempo e coeficiente de temperatura amplo), o transdutor composto por semicondutores foi o escolhido para construir o sensor empregado neste trabalho. Estes transdutores são denominados termistores e são compostos por materiais cerâmicos, apresentando coeficientes positivo (*PTC*) ou negativo (*NTC*) de temperatura, de acordo com a sua fabricação.

Apesar dos termistores apresentarem exatidão e confiabilidade dez vezes maior que os termopares na temperatura de interesse (entre 30 e 45 °C, que representa a faixa da temperatura corporal humana), os *PTCs* apresentam curvas características com taxas de variação da resistência muito baixas em relação à temperatura, além disto, pouca informação existe a respeito da sua estabilidade a longo prazo. Já os *NTCs* apresentam uma taxa de variação de 3 a 5% do valor da sua resistência por °C, em uma faixa que engloba o intervalo desejado e uma estabilidade a longo prazo de $\pm 0,2\%$ do seu valor nominal por ano (COBBOLD, 1974). Desta forma, os *NTCs* apresentam características mais apropriadas para serem utilizados em aplicações biomédicas.

Porém, tratando-se da medição de temperatura, é necessário observar que o termistor escolhido deve trabalhar em uma condição onde a dissipação de potência sobre si mesmo seja desprezível, sofrendo as influências térmicas apenas do ambiente onde se encontra. Caso contrário, suas condições de operação irão interferir diretamente sobre as medidas observadas.

A relação entre a resistência R , do termistor e a temperatura absoluta T (fornecida em graus Kelvin - K) é dada por

$$R_t = R_0 e^{\left[\frac{\beta(T_0 - T)}{TT_0}\right]}, \quad (1-1)$$

onde β é a constante térmica do material do termistor, dada em Kelvin (K), T_0 é a temperatura padrão (em K), que geralmente é dada como 298 K ($\cong 25$ °C) e R_0 é a resistência do termistor medida à temperatura padrão. O valor de β aumenta suavemente com a temperatura, entretanto, para o intervalo em que as aplicações biomédicas se encontram (onde variam entre 35 a 45 °C), este fator pode ser considerado fixo. (COBBOLD, 1974; WEBSTER, 1998).

Na figura 1-1 pode-se verificar a curva característica de três termistores (a, b e c) em comparação a um sensor resistivo metálico (d). Nota-se que a taxa de variação da resistência em função da temperatura é muito mais acentuada nos termistores que no sensor metálico, porém, a curva deste último é linear em toda a faixa de temperatura medida. Entretanto, observando o intervalo entre 25 e 50 °C, que é onde se encontra a variação da temperatura corporal humana, pode-se identificar para os termistores a e b, segmentos praticamente

lineares em ambas as curvas. O que torna os termistores adequados para a medição de temperatura em dispositivos biomédicos.

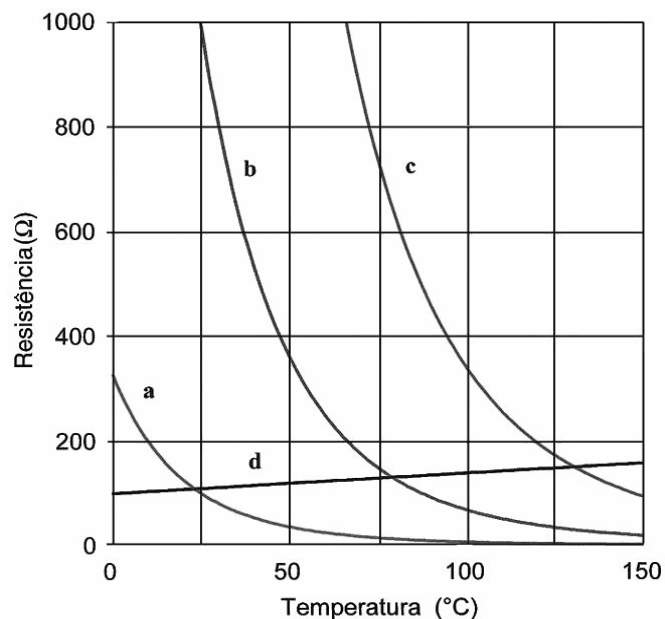


Figura 1-1: Curva comparativa entre três termistores NTC (a → $R_{25} = 100 \Omega$, b → $R_{25} = 1000\Omega$ e c → $R_{25} = 10000 \Omega$) e um sensor resistivo metálico de platina ($R_{25} = 100 \Omega$) (modificado de *Cornersotone Sensors Inc.*).

A forma de inserção dos termistores nos circuitos a serem utilizados para a mensuração da temperatura difere conforme a exatidão desejada. Circuitos em ponte apresentam alta sensibilidade e exatidão, já os circuitos diferenciais conseguem identificar variações muito pequenas de temperatura (COBBOLD, 1974; WEBSTER, 1998). Entretanto, em casos onde a própria inserção de componentes adicionais (como em pontes), ou ativos (como amplificadores operacionais) consomem consideravelmente a energia que circula no circuito (como em circuitos remotos passivos), a simples associação do termistor em série ou em paralelo é suficiente para a indicação da temperatura. Obviamente, a resposta do termistor nesta configuração não será tão exata quanto às anteriormente mencionadas, mas, é o suficiente para alcançar os objetivos desejados.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho está dividido em 7 capítulos. No capítulo 1, é apresentada uma introdução sintética do início do estudo da fisiologia humana, os objetivos deste trabalho em

face à Biotelemetria e a sua organização de forma geral e uma rápida apresentação dos possíveis parâmetros fisiológicos monitorados pelo sensor desenvolvido.

No capítulo 2, é feita uma revisão histórica da Biotelemetria, mencionando os pioneiros que idealizaram sistemas capazes de medir à distância o comportamento de sistemas biológicos. É apresentado também um panorama geral descrevendo os cuidados e procedimentos empregados em Biotelemetria, abordando os diversos aspectos que esta técnica apresenta, a sua situação atual e as tendências futuras.

O capítulo 3 oferece uma visão ampla do circuito que compõe o detector inteligente por varredura em frequência, desenvolvido para realizar as medidas em sensores remotos implantáveis. Indica o princípio de funcionamento do *hardware* elaborado, as técnicas de acoplamento deste com os dispositivos remotos e os processos de *software* criados para realizar a busca automática da frequência de ressonância dos sensores implantáveis. Apresenta também o meio de comunicação do detector com a interface de controle, a forma de informação dos resultados e algumas considerações sobre a exatidão das leituras obtidas através deste dispositivo detector de frequências.

O capítulo 4 documenta a necessidade do cálculo da constante de tempo que os circuitos dos sensores remotos apresentam, tendo em vista os acoplamentos indutivos e as trocas de frequência às quais estão sujeitos. É exposta a concepção do circuito indutivo equivalente para a realização da solução analítica, sua comparação com os resultados obtidos em simulações eletrônicas e medidas práticas. Por fim, algumas constatações que o resultado analítico final proporcionou são apresentadas.

O capítulo 5 inicialmente analisa o modelo matemático obtido no capítulo anterior, fazendo considerações apropriadas quanto à sua utilização em relação ao tempo, para determinar a tensão que os circuitos sensores retornam ao dispositivo de leitura do detector. Encaminha-se apresentando um novo desenvolvimento analítico, considerado a partir do modelo matemático mencionado, chegando à equação que representa a resistência total intrínseca aos circuitos RLC remotos. Também são apresentadas comparações entre referências práticas e os resultados analíticos obtidos.

No capítulo 6 são documentados os resultados obtidos através do método proposto, ilustrando as variações de medidas registradas com os dispositivos remotos empregados nos

testes (um com frequência central fixa e resistência variável e outro com a frequência e a resistência variáveis). Uma análise das referências medidas, com os parâmetros fisiológicos mencionados, simulando força e temperatura, também é apresentada.

No capítulo 7 são relacionadas as conclusões obtidas comparando o método sugerido com as verificações práticas levantados no capítulo anterior e são propostos trabalhos futuros para aprofundar as pesquisas iniciadas frente aos resultados até agora obtidos.

O apêndice A ilustra detalhadamente o esquema elétrico do detector de frequências com varredura inteligente.

Quando a solução analítica para determinar a tensão que os sensores remotos originam ao serem submetidos a uma mudança abrupta de frequência foi obtida (capítulo 4), percebeu-se, numa análise mais profunda, que um outro fenômeno elétrico se originava nestes circuitos. O apêndice B relata o efeito inesperado encontrado detalhadamente, e apresenta considerações formuladas a partir dos dados teóricos e práticos obtidos. Vale ressaltar que tal fenômeno não consta de nenhuma publicação conhecida, básica ou avançada, sobre a teoria de circuitos elétricos.

No apêndice C são apresentados detalhadamente os problemas que o processo de medição encontrou na obtenção dos valores do fator de qualidade (Q) dos sensores remotos implantados. São relatadas, ainda, as várias fases pelas quais o circuito detector passou para melhorar a exatidão das medidas deste fator, uma apreciação percentual da evolução desta exatidão a cada fase alcançada, as considerações finais para a medida do Q em pequenas bobinas e a razão pela qual a solução analítica para encontrar a resistência total intrínseca dos circuitos remotos foi objetivada.

Finalmente, o apêndice D apresenta uma lista com todas as publicações científicas e participações em congressos que as pesquisas relatadas neste trabalho originaram.

CAPÍTULO 2

PRINCÍPIOS DE BIOTELEMETRIA PASSIVA

2.1 INTRODUÇÃO

A partir do momento que alguns pesquisadores experimentaram transmitir remotamente os parâmetros biológicos fornecidos pela instrumentação biomédica tradicional, surgiu a Biotelemetria. O termo literalmente vem da união das expressões Instrumentação Biomédica e Telemetria (PIRES, 2004).

Os principais propósitos da Biotelemetria envolvem o monitoramento ou estudo de animais e seres humanos promovendo mínimas interferências nas suas atividades normais, bem como explorar partes de difícil acesso nestes sistemas biológicos (MACKAY, 1983).

Ao longo da história, pode-se considerar que o estetoscópio foi o primeiro dispositivo médico a aplicar os princípios da biotelemetria, pois informa o compasso cardíaco do paciente, amplificando-o e transmitindo-o desde a superfície do tecido epitelial até o ouvido do médico para a sua interpretação, sem que haja um contato direto da origem geradora dos batimentos cardíacos e o seu destino (CROMWELL, WEIBELL e PFEIFFER, 1980).

Os primeiros registros de aplicações biotelemétricas devem-se a Frenchman Maurey e Willem Einthoven. Maurey, em 1869, estudou o movimento do músculo peitoral causado pelo movimento das asas de um pombo através de tubos de borracha, conectados do pássaro a um dispositivo pneumático que registrava sua movimentação, num tambor impregnado com fuligem (MACKAY, 1993). Em 1883, Maurey relatou suas experiências biotelemétricas num tratado sobre locomoção aérea e terrestre (*Animal Mechanism*). Nesta obra é mencionada outra experiência envolvendo um princípio semelhante ao utilizado com pássaros, porém desta vez aplicado a cavalos, onde um cavaleiro carregava o aparelho de medição (MACKAY, 1983). Já Einthoven, que concebeu o eletrocardiógrafo em 1903, de forma bastante original, utilizou uma linha telefônica comum para transmitir as atividades elétricas geradas pelo coração de um paciente, desde o hospital até o seu laboratório, a quilômetros de distância, onde conectou a outra ponta da linha telefônica a um galvanômetro, obtendo assim

as medições desejadas (CROMWELL, WEIBELL e PFEIFFER, 1980). Tanto os tubos de borracha de Maurey, como a linha telefônica empregada por Einthoven, comportaram-se simplesmente como condutores dos sinais desde a origem do evento até o destino para a sua medição. Entretanto, os maiores avanços em Biotelemetria envolvem a transmissão e a recepção de dados biológicos sem a utilização de fios ou qualquer outra ligação física entre a origem e o destino dos sinais que serão medidos. Esta nova concepção tem o seu primeiro registro em 1921, quando Winters transmitiu os sons de batimento cardíaco via um rádio da marinha como demonstração da possibilidade para navios sem médico a bordo. Mas a idéia de transmitir sinais a partir do interior de sistemas biológicos só surgiu em 1946, quando algumas incertezas sobre a pressão no interior da bexiga humana foram questionadas e a sugestão da inserção de um rádio transmissor no seu interior foi levantada. Este intento, porém, só foi conseguido a partir do início da década de 1950, quando William Shockley, dos laboratórios Bell, inventou o transistor (MACKAY, 1983).

Não mantendo um contato físico direto, a Biotelemetria via rádio, que envolve a adoção de acoplamentos eletromagnéticos entre a origem dos sinais biológicos e o destino da medição, tem uma larga escala de aplicação. Utilizada tanto em humanos quanto em animais, apresenta dentre muitas características duas muito interessantes: o isolamento elétrico do indivíduo sob observação do dispositivos de medição e a mobilidade do indivíduo monitorado. A primeira característica mencionada é altamente desejada no aspecto de segurança elétrica, pois o monitoramento de parâmetros biológicos, muitas vezes, não é feito diretamente sobre a pele intacta (que apresenta alta impedância elétrica), mas em contacto direto com veias e artérias (que apresentam baixas impedâncias elétricas, além da ligação direta com o coração), onde a circulação de correntes elétricas da ordem de 600 μA a 1mA podem ser fatais (BRONZINO, 1992; WEBSTER, 1998). A segunda característica é bastante importante quando se necessita observar animais em seu *habitat* natural, sem interferir nos seus padrões de comportamento, enquanto que em humanos, garante a liberdade de movimentos durante o registro de um ou vários parâmetros biológicos.

Praticamente todos os parâmetros fisiológicos podem ser monitorados por esta técnica de medição. Desde sinais provenientes do coração (eletrocardiogramas – ECG), dos músculos (eletromiogramas – EMG) ou do cérebro (eletroencefalogramas – EEG), até outras variáveis fisiológicas como a pressão sangüínea, o fluxo sangüíneo ou a temperatura de tecidos orgânicos. No entanto, é importante lembrar que a Biotelemetria não contempla métodos

somente para leitura de variáveis, pois também é possível utilizar-se deste meio para emitir estímulos ao indivíduo monitorado (CROMWELL, WEIBELL e PFEIFFER, 1980). Tal versatilidade permite grandes avanços em áreas como a Reabilitação, tornando possível o envio de estímulos elétricos a dispositivos anexados a feixes nervosos ou musculares, auxiliando na recuperação de pacientes com várias formas de deficiências (SAUERMAN e LANMÜLLER, 1997; SCHOLZ, *et al.*, 1997; MARÍN, *et al.*, 1999; LANMÜLLER, *et al.*, 2003; WANE, *et al.*, 2003).

Os métodos empregados nos processos biotelemétricos apresentam grandes diversidades, pois a gama de variáveis a ser contemplada é muito ampla. Podem-se mencionar algumas das características a serem consideradas:

- o tamanho do indivíduo sob observação (desde uma abelha, passando por um ser humano, chegando até uma baleia);
- a distância útil de transmissão (de milímetros até centenas de quilômetros);
- o tempo que se pretende manter a transmissão ativa (de frações de segundo até anos);
- a faixa de frequência a ser utilizada (de dezenas de kHz até centenas de MHz);
- o modo de transmissão do sinal elétrico (frequência sem modulação, AM, FM, PWM, FSK, etc.);
- o ambiente onde será feita a medição (em laboratório, hospital, floresta, sob a água, na neve, durante o voo, etc.);
- a forma de anexação do dispositivo ao indivíduo monitorado (carregado externamente, inserido cirurgicamente, injetado hipodermicamente, engolido, etc.);
- o tipo de alimentação do implante (ativo, com bateria interna, ou passivo, sem bateria interna);
- a forma de transdução do implante (elétrica, mecânica, química, etc.);
- a direcionalidade do implante (unidirecional, bidirecional ou omnidirecional);

Todos estes aspectos são importantes e determinantes para a escolha apropriada das características do sistema biotelemétrico a ser utilizado (MACKAY, 1983).

Observando a diversidade de detalhes que um sistema biotelemétrico pode abranger, seria trabalhoso fazer um apanhado geral, tratando de cada item em particular, o que foge ao escopo do presente trabalho. Desta forma, pretende-se expor com mais detalhes alguns

aspectos que colaboram diretamente com os objetivos deste trabalho. Assim serão mencionados apenas o aspecto de um sistema biotelemétrico em geral, a escolha das frequências a serem utilizadas, alguns tipos de sensores remotos anexados aos indivíduos sob monitoramento e os aspectos gerais sobre biocompatibilidade destes sensores.

2.2 COMPONENTES DE UM SISTEMA BIOTELEMÉTRICO

Sistemas Biotelemétricos podem assumir complexidades bastante significativas conforme as necessidades biológicas exigidas. Entretanto, independente da sua aplicação, todos estes sistemas partem dos mesmos componentes clássicos. A figura 2-1 (a) apresenta a parte remota do sistema que se encontra junto ao indivíduo monitorado. O parâmetro biológico desejado (ECG, EMG, EEG, pressão sangüínea, fluxo sangüíneo, temperatura, etc.) interage com o sensor apropriado, que envia o sinal elétrico resultante a um bloco condicionador do sinal. Este bloco pode assumir várias funções, como a modulação de uma portadora a partir do sinal recebido do bloco sensor, ou converter este sinal para um modo digital, ou ainda multiplexá-lo junto a outros sinais vindos de sensores variados espalhados pelo corpo do indivíduo. Após o seu condicionamento, o sinal elétrico é enviado ao bloco emissor para ser devidamente transmitido à unidade de recepção para armazenamento ou apresentação do resultado.

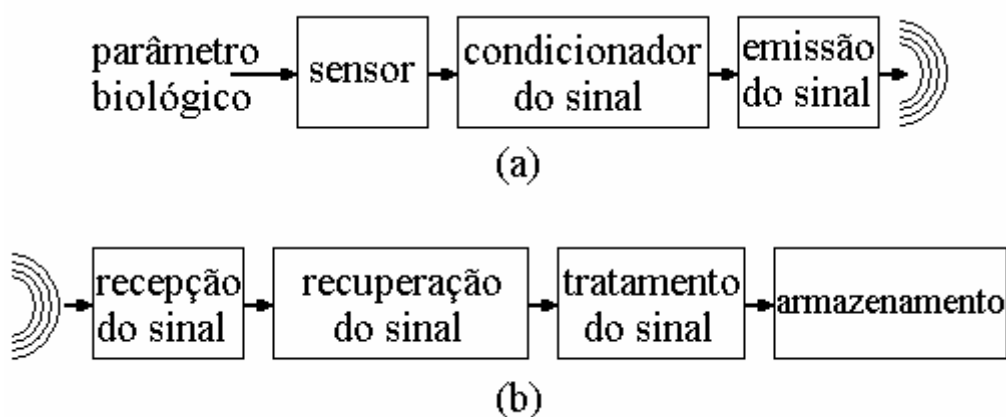


Figura 2-1: Componentes típicos de um sistema biotelemétrico: (a) parte do sistema associada ao indivíduo sob monitoramento, (b) parte fixa do sistema, responsável pela recepção do parâmetro biológico para tratamento, registro e apresentação.

Na figura 2-1 (b) é apresentada a parte fixa do sistema. O primeiro bloco recebe o sinal transmitido pela parte remota do sistema e o envia ao bloco recuperador do sinal elétrico. Este bloco tem a função inversa do bloco condicionador da parte remota do sistema. Assim, sua função será inversamente proporcional ao efeito criado no lado remoto (demodulando o que foi modulado, ou convertendo o sinal digitalizado em seu correspondente analógico, ou ainda, demultiplexando o conjunto multiplexado anteriormente). De qualquer forma, a intenção é recuperar o sinal elétrico original que o sensor obteve do parâmetro sob observação. Este sinal resultante passa então por um bloco de tratamento, que varia de acordo com o objetivo do equipamento de leitura. O bloco de armazenamento irá manter o registro dos sinais obtidos, porém esta função é opcional no sistema.

É importante lembrar que, como a figura 2-1 ilustra o diagrama em blocos típico de um sistema biotelemétrico, o modo de transmissão e recepção do sinal elétrico será relativo ao meio escolhido para tal. Então, neste diagrama estão contempladas desde emissões feitas através do meio não físico ou especiais (como as conexões de rádio, ou via sinais infravermelhos), como aquelas feitas via um meio físico (como linhas telefônicas ou cabos ligando o estágio remoto à parte receptora dos sinais) ou ultra-som (comuns na água).

Alguns autores enfatizam ou criam blocos adicionais aos mencionados no esquema da figura 2-1. Este aspecto serve para marcar a importância das considerações que o desenvolvedor do sistema deve tomar, ou tomou ao projetá-lo. Jeutter (1983), por exemplo, criou um bloco específico entre a emissão e a recepção do sinal, nomeando-o com as várias facetas que o meio de transmissão pode tomar (ar, água, espaço, fios), e ainda considerou algumas entradas adicionais para este bloco, uma para os ruídos que estes meios podem causar ao sinal transmitido e outra para o tipo de energia propagada neste meio conforme o sistema de transmissão escolhido (rádio, som, luz, alimentação elétrica).

Vários outros autores enfatizam os sistemas biotelemétricos que se utilizam da radiotransmissão como meio de comunicação de dados entre ambas as partes. A utilização da radiotransmissão nestes sistemas traz outras considerações importantes, pois os blocos de emissão e recepção do sinal (figura 2-1, (a) e (b) respectivamente) devem considerar a forma de modulação a ser utilizada pelo rádio. A figura 2-2 ilustra esta afirmativa, onde se pode identificar a presença de uma portadora de sinal de rádio e um bloco modulador,

imediatamente conectado a uma antena do bloco emissor. No lado do receptor o processo deve ser invertido para a recuperação do sinal biológico obtido remotamente do indivíduo. Esta forma de transmissão assumiu a tendência mundial em Biotelemetria e vários são os autores que indicam a radiotransmissão nos diagramas em blocos dos sistemas mencionados (CROMWELL, WEIBELL e PFEIFFER, 1980; JEUTTER, 1983; LONG, 1983; MACKAY, 1993; WEBSTER, 1998; MARÍN, *et al.*, 1999; LANMÜLLER, *et al.*, 2003; WANE, *et al.*, 2003).

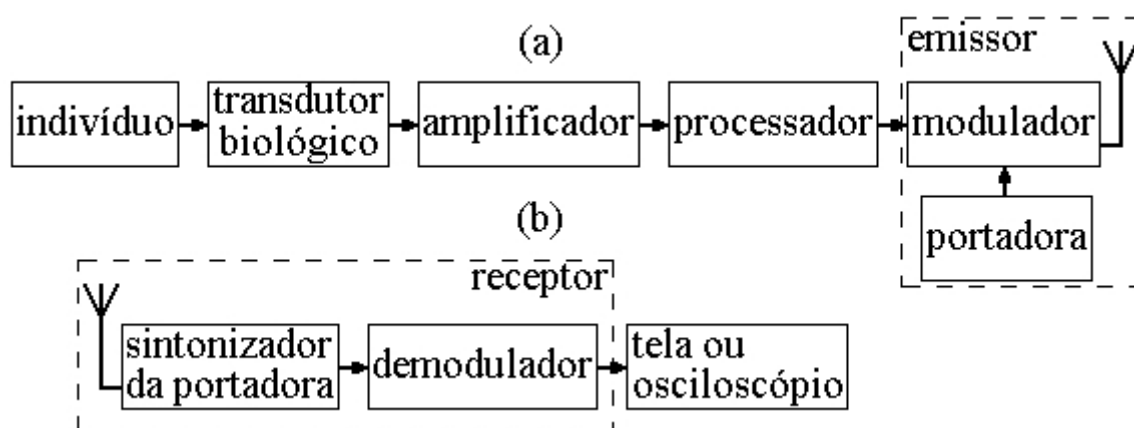


Figura 2-2: Sistema biotelemétrico conectando origem e destino via rádiotransmissão: (a) parte remota do sistema, (b) unidade de recepção e observação dos dados (modificado de CROMWELL, WEIBELL e PFEIFFER, 1980).

Outras características específicas podem ser associadas ao sistema biotelemétrico quando, por exemplo, o bloco sensor tem a capacidade de medir vários parâmetros biológicos simultaneamente. Desta forma, funções específicas devem ser consideradas nos blocos condicionador e recuperador do sinal (figura 2-1). Meinzer (1997), quando faz uma revisão cuidadosa dos avanços tecnológicos em Biotelemetria, menciona a versatilidade prática de grupos de sensores específicos, montados sob uma mesma base ou simplesmente distintos, utilizando-se do mesmo meio de transmissão, anexado ao indivíduo, para informar múltiplos parâmetros de uma só vez. A figura 2-3 ilustra esta concepção, indicando o aparecimento de amplificadores específicos para cada sensor e a necessidade de um multiplexador para agrupar os sinais individuais e condicioná-los ao bloco responsável pela transmissão destes. Certamente todo este condicionamento que os sinais provenientes dos sensores receberam na unidade remota deve ser devidamente revertido para que se obtenham novamente os sinais originais, na unidade telemétrica receptora deste sinal.

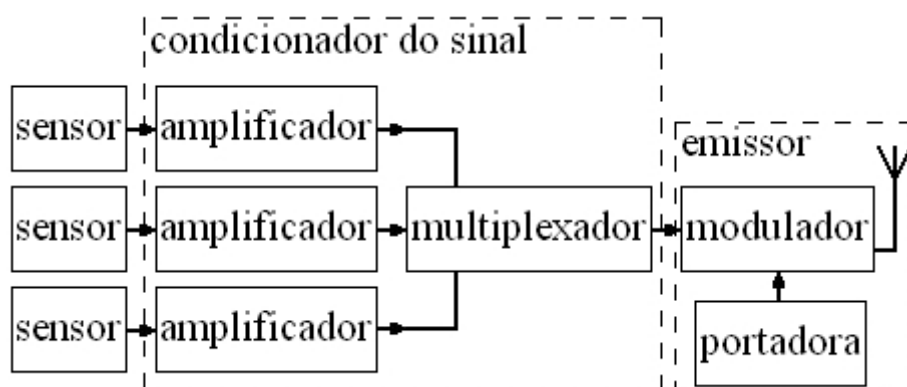


Figura 2-3: Parte do sistema biotelemétrico anexado ao indivíduo, indicando a presença de múltiplos sensores (modificado de MEINZER, 1997).

Como no panorama mundial, o acoplamento entre a parte remota e a parte fixa dos sistemas biotelemétricos assumiu quase que completamente a radiofrequência como meio de transmissão, uma rápida análise sobre este tipo de acoplamento é pertinente.

Inicialmente, é importante mencionar que se o ambiente sob acompanhamento apresentar íons livres no seu interior (como tecidos biológicos, por exemplo), as antenas tipo dipolo não podem ser utilizadas. Assim, de forma geral, a transferência de energia mais apropriada se processa através de acoplamento indutivo.

Com base no exposto acima, a transmissão de energia a curtas distâncias implica na existência de um acoplamento indutivo entre a origem e o destino do sinal elétrico ao propagar-se. Desta forma, pode-se considerar a existência de dois circuitos distintos, acoplados através da indutância mútua que aparece entre ambas as bobinas (figura 2-4).

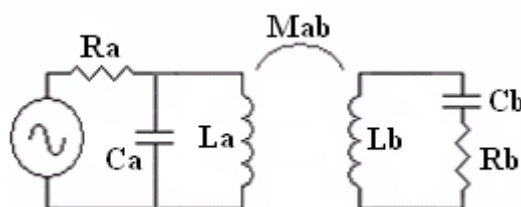


Figura 2-4: Representação do acoplamento indutivo entre dois circuitos.

A indutância mútua (M_{ab}) surge no momento em que uma corrente circula no indutor L_a , e o campo magnético desta permeie o indutor L_b , fazendo surgir nos terminais de L_b uma

diferença de potencial. Analisando o circuito da figura 2-4 no sentido inverso, pode-se observar que também existe uma indutância mútua M_{ba} , porém, ao serem comparadas as relações de energia que envolvem L_a e L_b , comprova-se que $M_{ab} = M_{ba} = M$ e que a relação entre estas indutâncias e a indutância mútua é $M \leq \sqrt{L_a \cdot L_b}$ (HAYT e KEMMERLY, 1975). Logicamente, M não pode assumir valores maiores que a média geométrica de ambas as indutâncias, então um coeficiente de acoplamento k pode ser definido como:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_a \cdot L_b}}, \quad (2-1)$$

onde k assume valores entre 1 e 0. Os maiores valores de coeficiente de acoplamento são obtidos quando ambas as bobinas estão mais próximas fisicamente e orientadas de maneira a proporcionar um fluxo magnético comum maior (HAYT e KEMMERLY, 1975). Então, a distância entre emissor e receptor, nos dispositivos biotelemétricos, é de vital importância para manter o acoplamento indutivo apropriado à eficiência do sistema.

De forma geral pode-se observar que a complexidade nos sistemas biotelemétricos aumenta com os avanços da tecnologia, porém, independente das variações que estes assumam, sempre se pode reduzi-los ao sistema típico apresentado inicialmente (figura 2-1).

2.3 A ESCOLHA DA FREQUÊNCIA DE OPERAÇÃO

Muitos fatores influenciam a escolha da frequência de operação em sistemas biotelemétricos, alguns sendo de ordem técnica e outros de ordem prática.

Benedetti, Birrer e Neukomm (1995) apresentaram um estudo detalhado, onde desenvolveram dez circuitos acoplados indutivamente com várias frequências de operação. Considerando aspectos físicos, como a distância de transmissão entre as partes, e aspectos técnicos, como a potência do sinal elétrico a ser fornecida a dispositivos remotos implantáveis, a eficiência de cada circuito foi levantada. Dentre os dez circuitos alguns sofreram modificações consideráveis, pois o foco deste trabalho foi a análise em função da variação da distância com frequências entre 428 kHz e 7,8 MHz e, então, uma comparação pode ser estabelecida, devido a similaridade que os mesmos apresentavam.

A tabela 2-1 apresenta os resultados obtidos comparando a eficiência dos circuitos nas diferentes frequências utilizadas. Observa-se que a eficiência vai diminuindo com o aumento da frequência. Um dos fatores que concorrem para isto é a maior estabilidade que os dispositivos que operam em baixas frequências apresentam; outro fator são os valores de capacitância envolvidos nos circuitos, proporcionalmente maiores que as respectivas capacitâncias parasitas. Aliás, estudos recentes envolvendo acoplamentos indutivos trabalhando na faixa de 400 kHz indicaram a presença de capacitâncias parasitas consideráveis, alterando as características fundamentais dos indutores envolvidos (SCHNEIDER JR., 2004).

Mas as considerações anteriores não podem ser tomadas como definitivas, pois o ruído atmosférico é um dos maiores limitantes para a transmissão em baixas frequências. De maneira geral, um receptor pode ser concebido para apresentar valores de ruídos muito baixos, porém, quando uma antena é conectada a ele fontes de ruído fora do controle do projetista podem aparecer (MACKAY, 1993)

Tabela 2-1: Análise da eficiência da cada circuito versus a faixa de frequência utilizada (adaptado de BENEDETTI, BIRRER e NEUKOMM 1995).

| frequência | eficiência |
|-------------------|-------------------|
| 428 kHz | 99% |
| 760 kHz | 67% |
| 3 MHz | 25% |
| 4 MHz | 33% |
| 7,8 MHz | 5% |

Meinzer (1997) fez algumas considerações quanto às faixas de frequência a serem escolhidas, mencionando as distâncias características de seu alcance e algumas de suas propriedades. De maneira geral, a faixa de 100 kHz até 1 MHz permite transmissões a distâncias de alguns metros, podendo penetrar em tecidos orgânicos com certa facilidade, porém esta faixa é passível de sofrer interferência em larga escala. A faixa de 1 MHz a 100 MHz não é muito utilizada, em virtude do seu comprimento de onda (de 300 a 3 m, respectivamente), que demandam grandes antenas. De 100 MHz a 1 GHz, o tamanho das antenas já é bem menor e a distância das transmissões podem chegar a alguns quilômetros,

mas é nesta faixa que muitos equipamentos industriais, científicos e hospitalares operam, tornando-se fácil a ocorrência de interferências. Acima de 1 GHz a complexidade dos circuitos eleva-se bastante, possibilitando um elevado grau de interferências eletromagnéticas de várias fontes.

Este quadro geral indica que a escolha da faixa de frequências desejada é uma relação de compromisso entre alguns objetivos. Os de cunho físico, como a profundidade em que o sensor vai ser anexado ao indivíduo monitorado (na pele ou no interior de um músculo), ou ainda a distância em que o sistema irá transmitir, bem como os objetivos técnicos, envolvendo tamanhos de sensores, potência de transmissão do sinal e tamanhos de antena desejados.

Numa análise mais apurada, Mackay (1993) faz observações importantes sobre a escolha da frequência a ser utilizada e os campos próximo e distante gerados por ondas eletromagnéticas.

Segundo Mackay, as transmissões eletromagnéticas ocorrem sob a influência de dois campos: um que se inicia muito forte e decai rapidamente com a distância e um outro mais fraco que decai vagarosamente com a distância. O campo mais forte (chamado de “campo próximo”), se desenvolve até aproximadamente um sexto do comprimento de onda da frequência em questão, já o campo mais fraco (chamado de “campo distante”), torna-se dominante a partir deste limite. Então, próximo da origem do sinal somente o “campo próximo” será percebido, com o aumento da distância, somente o campo distante alcançará o receptor.

Em campos distantes o aumento da frequência tende a melhorar a concentração de energia entregue à antena e há a tendência da redução da interferência de ondas refletidas pelo solo no sinal direto. Mas, em contrapartida, há casos que trabalhando em campos próximos, o aumento da frequência não aumenta o sinal na antena do receptor. Há de se considerar também que em altas frequências, superfícies com comprimentos maiores que o da onda transmitida, podem atuar como espelhos, refletindo totalmente o sinal emitido, além disto, outros fatores tais como pedras ou árvores, podem criar zonas de sombra nas transmissões.

O aumento da frequência proporciona também o aumento das perdas que o sinal pode sofrer ao passar pela madeira, por exemplo, onde o sinal é muito mais atenuado em altas

freqüências do que em baixas freqüências (MACKAY, 1993). Estas perdas manifestam-se também quando o campo eletromagnético se propaga através de meios condutores (atenuando exponencialmente com a distância de penetração). Se a incidência do sinal ocorrer sobre o tecido epitelial, à distância chamada de “profundidade da pele”, o sinal atenua em dois terços da sua energia inicial. Enfim, o fator de atenuação depende da raiz quadrada da condutividade e da freqüência, aumentando com ambas. Observando apropriadamente, a atenuação que a água salgada, ou pele humana pode proporcionar é da ordem de 55 dB / comprimento de onda. Então, lidando com sensores inseridos em tecidos biológicos, baixas freqüências são preferíveis (MACKAY, 1993). Mackay, sugere a expressão abaixo para determinar a freqüência ótima, mantendo um compromisso entre a penetração em tecidos biológicos e o acoplamento magnético:

$$f_o = \frac{4.n^2}{\pi.\mu.\sigma.x^2} \quad (2-2)$$

onde μ e σ são respectivamente a permeabilidade e a condutividade do meio, x é a distância de propagação e n é um fator que depende dos requisitos e das limitações do circuito. Mackay afirma que este último fator aproxima-se de um número inteiro baixo, mas em campos próximos o acoplamento indutivo não muda com a freqüência, então n tende a zero e menores freqüências são as melhores escolhas.

Em suma, a escolha da freqüência a ser utilizada em dispositivos biotelemétricos irá depender do compromisso entre o meio onde as medições serão realizadas, os limitantes técnicos da circuitaria, antenas (permitida pela legislação em vigor) e principalmente pela situação do sensor em relação ao indivíduo monitorado (anexado externa ou internamente aos tecidos biológicos).

2.4 DISPOSITIVOS DE SENSORIAMENTO APLICADOS À BIOTELEMETRIA

Como já foi mencionada na parte introdutória deste capítulo, uma grande diversidade de parâmetros biológicos podem ser monitorados através de sistemas biotelemétricos, desde que o sensor apropriado seja escolhido. O sensor é o componente que serve de interface entre o sistema biológico e o sistema eletrônico que compõe a unidade remota. De acordo com o

parâmetro biológico a ser medido, estas interfaces podem ser sensíveis a características químicas, físicas ou biológicas (como os sensores de antígenos, enzimas ou colóides).

Em relação às suas interações com os sistemas biológicos, os sensores podem ser invasivos ou não invasivos. Os não invasivos são preferidos em muitas aplicações médicas, pois a interferência no sistema biológico a ser medido é mínima. Os invasivos são implantados através de meios cirúrgicos ou injetados e podem causar traumas no sistema biológico sob acompanhamento. Mas, como vantagens, os sensores invasivos permitem o alcance a locais biológicos inacessíveis externamente.

Os sensores devem proporcionar reprodutibilidade e confiabilidade na medição dos parâmetros desejados. Além disto, os implantáveis devem ser bastante estáveis, pois não estarão acessíveis para uma calibração posterior (evitando vários processos de reimplante cirúrgicos) (NEUMAN e BUCK, 1995).

O sensor é apenas uma das partes constituintes do sistema remoto que monitora o indivíduo, sendo necessários também outros tipos de dispositivos, como: os circuitos de recepção e retransmissão dos sinais elétricos remotos, os circuitos condicionadores do sinal procedente do sensor e a necessidade de energia para operar todo este grupo de circuitos.

Estes sistemas remotos, comumente chamados de “sensores remotos”, podem ser divididos em dois grandes grupos conforme a forma de alimentação elétrica que recebem: os ativos, que apresentam uma fonte de energia (baterias, etc.) associada diretamente a eles, e os passivos, que não possuem qualquer tipo de fonte de energia associados a estes.

2.4.1 Sensores remotos ativos

Este grupo apresenta como vantagem a utilização de circuitos ativos mais complexos, pois a presença de uma fonte de energia associada a estes possibilita o aumento da circuitaria e conseqüentemente da versatilidade dos dispositivos.

São várias as técnicas utilizadas para o seu desenvolvimento, dependendo apenas da escala de integração e dos limites de consumo dos circuitos, pois uma das características

essenciais nestes dispositivos, principalmente se o sensor remoto for invasivo, é o maior tempo de monitoramento possível, ou seja, o projeto deve visar baixos consumos de energia de cada circuito utilizado.

Levando em conta estes aspectos, a larga escala de integração de componentes ASIC (*Application-Specific Integrated Circuit*) é uma das soluções encontradas. Seguindo esta tendência, ainda que “*semicustom*”, alguns dispositivos para medida de pressão intracranial foram inicialmente desenvolvidos (LEUNG, 1986) e, mais tarde, outros totalmente customizados (FLICK, 2000). A versatilidade deste tipo de solução permite que um só dispositivo controle múltiplos canais e sensores simultaneamente, mantendo o dispositivo remoto ativo por vários anos (WOAKES, BUTLER e BEVAN, 1995).

Outras tecnologias também podem ser empregadas com sucesso em sensores remotos ativos, como os “*transponders*” (dispositivos com radiotransmissão bidirecional), onde, em montagens híbridas (componentes discretos junto a ASICs), são obtidos grande capacidade de monitoramento e baixo consumo (CLAES, *et al*, 1999). Um pouco maiores, os sensores baseados em tecnologia SMD (*Surface-Mount Devices*) vem desempenhando o seu papel quando as tecnologias de integração de circuitos não estão disponíveis. No entanto, dispositivos implantáveis com dimensões ao redor de 6 x 1 mm, pesando 550 mg, com alcance de 2 a 5 m e o fornecimento de energia para 3 semanas podem ser desenvolvidos (WINTER, 1997).

Se o tamanho dos indivíduos monitorados (baleias, grandes tubarões, marlins, ursos, caribus, elefantes, etc.) não sugere grandes cuidados quanto às dimensões dos sensores, o rastreamento via satélite pode ser adequado (TAILLADE, 1997). Utilizando-se rádios transmissores para satélites, dedicados à telemetria, cujo peso não ultrapassa 51 g, até animais de pequeno porte (ao redor de 1 ou 2 kg ou menos de 5% do peso do animal) podem ser rastreados sem inconvenientes. Devido a capacidade da bateria destes transmissores e com a devida programação para períodos de transmissões intermitentes (7 horas a cada 72 horas), a expectativa de durabilidade destes sensores cobre a vida inteira do animal; sem grandes dificuldades (ROBERT, *et al.*, 1999).

Por outro lado, se a necessidade de rastreamento implica em obter dados mais precisos, como a velocidade de deslocamento e a posição do indivíduo monitorado, o GPS (*Global Positioning System*) é o dispositivo mais indicado. Como este tipo de monitoramento abrange mais questões de hábitos ambientais, aplica-se muito mais à vida animal que a humana. No entanto é um tipo de biotelemetria com sensor ativo, pois necessita de bateria para a sua operação remota. O GPS iniciou a sua participação em Biotelemetria a partir de 1990, quando o desenvolvimento de pequenas unidades puderam ser incorporadas em sistemas de monitoramento de animais no seu *habitat* natural (TOMKIEWICZ JR., 1999). Pesquisas mais apuradas permitiram alcançar uma redução acentuada nas dimensões destes dispositivos (70 x 40 x 30 mm e peso de 30 g), além do fornecimento da localização do indivíduo rastreado com erro máximo de 100 m, possibilitando a sua aplicação até em pequenos animais como pombos (HÜNERBEIN, HAMANN e WILTSCHKO, 1999).

Expandindo um pouco mais o alcance da Biotelemetria, não só em abrangência, mas em distância também, não se pode deixar de mencionar o programa espacial levado a cabo pela NASA (*National Aeronautics and Space Administration*). O aspecto do alcance deste projeto é bem mais amplo do que um pesquisador pode encontrar no seu dia-a-dia, pois trata-se do monitoramento de indivíduos no espaço. Pensando nestes extremos, de fato há a extrapolação de todos os limites que se pode pensar em Biotelemetria, distâncias sem precedentes, sensores trabalhando em gravidade zero, interferências ionizantes acima da atmosfera terrestre, e ainda a necessária presença de baterias para alimentar os sensores remotos.

Os vôos espaciais impõem uma série de restrições para os pesquisadores que estão familiarizados com o ambiente dos laboratórios tradicionais aqui na Terra. A coleta e preservação de amostras biológicas, por exemplo, é muito restrita, devido ao ambiente envolvendo a micro gravidade e as diferenças de pressão que este fato proporciona. A limitação de volume e peso nas naves espaciais, o complexo sistema de suporte à vida, o tempo limitado da tripulação para executar procedimentos biológicos experimentais, dentre outros limitantes, fizeram a NASA investigar novos meios para obter dados de todos os sistemas biológicos envolvidos nas missões espaciais e a Biotelemetria foi a maneira escolhida. O Programa *SENSORS 2000*, da NASA, visa desenvolver sensores para a monitoração de vários parâmetros biológicos (ECG, EMG, EEG, EOG, temperatura, parâmetros neurológicos, o esforço em tendões e sensores químicos implantáveis para a

monitoração de cálcio, pH, plasma sanguíneo, etc.), além de sistemas que colem e armazenem automaticamente todos estes dados, de modo automático, aliviando a sobrecarga de tarefas que a tripulação deve executar. A idéia final é manter um fluxo de dados em tempo real, para as bases de recepção aqui na Terra, monitorando o comportamento fisiológico de todos os tripulantes e das pesquisas biológicas em desenvolvimento no ambiente espacial (SOMPS e HINES, 1997). Os efeitos deste programa já começam a se manifestar aqui na Terra, proporcionando avanços em alguns procedimentos médicos, como o tratamento e a monitoração de disfunções biológicas em fetos durante o período de gravidez, onde a inserção de pequenos sensores (10 mm) no ambiente placentário possibilita o acompanhamento paramétrico das anomalias envolvidas (MUNDT, RICKS e HINES, 1999).

Porém, independente da complexidade, capacidade e versatilidade que os sensores remotos ativos apresentam é sempre bom lembrar que, mais cedo ou mais tarde sua fonte de energia irá exaurir-se, e a menos que o indivíduo sob monitoramento seja um animal cujo fim é o abate, ou um feto no período de gravidez (resgatando-se o sensor a *posteriori*), haverá a necessidade de um novo procedimento cirúrgico para reaver o dispositivo implantado no indivíduo monitorado.

2.4.2 Sensores remotos passivos

Os sensores remotos passivos caracterizam-se pela ausência de fontes de energia no interior do seu encapsulamento, entretanto, alguns autores consideram circuito passivo somente os que apresentam unicamente componentes lineares (HAYT e KEMMERLY, 1975). Ou seja, para estes, os sensores completamente passivos não podem admitir semicondutores no seu projeto. Neste breve levantamento bibliográfico sobre sensores biotelemétricos optou-se por considerar passivo todo o sensor que não apresente uma fonte interna de energia.

Num primeiro instante de observação se poderia dizer que a característica principal deste tipo de sensor seria um fator determinante para limitar a sua utilização, pois a quantidade de componentes na sua construção deveria ser a menor possível (minimizando o consumo da energia recebida através do acoplamento indutivo). No entanto, a expertise de muitos pesquisadores proporcionou a diminuição deste limitante, quando o acoplamento entre

a unidade telemétrica externa e o dispositivo remoto se fez através de dois processos indutivos, um para a comunicação e outro para realizar a telealimentação do circuito remoto.

A telealimentação é uma técnica onde além do fluxo de dados ou sinais de excitação fornecidos pela unidade telemétrica externa, uma outra frequência (geralmente elevada) é acoplada ao dispositivo remoto, a fim de fornecer energia suficiente para alimentar os seus circuitos internos. O acoplamento dos sinais de informação e alimentação pode assumir várias disposições. Os mais comuns são os distintos, com um enlace indutivo para alimentação e outro para o tráfego da informação (SCHNEIDER JR., 1994; GRAICHEN, BERGMANN e ROHLMANN, 1999), os simultâneos, com a alimentação e as informações trafegando no mesmo enlace (SAUERMAN e LANMÜLLER, 1997; MARÍN, *et al*, 1999) e os multiplexados no tempo, onde no mesmo enlace hora trafega informações, hora alimentação (ABATTI e PINTO JR., 1998), dentre outros possíveis. A figura 2-5 ilustra os três tipos mais comuns de telealimentação.

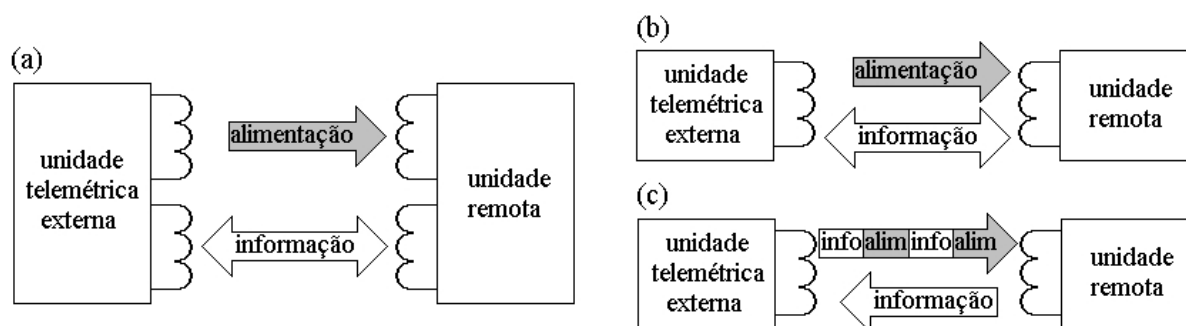


Figura 2-5: (a) acoplamentos distintos; (b) acoplamentos simultâneos e (c) acoplamento multiplexado.

A telealimentação ampliou a aplicação dos estimuladores remotos (que fornecem estímulos elétricos periódicos a órgãos, músculos ou nervos), pois a partir desta técnica e os avanços da miniaturização eletrônica, foi possível desenvolvê-los sem a necessidade de portar baterias implantadas (NARDIN, *et al*, 1995; TROYK e SCHWAN, 1995a; SAUERMAN e LANMÜLLER, 1997; MARÍN, *et al*, 1999).

Com o auxílio da telealimentação, sensores ASIC puderam ser desenvolvidos, utilizando a tecnologia BiCMOS (*Bipolar Complementary Metal Oxide Semiconductor*), entre

0,7 e 2 μm , controlando múltiplos canais lógicos e baixíssimo consumo (BÉGUERET, *et al.*, 1997; MARÍN, *et al.*, 1999). Outras tecnologias de baixo consumo também podem ser empregadas através da alimentação indutiva, como “*transponders*” (OBERLE, HUANG e NEUKOMM, 1997), RISC (*Reduced Instruction Set Computing*) e PIC (*Peripheral Interface Controller*).

Porém, quando as tecnologias de larga escala de integração não estão disponíveis, soluções envolvendo apenas componentes discretos podem ser obtidas. No entanto, estes projetos são bastante críticos pois as dimensões reduzidas que os implantes devem atender propõem limitações mecânicas e elétricas. A eliminação dos componentes ativos no interior de uma unidade remota diminui a demanda por energia a ser transmitida. Porém, torna o acoplamento indutivo mais crítico quanto à passagem e/ou recepção das informações remotas. Isto se torna evidente, pois o circuito transmissor terá que garantir a chegada de energia à unidade remota e simultaneamente terá que perceber as respostas emitidas por esta.

Vários estudos relativos à modelagem de circuitos indutivos fracamente acoplados foram desenvolvidos (acoplamentos indutivos fracos são devidos à utilização de meios com permeabilidade magnética baixa, como o ar, por exemplo). Alguns partiram do equivalente “T” para transformadores e sugeriram a associação de um componente que simulasse as capacitâncias intrínsecas deste acoplamento. No entanto, esta consideração não foi bastante explorada e a indutância mútua (M) entre ambos os circuitos indutivos foi obtida apenas em função dos diâmetros das bobinas de transmissão (da unidade telemétrica externa), recepção (da unidade implantada) e da distância entre elas. Todavia, estas equações podem ser úteis quando não se tem idéia da grandeza do coeficiente de acoplamento indutivo (k) que envolve as indutâncias em questão (TROYK e SCHWAN, 1995):

$$M = f \cdot \sqrt{A \cdot a} \quad (2-3)$$

$$f = 0,002467402498 \cdot (K^3) \quad (2-4)$$

$$K = \sqrt{1 - \left(\frac{(A - a)^2 + d^2}{(A + a)^2 + d^2} \right)} \quad (2-5)$$

onde A é o raio da bobina de transmissão (em cm), a é o raio da bobina do implante (em cm), f é um fator de acoplamento e d é a distância que separa as bobinas (em cm). M resulta em μH e K é adimensional. Erros inferiores a 10% foram obtidos por Troyk e Schwan quando compararam os resultados analíticos com os resultados práticos.

Um outro trabalho explorando o comportamento de circuitos indutivos fortemente acoplados (como em transformadores), verificou detalhadamente os equivalentes elétricos que estes acoplamentos podem assumir quando as análises são feitas em frequências ao redor de 400 kHz (muito acima das tradicionais utilizadas em fontes chaveadas, entre 20 e 40 kHz). Apesar das experiências focarem circuitos fortemente acoplados, foi possível caracterizar e quantificar claramente o aparecimento das capacitâncias parasitas em acoplamentos indutivos operando em frequências elevadas. O trabalho ainda demonstra que estes valores parasitas não devem ser desprezados, alcançando valores da ordem de centenas de pF (SCHNEIDER JR., 2004).

Além dos estudos mencionados acima, envolvendo os acoplamentos indutivos, pode-se mencionar um outro que tratou mais especificamente da indutância mútua (M) e o seu envolvimento com bobinas de pequenas dimensões. Nestes sistemas, geralmente as bobinas são construídas com as menores dimensões possíveis. Devido ao seu tamanho reduzido, mesmo distâncias pequenas como 10 mm ou pouco maiores que isto, tornam o acoplamento fraco em relação à bobina externa (que pode ter as dimensões que se fizerem necessárias, limitando-se ao conforto e a estética do paciente). M nestes casos é sempre relevante e a bobina externa deve ser calculada para obter o maior valor possível desta grandeza (PICHORIM e ABATTI, 2004). De fato, foi proposta uma simplificação visando tornar mais simples o cálculo de M entre duas bobinas circulares (figura 2-6), ou uma bobina circular e um solenóide em acoplamento axial (figura 2-7). O método está otimizado para sistemas de biotelemetria, e pode ser utilizado para calcular o diâmetro da bobina externa, quando a geometria e a distância da bobina interna são conhecidas.

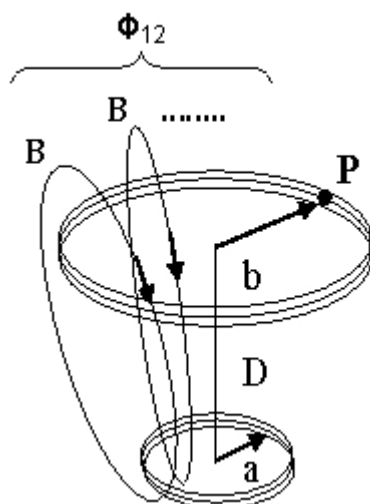


Figura 2-6: Acoplamento entre duas bobinas circulares relacionando sua geometria e o campo gerado no ponto P (modificado de PICHORIM e ABATTI, 1997).

Considerando que o raio da bobina interna (a) é muito pequeno (como geralmente são as bobinas implantáveis), o quadrado deste valor será menor ainda quando comparado à soma do quadrado da distância entre as duas bobinas (D) mais a distância do eixo das bobinas a um ponto P na bobina externa (ponto em que se deseja calcular B). Esta simplificação torna a equação de B integrável, podendo então ser determinado o máximo M (pelo método das derivadas) (PICHORIM e ABATTI, 2004). A equação (2-6) mostra o valor ótimo de “ b ” em função da distância “ D ”, para um determinado raio da bobina “ a ”, para o qual a indutância mútua entre elas é máxima:

$$b = \sqrt{2}.D \quad (2-6)$$

É importante notar que esta relação só é válida quando a soma do quadrado da distância entre as bobinas e o quadrado do raio da bobina externa for muito maior que o quadrado do raio da bobina interna (implante), ou seja:

$$b^2 + D^2 \gg a^2 \quad (2-7)$$

Para o caso do acoplamento indutivo entre uma bobina circular e um solenóide, outros parâmetros devem ser considerados: no solenóide, seu comprimento (L), o raio (a) e o número

de espiras; na bobina circular, seu raio (b), o número de espiras, além da distância (D) que separa ambas.

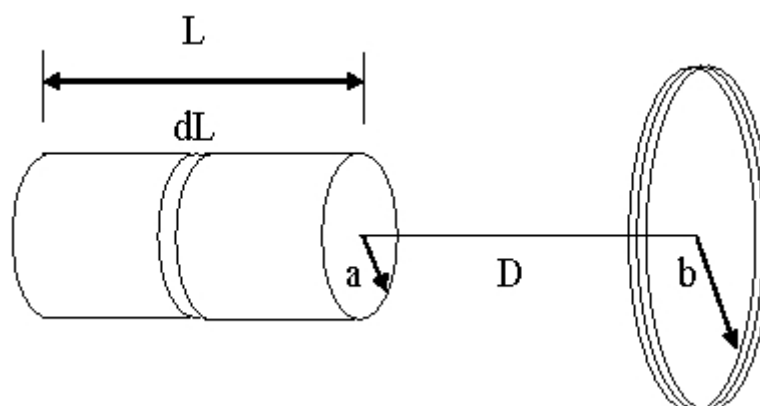


Figura 2-7: Acoplamento indutivo entre um solenóide e uma bobina circular (modificado de PICHORIM e ABATTI, 1997).

Seguindo o procedimento similar ao do primeiro caso (utilização da densidade de fluxo magnético B na direção axial do solenóide) e do mesmo modo considerando a equação (2-7), a densidade de fluxo magnético total pode ser obtida (PICHORIM e ABATTI, 2004). Através do método das derivadas, o valor ótimo de “ b ” em função de “ D ”, para um determinado solenóide de dimensões “ a ” e “ L ” pode ser calculado:

$$b = \sqrt{\frac{D^{5/3}}{D^{2/3} - (D+L)^{2/3}} \left(\sqrt[3]{D(D+L)^2} - D - \frac{L^2}{D} - 2L \right)}. \quad (2-8)$$

É importante notar que esta relação só é válida quando a equação (2-7) for verdadeira.

Para certificar a exatidão do método proposto, medidas práticas de M foram realizadas entre bobinas circulares (com variações do raio e da distância entre estas), bem como entre um solenóide e uma bobina circular (variando o raio da bobina circular e a distância entre esta e o solenóide). Estes resultados foram comparados posteriormente com os cálculos teóricos, donde foram identificados os seguintes limites de validade do método:

- quando a relação entre a distância das bobinas e o raio da bobina interna (implante) for maior ou igual a 5 ($D \geq 5a$);
- ou se esta relação estiver entre o intervalo entre 2 e 5 (excluindo-se os limites) quando o raio da bobina externa for maior que 4 vezes o raio da bobina interna ($5a > D > 2a$ se $b > 4a$).

Nestas condições os erros obtidos são menores que 1%. Porém, para valores relativamente pequenos do raio da bobina externa e da distância entre as bobinas, o método não pode ser utilizado, pois os erros são muito elevados (PICHORIM e ABATTI, 2004).

Como se pôde observar, os sensores passivos abrangem uma ampla gama de aplicações, apresentando grande versatilidade e simplicidade (quando se trata de implantes sem componentes ativos), porém a engenharia criativa e idéias bem elaboradas são fundamentais para que o seu funcionamento alcance a eficiência desejada na medição de parâmetros fisiológicos.

No próximo capítulo o circuito desenvolvido para realizar as leituras é analisado, indicando o funcionamento de cada bloco construtivo e as técnicas de acoplamento indutivas empregadas para realizar os estímulos e as leituras no sensor remoto. A filosofia do processo de medida também é mencionada com a descrição sucinta dos procedimentos de *software* realizados para implementá-la. Finalmente, o aplicativo que registra os resultados das medidas é apresentado juntamente com algumas considerações finais sobre a exatidão que o sistema alcançou quando comparado a resultados práticos previamente conhecidos.

CAPÍTULO 3

O SISTEMA DE MEDIÇÃO DESENVOLVIDO

3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Como já foi mencionado no capítulo 2, são vários os métodos para medição de parâmetros fisiológicos utilizados em Biotelemetria, sendo cada técnica empregada segundo as necessidades específicas de cada projeto. Em locais onde a conexão via fios, entre o sistema de monitoramento e o sensor remoto não é desejável ou é impraticável, usualmente as técnicas de telemetria podem resolver os problemas de medição. Todavia, se a monitoração em longos períodos é necessária não é recomendada a utilização de baterias no circuito do sensor remoto (PICHORIM, OLIVEIRA e ABATTI, 2004). Desta forma, sensores passivos, que recebam alimentação externa, devem ser utilizados.

Neste capítulo é descrito um sistema biotelemétrico baseado em um sensor remoto passivo, cujas dimensões são suficientemente pequenas para poder ser injetado, usando-se uma agulha hipodérmica, no local onde se deseja avaliar parâmetros fisiológicos. O sensor é composto de um circuito RLC (resistor-indutor-capacitor) ressonante cuja frequência de ressonância e a sua resistência intrínseca podem ser determinadas a uma distância de até 15 mm. O método de medição e o correspondente circuito desenvolvido são descritos em detalhes, dando ênfase às suas vantagens e limitações, justificando-se, assim, as características do projeto.

3.2 CARACTERÍSTICAS DO SENSOR PASSIVO REMOTO

Muitas das definições inerentes ao método e ao dispositivo de medição desenvolvido são impostas pelas próprias características do sensor passivo remoto utilizado. Neste trabalho, os sensores utilizados são compostos por circuitos RLC com a faixa de frequência de ressonância (f_0) variando entre 200 kHz e 600 kHz (devido às frequências utilizadas no dimensionamento do conjunto de bobinas que acoplam indutivamente o sensor remoto

(PICHORIM, OLIVEIRA e ABATTI, 2004)), e dimensões mecânicas reduzidas (tipicamente, comprimento e diâmetro ao redor de 20 mm e 2 mm, respectivamente).

Se forem consideradas a f_o e a resistência intrínseca dos circuitos RLC, há a possibilidade de obtenção de dois parâmetros de medição simultaneamente, pois as duas características deste tipo de circuito podem ser moduladas pelas grandezas que se busca medir (BUTLER, 2002; COOSEMANS, CATRYSSSE e PUERS, 2004; DEHENNIS e WISE, 2002; SHAH, PHILLIPS e NORMANN, 1998; WEBSTER, 1998). A frequência de ressonância destes sensores passivos é alterada pela variação do valor do indutor ou do capacitor que compõem o circuito, já a resistência intrínseca tem uma relação direta com o valor da resistência total do circuito. Desta forma, ao mesmo tempo, dois parâmetros fisiológicos podem ser obtidos apenas com um sensor.

As dimensões reduzidas do sensor são devidas ao seu ambiente de aplicação. Quando se envolve tecidos biológicos vivos em qualquer tipo de avaliação, o desejável é que o sensor interfira o mínimo possível com estes tecidos, além de reduzir o desconforto para o paciente (KO e SPEAR, 1983). Desta forma, quanto menor for o sensor, menor será a interferência que este dispositivo estranho ao meio biológico causará ao sistema sob avaliação.

Devido às suas características elétricas e mecânicas e a ausência de baterias internas (sensores passivos), este tipo de sensor possibilita a sua injeção no interior de tecidos biológicos permitindo a medição de parâmetros fisiológicos por longos períodos. O parâmetro sob medição (a temperatura, a pressão sanguínea, a força muscular, o batimento cardíaco, etc.) irá determinar o elemento de transdução que irá compor o sensor (WEBSTER, 1998), fazendo variar o indutor, o capacitor e/ou o resistor conforme a variação da grandeza a ser medida. Neste trabalho os parâmetros escolhidos para medição são a temperatura e o deslocamento.

3.3 MÉTODO DE MEDIÇÃO ESCOLHIDO

No tocante aos sensores, em virtude do tamanho reduzido e a característica de serem passivos, a relação sinal/ruído torna-se muito importante no projeto do circuito de medição. Como se sabe que o sinal de maior amplitude obtido a partir de um circuito RLC ocorre na

freqüência de ressonância, a maior relação sinal/ruído também ocorre nesta freqüência, uma vez que o ruído possui amplitude praticamente constante.

Assim, dentre os vários métodos possíveis para realizar as medições desejadas escolheu-se o de busca da freqüência de ressonância por varredura.

Com relação ao dispositivo de medição, dentre os objetivos de desenvolvimento, foi considerado primordial projetar um circuito que propiciasse o menor erro possível na medida, baixa complexidade, a maior imunidade possível a ruídos e interferências externas, além de rapidez de resposta. Desta forma, a utilização de filtros analógicos não seria desejada, devido à complexidade de ajustes; a geração das freqüências deveria ser precisa (com o menor número de harmônicos possíveis) e os componentes eletrônicos deveriam apresentar respostas rápidas.

Como a faixa de variação da f_o dos sensores empregados encontrava-se entre 240 kHz e 450 kHz, optou-se por executar uma varredura de freqüências entre 200 e 600 kHz, garantindo assim a presença de todas as freqüências de ressonância dentro do intervalo de busca e ainda uma margem de segurança (inferior e superior), maior ou igual a 40 kHz como garantia nas medições.

Quando se deseja uma maior exatidão em medidas, o emprego da varredura em freqüência implica na utilização de passos consecutivos para a geração dos valores a serem empregados na busca da f_o do sensor em questão. No método utilizado, decidiu-se fazer um levantamento inicial do comportamento do sensor, com passos de 1 kHz, dentro da faixa de busca, indicando a região aproximada onde a sua f_o pode ser encontrada, para posteriormente, com passos menores, encontrar com maior exatidão a freqüência procurada.

Como já foi mencionado anteriormente, o valor da resistência intrínseca do sensor sob medida também pode ser obtido. Este método permite a obtenção deste valor, bastando para isto que além da busca da f_o e do valor da sua respectiva tensão Vr_o , sejam obtidos também os valores de duas outras freqüências f_2 , f_3 e seus respectivos valores de tensão (Vr_2 e Vr_3 , respectivamente). Estes valores são inseridos em uma equação especificamente desenvolvida para determinação deste parâmetro, que será apresentada em detalhes no capítulo 5.

Em resumo, este método se compõe de três passos:

1. a busca da região aproximada da f_o do sensor sob medida a partir de uma varredura em frequência iniciando-se em 200 kHz, com passos de 1 kHz, finalizando em 600 kHz, tendo como indicação final o maior valor de tensão obtido nesta varredura e o seu respectivo valor de frequência;
2. uma segunda busca, que se inicia a partir da subtração de 1 kHz do valor da frequência encontrada no passo anterior, com passos de 50 Hz, que realiza quarenta medidas consecutivas (o que garante 2 kHz de faixa de busca) e encontra o valor mais preciso da f_o (e seu respectivo Vr_o), com erro máximo de 25 Hz;
3. uma terceira busca, que se inicia no valor de frequência encontrado no passo anterior, que subtraindo-se 3 kHz, irá encontrar os valores de frequência e tensão (f_2 e Vr_2 respectivamente), e somando-se 3 kHz, irá encontrar os valores de frequência e tensão (f_3 e Vr_3 respectivamente) e mais duas outras frequências (resultantes da f_o encontrada - 5 kHz e + 7 kHz), a serem utilizados em conjunto com os valores obtidos no passo anterior para calcular o valor da resistência intrínseca do circuito sensor (discutido no capítulo 5).

O método prevê a possibilidade que a segunda e a terceira buscas sejam repetidas continuamente, acompanhando as variações de frequência que o sensor sofre durante o processo de medida, fornecendo assim, resultados em tempo real.

É importante comentar que, mesmo objetivando uma busca exata, este método apresenta imperfeições inerentes à sua própria filosofia. Por exemplo, a adoção de passos de 50 Hz para a busca da f_o do sensor sob medida implica em assumir que erros menores que 25 Hz não serão obtidos (ruído de amostragem) (WEBSTER, 1998), pois no pior caso, em um dado incremento (de 50 Hz), a frequência de ressonância pode encontrar-se exatamente no centro deste intervalo. Porém, considerando o intervalo de varredura para encontrar a f_o do sensor em questão, de 200 kHz a 600 kHz, estes erros assumem valores desprezíveis (iguais ou menores que 0,0125%).

3.4 O DISPOSITIVO DESENVOLVIDO

Como o objetivo do dispositivo desenvolvido é encontrar a f_o dos sensores utilizados, optou-se por chamá-lo de “detector”. Considerando, também, que o método empregado baseia-se no processo de varredura em frequência e este processo busca acompanhar as variações que o meio impõe ao sensor, a qualidade de “varredura inteligente” foi agregada ao nome inicial. Assim nominou-se o dispositivo de “**detector de frequências com varredura inteligente**” (DFVI).

Para executar a busca da f_o dos sensores em questão, há a necessidade de se estabelecer um acoplamento indutivo entre o dispositivo de busca e o sensor a ser medido (conforme as razões mencionadas nas considerações iniciais deste capítulo). Devido às reduzidas dimensões dos sensores utilizados, o acoplamento indutivo com o DFVI demanda alguns cuidados especiais, mesmo a pequenas distâncias (na ordem de 10 a 15 mm). A indutância mútua (M) nestes casos é o parâmetro mais relevante e a bobina que acopla indutivamente o DFVI ao sensor remoto deve ser calculada para obter o maior valor possível desta grandeza (PICHORIM e ABATTI, 1997 e 2004). Esta necessidade é atendida através de um conjunto de três bobinas dispostas sobre um mesmo eixo, que executam as funções de excitação (L_1), recepção (L_3) e compensação (L_4) da influência que L_1 exerce sobre L_3 (figura 3-1).

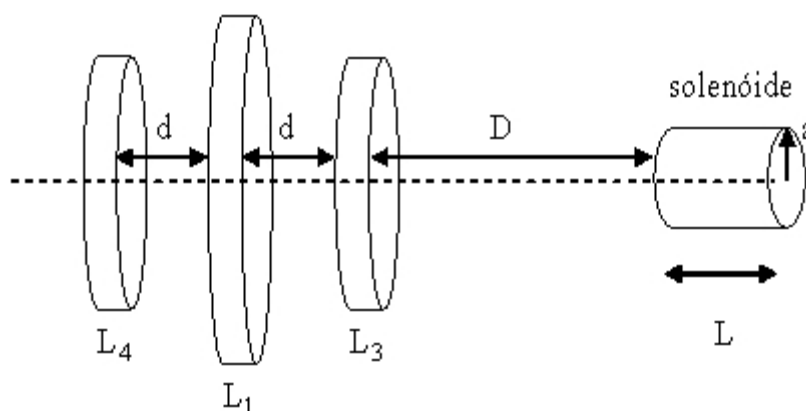


Figura 3-1: Distribuição das três bobinas do DFVI em relação ao solenóide do sensor: L_1 =bobina de excitação; L_4 =bobina de compensação; L_3 =bobina de recepção; L e a são as dimensões do solenóide, D é a distância do solenóide ao conjunto de bobinas e d é a distância simétrica entre $L_4 - L_1$ e $L_3 - L_1$ (modificado de ABATTI, PICHORIM e ENDERS, 1997).

No cálculo dessas três bobinas algumas considerações devem ser feitas:

- como são conhecidas as características elétricas e geométricas do solenóide (no interior do sensor), assumindo-se um intervalo como a máxima distância entre este e as bobinas do DFVI (D na figura 3-1), o método de cálculo para a obtenção da máxima indutância mútua proposto por Pichorim e Abatti (1997 e 2004) pode ser usado;
- a montagem das bobinas de excitação (L_1) e recepção (L_3) próximas entre si, causa a interferência do sinal de excitação na recepção, para anular este sinal indesejado uma bobina similar à de recepção é montada simetricamente e em série a esta última, com o enrolamento invertido (L_4) (este artifício faz com que os campos gerados pela bobina de excitação, sobre as bobinas de recepção e compensação tendam a anular-se, minimizando a interferência na recepção do sinal proveniente do sensor) (ABATTI, PICHORIM e ENDERS, 1997);
- em virtude das indutâncias mútuas das três bobinas, uma distância ótima (d) entre elas deve ser encontrada para que o cancelamento desejado ocorra e também o máximo acoplamento do conjunto ao solenóide do sensor (ABATTI, PICHORIM e ENDERS, 1997).

Considerando estes três itens, um conjunto de bobinas foi dimensionado e montado para obter a maior eficiência, tanto na excitação, quanto na leitura dos sinais que envolvem as medidas dos sensores. Esta configuração torna mais compacta a disposição física das bobinas para a monitoração do sensor remoto.

Com o acoplamento indutivo otimizado, o circuito do DFVI foi desenvolvido. A figura 3-2 apresenta o diagrama em blocos deste circuito, juntamente com o conjunto de bobinas que realizam a interface desta unidade telemétrica externa com o circuito do sensor remoto (RLC remoto).

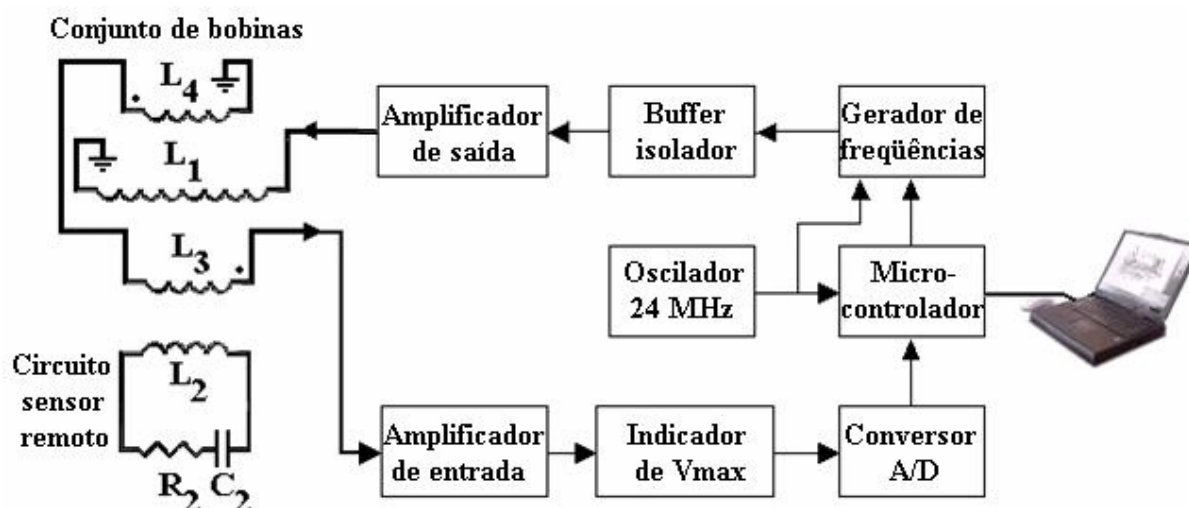


Figura 3-2: Diagrama em blocos do detector de frequência com varredura inteligente (DFVI).

3.4.1 Amplificador de Entrada

O circuito principal deste bloco é um dos amplificadores operacionais do CI TSH94 (U8a na figura A-1 do apêndice A). Trata-se de um amplificador operacional de baixo consumo (4,5 mA), alta impedância de entrada e elevado *slew rate* (110 V/ μ s) (STMICROELECTRONICS TSH94, 2000), propício para rápidas variações do sinal de entrada.

A bobina de recepção (L_3) e a de cancelamento de ruído (L_4) estão conectadas à entrada não inversora deste amplificador, com ganho de 6,16.

3.4.2 Indicador de V_{max} .

A concepção inicial deste bloco não foi como indicador de V_{max} , mas como amostrador do sinal de saída do bloco anterior (item 3.4.1), com o intuito de disparar as leituras do circuito conversor analógico/digital. Entretanto, medidas iniciais indicaram que, quando os sinais de resposta aos estímulos enviados ao sensor encontravam-se em limiares inferiores a 1 V, o circuito conversor considerava-o como nível “0”, não disparando a conversão desejada. Assim, houve a evolução do circuito para um indicador de tensão máxima (figura 3-3).

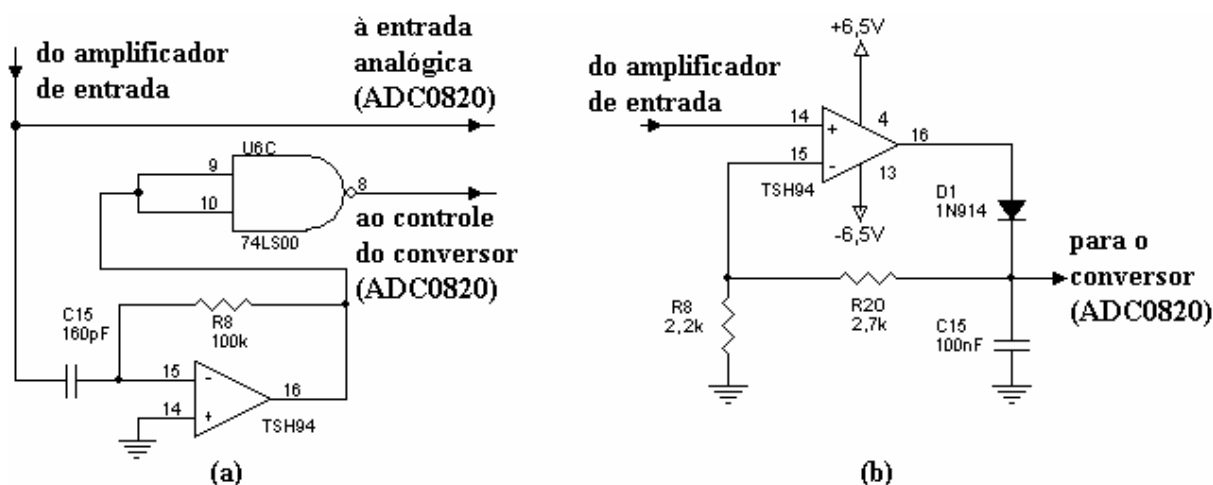


Figura 3-3: Esquema elétrico do (a) circuito inicialmente desenvolvido e (b) a evolução para o circuito atualmente utilizado.

O indicador de V_{\max} utiliza-se de outro amplificador operacional disponível no CI TSH94 (U8d na figura A-2 do apêndice A). O sinal proveniente da saída do amplificador de entrada é conectado à entrada não inversora deste operacional e um diodo de resposta rápida (1N914) retifica o sinal de saída. Os resistores (R8 e R20) e o capacitor (C15) foram dimensionados para que o nível da tensão contínua de saída acompanhasse com um mínimo de atraso as variações no nível do sinal de entrada.

3.4.3 Conversor Analógico / Digital

O componente principal deste bloco é o conversor ADC0820 (figura A-3 do apêndice A). Este componente pode funcionar nos modos *RD*, *RD-WR* e *stand-alone*. No modo *stand-alone*, as conversões iniciam-se a cada pulso de \overline{WR} que o componente recebe, para tanto, os pinos de \overline{CS} e \overline{RD} (pinos 13 e 8 respectivamente) foram conectados ao terra do circuito e a entrada *MODE* (pino 7), conectada via um resistor de 1 k Ω a V_{cc} .

Dos dois pinos que funcionam como referência de tensão para as conversões, o pino *REF-* (pino 11, referência negativa) foi conectado à terra do circuito, e a referência positiva (pino 12, *REF+*), a um regulador de tensão exclusivo. O ajuste do regulador de tensão permite

estabelecer para qual nível de tensão o conversor irá associar o valor FF (hexadecimal), que é a máxima tensão detectada. O valor máximo ajustado foi de 4,08 V (máximo nível de sinal obtido dos sensores à distância correspondente à máxima indutância mútua entre $L_2 - L_4$).

O sinal analógico a ser convertido (pino 1 do ADC0820) é proveniente do bloco indicador de V_{\max} , e o controle de conversão ocorre a cada pulso “0” que o micro-controlador envia ao pino 6 deste componente. Aproximadamente 1,5 μ s após o início da conversão, o valor hexadecimal correspondente ao nível de tensão lido torna-se disponível no barramento de dados (D0 a D7) para a leitura do micro-controlador.

A rapidez de resposta do ADC0820, 1,5 μ s para cada conversão (NATIONAL ADC0820, 1999), e a resolução apresentada para os níveis de tensão medidos (0,016 V por bit), podem ser considerados como alguns dos pontos positivos deste projeto para alcançar a exatidão desejada.

3.4.4 Oscilador de 24 MHz

Em virtude do valor da frequência de *clock* escolhida (devido aos requisitos de tempo de resposta do circuito), um bloco gerador centralizado foi desenvolvido. Esta centralização permite minimizar os efeitos de ruídos que este valor elevado de frequência costuma exercer sobre o circuito em geral, situação que se agrava quando o protótipo é montado em *proto-board* (como foi o caso inicial deste projeto).

Um cristal de 24 MHz em conjunto com duas portas lógicas *NAND* (CI U6a e b, figura A-4 do apêndice A), alguns resistores de polarização, capacitores de desacoplamento e dois capacitores auxiliares da oscilação (C13 e C12), geram o sinal de *clock* com alta estabilidade. Este oscilador fornece 24 MHz para o bloco gerador de frequências e o bloco micro-controlador.

3.4.5 Micro-controlador

O micro-controlador AT89C52 (ATMEL CORPORATION, 1999) é o centro das tomadas de decisão do circuito do DFVI. Baseado no *software* gravado no seu interior, ele analisa as informações recebidas do sensor e faz as escolhas devidas para excitá-lo novamente em busca dos parâmetros desejados.

A codificação do programa foi feita em linguagem “C”, compilado e *link* editado (IDE51-C Versão 4.59R54 – © SPJ Systems) para um arquivo binário. Este arquivo foi inserido neste componente através de um gravador MINIPA MPT-1010, gerenciado pelo *software* ART *Universal Programmer and Test* – Versão 5.4D – 1995-01 (© ART Programming System B.V.), através da porta de impressora serial de um PC comum.

Como este micro-controlador incorpora as funções de processador (figura A-5 do apêndice A), as portas P0 (*data-address*), P2 (*address*) e P3 (funções de escrita-leitura e interrupções) foram aproveitadas para a programação do gerador de frequências. Dois CIs com 8 *flip-flops* tipo D (CI U3 e U4) foram conectados às portas de endereçamento do micro-controlador, comandados pelo pulso de *ALE* (pino 30) deste para reter os *bytes* destinados ao gerador.

Por conter as rotinas de decisão, o micro-controlador também determina os momentos de acesso para escrita e leitura em seus periféricos. Estes acessos têm procedimentos específicos, que são:

- controle de conversão para ADC0820 – através de uma mudança de estados do pino 12 (P3.2), chaveado do nível lógico 1 para o 0, logo a seguir retornando a 1 (por comandos do *software*), o conversor abre a sua janela de leitura, converte o nível de sinal de entrada e disponibiliza esta informação ao micro-controlador;
- controle de programação do AD9831 (gerador de frequências) – este processo é um pouco mais complicado pois são necessárias duas escritas para programar os 32 *bits* do registrador do gerador de frequências; inicialmente o pino 14 (P3.4) do micro-controlador tem seu estado alterado por *software* (do nível lógico 0 para 1), habilitando a parte baixa do registrador de frequência do gerador, então o *byte* menos

significativo do valor da frequência (que irá estimular o sensor) é inserido numa instrução de escrita do micro-controlador, esta instrução gera um pulso de \overline{WR} que retém o *byte* no registrador habilitado; para escrever a parte alta do registrador de frequência do gerador, o pino 14 do micro-controlador tem o seu estado alterado para o nível lógico 0, e um novo processo de escrita (desta vez com o conteúdo do *byte* mais significativo) é executado;

- *reset* do AD9831 – quando a seqüência de *reset* do micro-controlador se inicia, uma porta lógica *NAND* (U6c, na figura A-5 do apêndice A) inverte este sinal e o aplica ao pino de *reset* do gerador de frequências, porém seus registradores de fase e de frequências não são zerados (ANALOG DEVICES AD9831, 1996), o micro-controlador deve executar esta inicialização para evitar gerações indesejáveis no *start-up* do DFVI; para zerar o registrador de fase, o pino 13 (P3.3) do micro-controlador é levado ao nível lógico 1 (habilitando este registrador no gerador), uma instrução de escrita contendo o endereço “0000” é realizada, zerando o registrador, logo a seguir o nível lógico do pino 13 é levado a zero novamente, desabilitando o acesso ao registrador, a partir daí, a iniciação do registrador de frequência se dá do mesmo modo que se executa uma escrita (explanado no parágrafo anterior), apenas com a diferença de endereçar “0000”, para ambas as partes do registrador de frequência (parte baixa e parte alta).

Outra tarefa do micro-controlador é a recepção e transmissão dos dados via interface serial. Através de um circuito integrado apropriado (HIN 232), os sinais RS 232 são codificados e decodificados (INTERSIL HIN 232, 2002) para serem entregues via um cabo serial à interface do PC.

3.4.6 Gerador de Frequências

Os estímulos a serem entregues pelo amplificador de saída ao sensor, são gerados pelo CI AD9831 (U2 na figura A-6 do apêndice A). O processo interno deste componente leva-o a dividir o *master clock* recebido externamente por 2^{32} , identificando o menor múltiplo de frequência possível a ser gerada (0,0055879 Hz para este projeto). Os valores a serem escritos em seus registradores para gerar as frequências desejadas podem ser encontrados de acordo com a equação (3-1). De posse destes valores, o componente varre uma tabela baseada em

senos para determinar a frequência do sinal a ser gerado. Este valor é quantizado em um *DAC* interno de 10 *bits* e entregue ao pino de saída (ANALOG DEVICES AD9831, 1996). O sinal de saída gerada pelo componente pode ser obtida através da equação (3-2).

$$Frequência\ final = FREG \cdot f_{MCLK} \cdot \left(\frac{1}{2^{32}} \right), \quad (3-1)$$

$$V_{OUT} = V_{REFIN} \cdot 6,25 \cdot \left(\frac{R_{OUT}}{R_{SET}} \right) \cdot \left(1 + \sin \left(2\pi \cdot \left(FREG \cdot f_{MCLK} \cdot \left(\frac{1}{2^{32}} \right) + \left(\frac{PHASEREG}{2^{12}} \right) \right) \right) \right), \quad (3-2)$$

onde V_{REFIN} , R_{OUT} e R_{SET} são determinados por valores de componentes externos ao gerador; $FREG$ é o valor do registrador (32 *bits*) encontrado a partir da equação (3-1); f_{MCLK} é a frequência do *master clock* entregue ao gerador e $PHASEREG$ é o valor desejado para o desvio de fase a ser somado na frequência gerada.

Com os valores externos ao gerador (C6, C7, R2 e R3), adotados no projeto do DFVI, a tensão de saída obtida no pino 39 do componente, foi de aproximadamente 1,20 V.

A frequência final gerada pelo AD9831 apresenta uma relação sinal/ruído muito elevada, 61,96 dB (ANALOG DEVICES AD9831, 1996). Apesar de utilizar um DAC interno de 10 bits, é praticamente irrelevante a influência das harmônicas que aparecem devido aos degraus de quantização da conversão digital/analógica (figura 3-4).

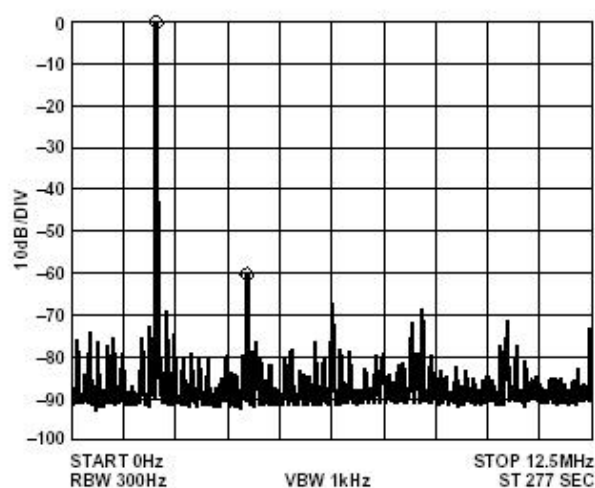


Figura 3-4: Relação entre as raiais na quantização do sinal. A diferença da fundamental em relação à primeira harmônica mais significativa é de $\cong 62$ dB ($master\ clock = 25$ MHz, $f_{out} = 2,1$ MHz, início da leitura em 0 Hz e fim em 12,5 MHz) (modificado de ANALOG DEVICES AD9831, 1996).

Neste projeto as mudanças de frequências são feitas de passo em passo, devido à necessidade de análise de cada resposta enviada pelo sensor dentro de um determinado intervalo. Este gerador apresentou-se bastante eficiente quanto às programações consecutivas de valores de frequências em valores alternados, respondendo com amplitude constante a cada nova frequência de excitação desejada (figura 3-5).

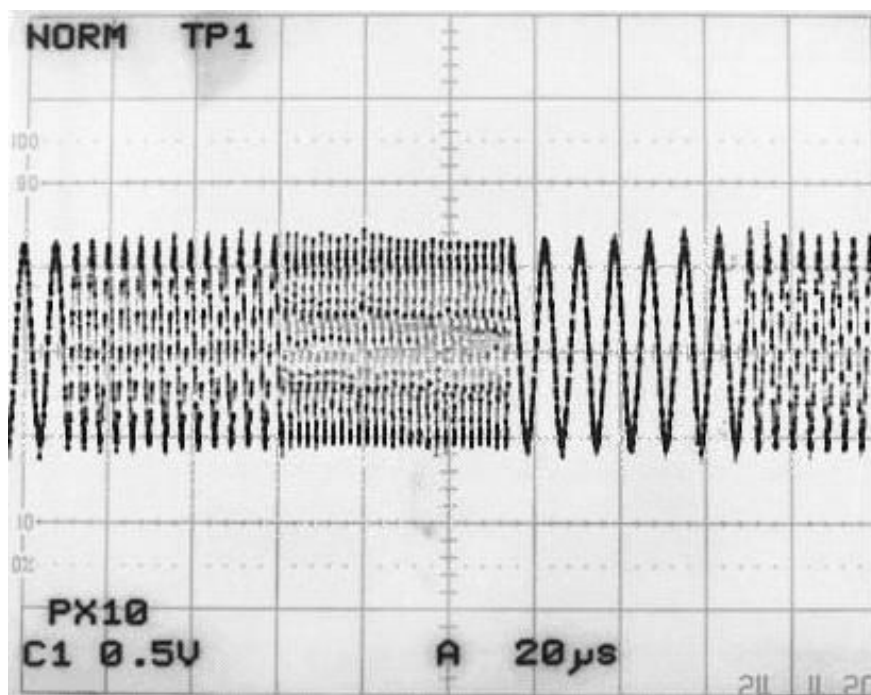


Figura 3-5: Resposta do gerador aos comandos do micro-controlador para gerar as frequências de 125, 250 e 500 kHz continuamente.

3.4.7 Buffer de Isolação

A saída do bloco gerador de frequências ocorre no pino 39 do CI U2 (AD9831, na figura A-6 do apêndice A), que internamente é uma fonte de corrente. Então, para que seja possível a sua amplificação com controle de *off-set*, um *buffer* de isolação foi projetado para possibilitar este controle (figura A-7 do apêndice A).

O componente escolhido foi o LM318 (CI U7), que devido às suas características elétricas, consegue filtrar o ruído de conversão (DA) do sinal recebido do gerador de frequências.

Neste bloco a saída do gerador de frequências é conectada à entrada não inversora do amplificador operacional, cujo ganho projetado foi de aproximadamente 3,2. No entanto, na prática o ganho medido foi de 3,5.

Dois diodos (D2 e D3, figura A-6 do apêndice A) foram conectados à entrada deste estágio como proteção de sobre-tensão do circuito de saída do gerador de frequências.

3.4.8 Amplificador de Saída

Este amplificador (LM6181 – CI U9, na figura A-7 do apêndice A) é utilizado para aplicar o sinal à bobina de excitação (L_I) do sensor, na frequência determinada. Sua alimentação é de ± 15 V para permitir que o sinal de saída atinja 20 Vpp.

O ganho mínimo foi projetado para 4,4, porém, como um dos resistores de polarização é variável (R15, na figura A-7 do apêndice A) um sinal de aproximadamente 20 Vpp pode ser ajustado. O controle de *off-set* é realizado por um *trimpot* (R14), cuja excursão determinou com precisão a simetria de ambos os ciclos em relação ao eixo central.

3.5 APRESENTAÇÃO DAS LEITURAS OBTIDAS

Os resultados obtidos através da leitura dos sensores são apresentados por intermédio de um aplicativo, desenvolvido para adaptar-se aos meios de comunicação estabelecidos entre o *hardware* do DFVI e a interface serial de um computador pessoal (PC).

Este aplicativo (desenvolvido em Visual Basic 6.0 – © Microsoft) foi idealizado para facilitar a visualização gráfica do comportamento dos sensores envolvidos no projeto, bem como, fornecer os resultados das medidas em tempo real. A figura 3-6 apresenta uma tela do aplicativo indicando os resultados da leitura de um dos sensores.

Na parte inferior da figura 3-6 pode-se observar a curva de resposta característica que o circuito RLC dos sensores remotos apresenta. Neste mesmo gráfico é possível identificar a faixa de varredura utilizada para identificar sua f_o . Devido a incompatibilidades gráficas (as

novas versões de *software* não permitem a utilização de gráficos em *real-time*), não foi possível explicitar a unidade do eixo das ordenadas (V) e das abscissas (kHz). No canto superior direito da figura, são apresentados os valores dos resultados obtidos, inicialmente, com varredura de 1 em 1 kHz (para o levantamento da curva de resposta) e imediatamente abaixo, com passos de 50 em 50 Hz, a identificação mais precisa das frequências de ressonância e duas outras raias laterais, em tempo real (conforme indicado no item 3.3).

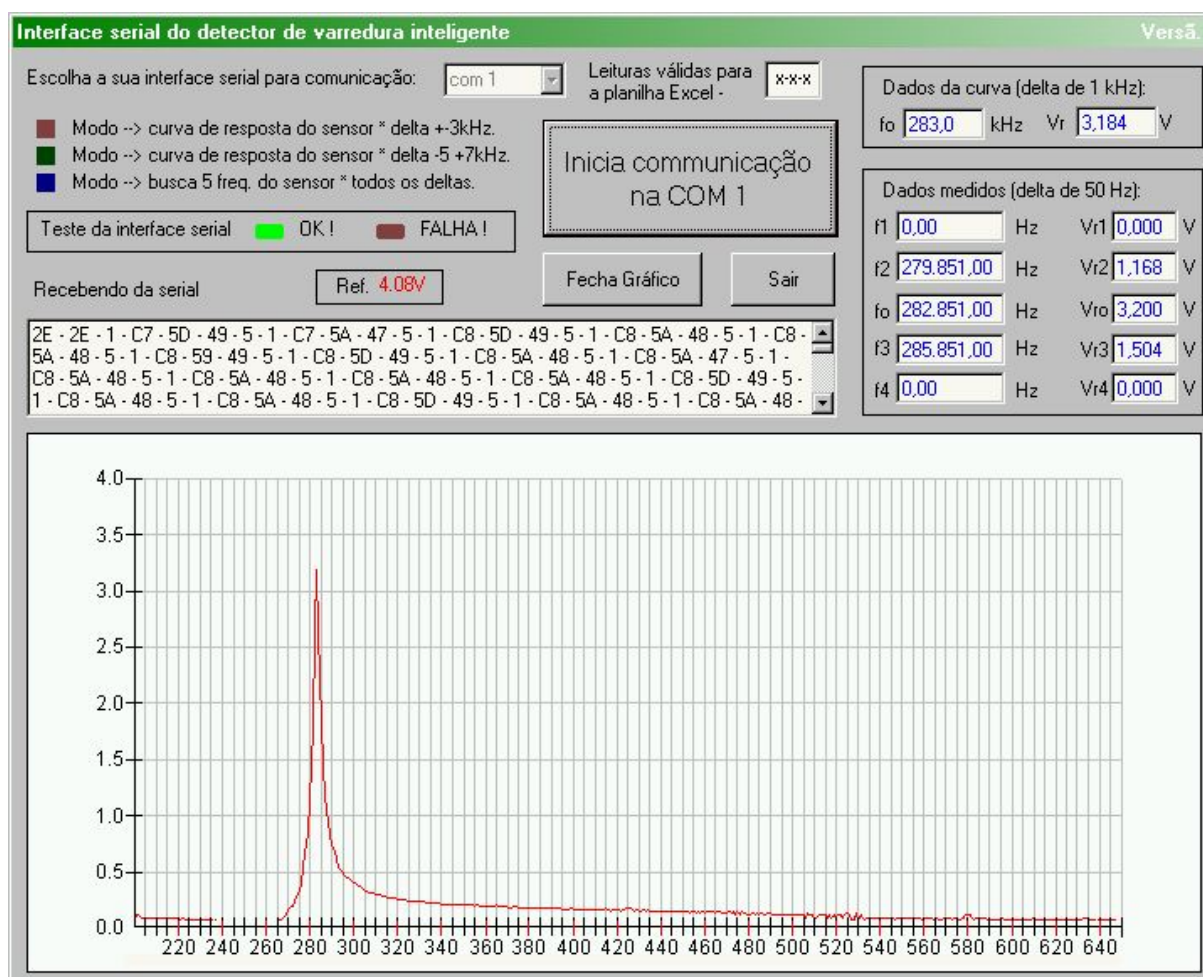


Figura 3-6: Apresentação do resultado da leitura de um dos sensores.

O aplicativo também permite a integração com planilhas do tipo *Excel*, armazenando os resultados obtidos em arquivos apropriados, tanto do gráfico apresentado, como dos valores de frequência e tensão lidos nas verificações em tempo real.

3.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS QUANTO À EXATIDÃO DAS LEITURAS

É importante mencionar que, além das imperfeições que o processo de varredura impõe ao DFVI (item 3.3), ainda devem ser consideradas aquelas que a identificação do nível de tensão máximo, para encontrar a f_o , apresenta. Dentre estas, duas são as mais significativas:

- as interferências que aparecem sobre a tensão de pico do sinal - o meio em que as respostas dos sensores se propagam (ambiente) são ruidosos, fazendo com que o sinal vindo do amplificador de entrada seja entregue ao bloco indicador de V_{\max} , sem apresentar um valor exato de tensão;
- o patamar de amplitude da frequência de ressonância (figura 3-7) - mesmo que o circuito RLC do sensor apresente uma frequência na qual a resposta em tensão é a máxima, existe uma região imediatamente anterior e posterior à sua f_o , onde pequenos deltas de frequência (50 Hz por exemplo, como procede o método aqui descrito) podem gerar respostas em tensão com incrementos muito pequenos, causando erros de leitura no valor da tensão e por conseqüência no valor da f_o do sensor em questão.

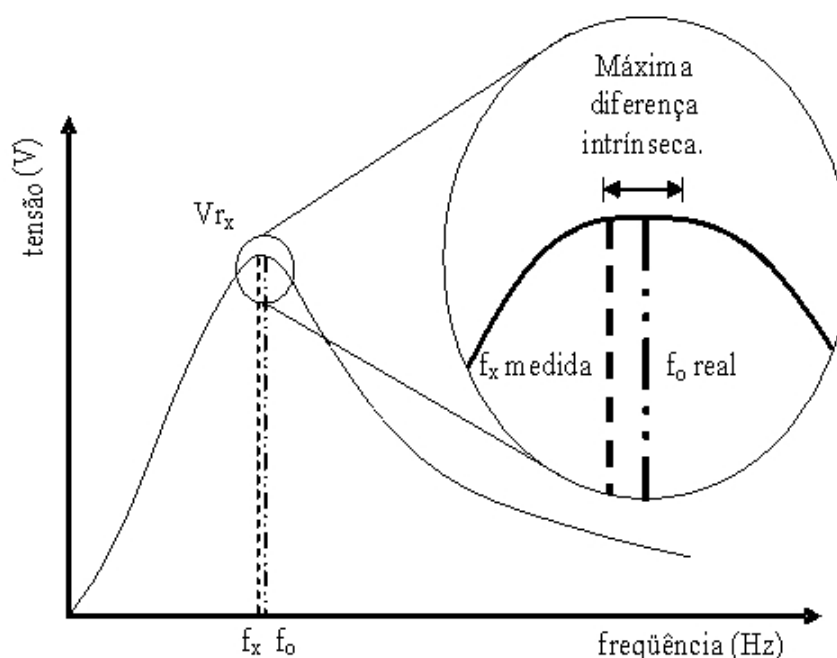


Figura 3-7: Patamar de amplitude nos valores próximos a f_o do sensor sob avaliação.

Mesmo considerando estas duas fontes de erro, inerentes ao processo de varredura e ao *hardware* do circuito do DFVI, os resultados obtidos em vários testes práticos, indicam erros na identificação da frequência de ressonância dos sensores remotos entre 0,12 e 0,57% (OLIVEIRA, 2003), sendo a sua utilização considerada compatível com os resultados encontrados em sistemas comerciais (PICHORIM, OLIVEIRA e ABATTI, 2004).

As primeiras medidas de tempo de resposta do DFVI apresentaram 5,24 ms, em média, para a obtenção de cada novo valor de f_o do sensor sob medida (OLIVEIRA, PICHORIM e ABATTI, 2004), limitando a 190 Hz a variação máxima de parâmetros fisiológicos a serem observados em tempo real (observando-se Webster (1998), pode-se constatar que a maioria dos parâmetros fisiológicos apresenta taxas de variações inferiores a 150 Hz). No entanto, estudos posteriores, apresentados no capítulo 4, indicaram que o processo de busca da f_o do sensor remoto, por varredura em frequência, implica na consideração de um período transitório específico para cada circuito sensor utilizado, onde este período deve ser respeitado para que a obtenção de leituras de tensão ocorra quando o circuito sensor encontra-se em regime (evitando incoerências nos valores procurados). Isto indica que o tempo de resposta mencionado acima deve sofrer alterações.

Como a identificação da frequência de ressonância do sensor remoto ocorre através de um processo de varredura, com incrementos bem definidos, torna-se necessária uma análise detalhada dos acoplamentos indutivos que envolvem os circuitos para assegurar a qualidade das respostas obtidas. Sob o ponto de vista da constante de tempo do circuito RLC do sensor, alguns cuidados devem ser considerados para a realização das medidas das frequências. Pois caso contrário, erros de leitura podem ser observados se o transitório de cada novo passo de frequência não for considerado. No próximo capítulo serão apresentados estes estudos, identificando analiticamente cada acoplamento indutivo significativo, para reduzir as imperfeições que este método de varredura propicia. Ao final são expostas algumas considerações e verificações práticas da modelagem matemática alcançada.

CAPÍTULO 4

CÁLCULO DA CONSTANTE DE TEMPO

4.1 INTRODUÇÃO

O sistema biotelemétrico apresentado no capítulo 3 utiliza o método de varredura em frequência para indicar a f_o do sensor passivo remoto. Para tanto, são estabelecidos intervalos de variação de frequência a serem fornecidos como estímulos para este sensor. Desta forma, a determinação do tempo necessário para que o circuito do sensor consiga responder apropriadamente a cada novo valor de frequência é fundamental, caso contrário, erros podem ocorrer na determinação da amplitude do sinal que corresponde à f_o .

Neste capítulo será apresentada a solução analítica para encontrar a constante de tempo do circuito indutivo que envolve o sensor remoto e os seus devidos acoplamentos para excitação e leitura. A solução obtida é comparada a resultados simulados através de ferramentas de *software* e aos indicados nas experiências práticas. Ao final há uma apreciação da compatibilidade desta solução analítica com relação aos valores experimentais.

4.2 SOLUÇÃO ANALÍTICA

Para a determinação da resposta analítica do sistema biotelemétrico desenvolvido, em função do tempo, pode-se considerar o circuito apresentado na figura 3-2 como uma fonte de tensão ligada a L_1 , o circuito remoto L_2C_2 , incluindo a sua resistência total R_2 , e L_3 onde a tensão que retorna do circuito sensor é medida (figura 4-1). Observe-se que a indutância L_4 não está representada neste diagrama (vide diagrama original na figura 3-2), pois conforme as condições construtivas deste conjunto de bobinas, a mútua indutância M_{14} (entre L_1 e L_4) é aproximadamente igual à mútua indutância M_{13} (entre L_1 e L_3), porém com sinal invertido (devido ao sentido de enrolamento), e o valor da mútua indutância M_{23} (entre L_2 e L_3) apresenta-se muito maior que a mútua indutância M_{24} (entre L_2 e L_4).

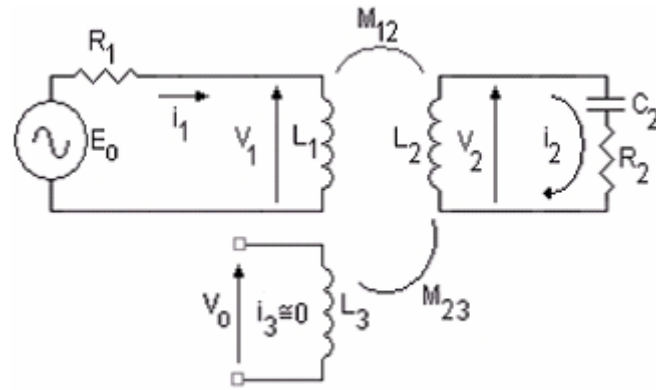


Figura 4-1:Circuito indutivo equivalente ao sistema DFVI. Circuito estimulador (L_1), circuito sensor (L_2) e circuito de leitura (L_3).

Observando o circuito apresentado na figura 4-1, pode-se escrever que

$$v_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} \pm M_{12} \frac{di_2}{dt}, \quad (4-1)$$

$$v_2 = L_2 \frac{di_2}{dt} \pm M_{12} \frac{di_1}{dt} = -R_2 i_2 - \frac{1}{C_2} \int i_2 dt + Constante, \quad (4-2)$$

e

$$v_o = L_3 \frac{di_3}{dt} \pm M_{23} \frac{di_2}{dt}. \quad (4-3)$$

onde i_1 é a corrente que circula em L_1 , M_{12} é a mútua indutância entre L_1 e L_2 e v_2 é a tensão sobre L_2 .

Devido à alta impedância de entrada do amplificador operacional ao qual o conjunto $L_3 - L_4$ está conectado, i_3 pode ser desprezada. Assim, (4-3) pode ser reescrita como

$$v_o = \pm M_{23} \frac{di_2}{dt}. \quad (4-4)$$

Substituindo-se (4-1) em (4-2) para eliminar i_1 e reorganizando a equação chega-se a

$$\left(L_2 - \frac{M_{12}^2}{L_1} \right) \frac{di_2}{dt} + R_2 i_2 + \frac{1}{C_2} \int i_2 dt - Constante = \pm \frac{M_{12}}{L_1} v_1 . \quad (4-5)$$

Derivando-se (4-5) em relação ao tempo, após alguns rearranjos tem-se

$$\frac{di_2^2}{dt^2} + \frac{R_2 L_1}{L_1 L_2 - M_{12}^2} \frac{di_2}{dt} + \frac{L_1}{C_2 (L_1 L_2 - M_{12}^2)} i_2 = \pm \frac{M_{12}}{L_1 L_2 - M_{12}^2} \frac{dv_1}{dt} . \quad (4-6)$$

Lembrando que $M_{12} = k_{12} \sqrt{L_1 L_2}$, onde k_{12} é o coeficiente de acoplamento indutivo entre L_1 e L_2 , e assumindo que $v_1 = A \cos \omega t$ (ver figura 4-1 e 3-5), a equação (4-6) pode ser escrita como

$$\frac{di_2^2}{dt^2} + \frac{R_2}{L_2 (1 - k_{12}^2)} \frac{di_2}{dt} + \frac{1}{L_2 C_2 (1 - k_{12}^2)} i_2 = \pm \frac{k_{12} \cdot A \cdot \omega}{\sqrt{L_1 L_2} (1 - k_{12}^2)} \text{sen} \omega t . \quad (4-7)$$

A equação (4-7) é uma equação diferencial linear não homogênea de 2ª ordem (AYRES JR., 1978). A solução desta equação depende da solução da equação homogênea, cujo correspondente do segundo grau tem a forma

$$m^2 + \frac{R_2}{L_2 (1 - k_{12}^2)} m + \frac{1}{L_2 C_2 (1 - k_{12}^2)} = 0 . \quad (4-8)$$

Desta equação m pode ser determinado, formando

$$m = \frac{-\frac{R_2}{L_2 (1 - k_{12}^2)} \pm \sqrt{\frac{R_2^2}{L_2^2 (1 - k_{12}^2)^2} - \frac{4}{L_2 C_2 (1 - k_{12}^2)}}}{2} . \quad (4-9)$$

Se $4(L_2/C_2).(1-k_{12}^2) > R_2^2$ (significando que m é um número complexo), o que ocorre no caso prático aqui apresentado, e definindo-se

$$p = -\frac{R_2}{2L_2(1-k_{12}^2)} e \quad (4-10)$$

$$g = \sqrt{\frac{1}{L_2 C_2 (1-k_{12}^2)} - \frac{R_2^2}{4L_2^2 (1-k_{12}^2)^2}}, \quad (4-11)$$

então a solução de (4-6) pode ser escrita como (AYRES JR.,1978)

$$i_2 = e^{pt} (C_1 \cos gt + C_2 \text{sen } gt) + \frac{e^{pt} \text{sen } gt}{g} \int e^{-pt} R(t) \cos gt . dt + \quad (4-12)$$

$$- \frac{e^{pt} \cos gt}{g} \int e^{-pt} R(t) \text{sen } gt . dt ,$$

onde $R(t) = \pm \frac{k_{12} A \omega}{\sqrt{L_1 L_2 (1-k_{12}^2)}} \text{sen } \omega t$ e C_1 e C_2 são constantes.

Sabendo-se que $\text{sen } gt = (e^{jgt} - e^{-jgt})/2j$ e $\cos gt = (e^{jgt} + e^{-jgt})/2$ (SPIEGEL, 1968), substituindo-se estas igualdades na equação (4-12), após algum desenvolvimento matemático, chega-se em

$$i_2 = B.e^{-\frac{R_2 t}{2L_2(1-k_{12}^2)}} \cdot \text{sen} \left(\sqrt{\frac{1}{1-k_{12}^2} - \frac{R_2^2}{4.\omega_0^2.L_2^2(1-k_{12}^2)^2}} . \omega_0 . t + \theta \right) + \quad (4-13)$$

$$+ \frac{k_{12} . A . \omega}{\sqrt{L_1 L_2}} \cdot \frac{\text{sen} \left(\omega . t - t g^{-1} \left(\frac{R_2 . \omega}{L_2 (\omega_0^2 - \omega^2 . (1-k_{12}^2))} \right) \right)}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2 . (1-k_{12}^2))^2 + \frac{R_2^2 . \omega^2}{L_2^2}}},$$

onde B e θ são constantes de integração.

Estas duas constantes podem ser determinadas lembrando que a corrente que circula através de uma indutância e a tensão num capacitor não podem ser modificadas instantaneamente (HAYT e KEMMERLY, 1975; EDMINISTER, 1991). Então pode-se escrever que

$$i_2|_{t=0^-} = i_2|_{t=0^+} \quad \text{e} \quad (4-14)$$

$$\frac{1}{\mathcal{C}_2} \int i_2 dt \Big|_{t=0^-} = \frac{1}{\mathcal{C}_2} \int i_2 dt \Big|_{t=0^+} \quad (4-15)$$

respectivamente, onde $t=0$ é o instante em que a frequência do sinal de excitação é modificada de f para $f + \Delta f$. É importante mencionar que o atraso da propagação do sinal de L_1 para L_2 foi desconsiderado.

Substituindo (4-13) em (4-14) e (4-15), considerando que a frequência de excitação (f) foi mantida tempo suficiente para que o termo exponencial em (4-13) não seja significativo, então

$$B = \frac{D(f + \Delta f) \text{sen } \alpha(f + \Delta f) - D(f) \text{sen } \alpha(f)}{\text{sen } \theta} \quad \text{e} \quad (4-16)$$

$$\theta = \text{tg}^{-1} \left[\frac{\sqrt{\frac{1}{\tau^2} + q^2}}{\cos \text{tg}^{-1}(1/q\tau)} \left(\frac{G(f + \Delta f, f)}{D(f + \Delta f) \text{sen } \alpha(f + \Delta f) - D(f) \text{sen } \alpha(f)} \right) + \frac{1}{q\tau} \right]^{-1} \quad (4-17)$$

$$\text{onde } q = 2\pi f_0 \sqrt{\frac{1}{1 - k_{12}^2} - \left(\frac{1}{2\pi f_0 \tau} \right)^2}, \quad (4-18)$$

$$G(f + \Delta f, f) = \frac{D(f + \Delta f) \cos \alpha(f + \Delta f)}{2\pi(f + \Delta f)} - \frac{D(f) \cos \alpha(f)}{2\pi f}, \quad (4-19)$$

$$D(f) = \pm \frac{k_{12} \tau f A}{2\pi \sqrt{L_1 L_2} \sqrt{\tau^2 (f_o^2 - f^2 (1 - k_{12}^2))^2 + f^2 (1 - k_{12}^2)^2}}, \quad (4-20)$$

$$\alpha(f) = \text{tg}^{-1} \left(\frac{f(1 - k_{12}^2)}{\pi \tau (f_o^2 - f^2 (1 - k_{12}^2))} \right) e \quad (4-21)$$

$$\tau = \frac{2L_2(1 - k_{12}^2)}{R_2} \quad (4-22)$$

Finalmente, substituindo a equação (4-13) na equação (4-4), considerando que $M_{23} = k_{23} \sqrt{L_2 L_3}$, onde k_{23} é o coeficiente de acoplamento indutivo entre L_2 e L_3 , tem-se que:

$$v_o = \pm k_{23} \cdot B \cdot \sqrt{\frac{\omega_0^2}{1 - k_{12}^2} - \frac{R_2^2}{4L_2^2(1 - k_{12}^2)^2}} \cdot \sqrt{L_2 \cdot L_3} \cdot e^{-\frac{R_2 \cdot t}{2L_2(1 - k_{12}^2)}} \cdot \cos \left(\sqrt{\frac{1}{1 - k_{12}^2} - \frac{R_2^2}{4\omega_0^2 L_2^2 (1 - k_{12}^2)^2}} \cdot \omega_0 \cdot t + \theta \right) \pm$$

$$\pm k_{12} \cdot k_{23} \cdot A \cdot \sqrt{\frac{L_3}{L_1}} \cdot \frac{\cos \left(\omega t - \text{tg}^{-1} \left(\frac{R_2 \cdot \omega}{L_2 (\omega_0^2 - \omega^2 (1 - k_{12}^2))} \right) \right)}{\sqrt{\left(\frac{\omega_0^2}{\omega^2} - (1 - k_{12}^2) \right)^2 + \frac{R_2^2}{\omega^2 L_2^2}}}. \quad (4-23)$$

onde $\omega_0 = 2\pi f_0$ e $\omega = 2\pi (f + \Delta f)$.

A equação (4-23) indica que a tensão de saída é composta por duas componentes, uma envolvendo apenas ω_0 (transitória; denotada pela presença da exponencial negativa), e outra envolvendo ω (regime; onde ω é a nova frequência aplicada ao sensor remoto).

4.3 SIMULAÇÃO DA SOLUÇÃO ANALÍTICA

Considerando-se os valores práticos utilizados nos experimentos, $A = 20,00$ Vpp, $k_{I2} = 0,015$, $k_{23} = 0,020$, $L_1 = 58,98$ μ H, $L_2 = 145,60$ μ H, $C_2 = 2,94$ nF, $R_2 = 8,00$ Ω , $L_3 = 157,18$ μ H, a equação (4-23) pode ser simulada através de uma planilha *Excel*, determinando o comportamento das componentes transitória e em regime de v_o .

Para plotar o gráfico de v_o foram utilizados dois valores de frequências. A frequência f é o sinal em regime ao qual o sensor responde inicialmente e a frequência $f_{+\Delta f}$ é o resultado da soma de f a um incremento de frequência, ao qual o circuito sensor promove uma nova resposta. Nas simulações do gráfico a mudança de frequências foi sempre executada após 2 ms de permanência estável de f . A figura 4-2 apresenta o resultado obtido para v_o , com as frequências $f = 240$ kHz e $f_{+\Delta f} = 290$ kHz, ambas diferentes da f_o do circuito sensor remoto (243 kHz).

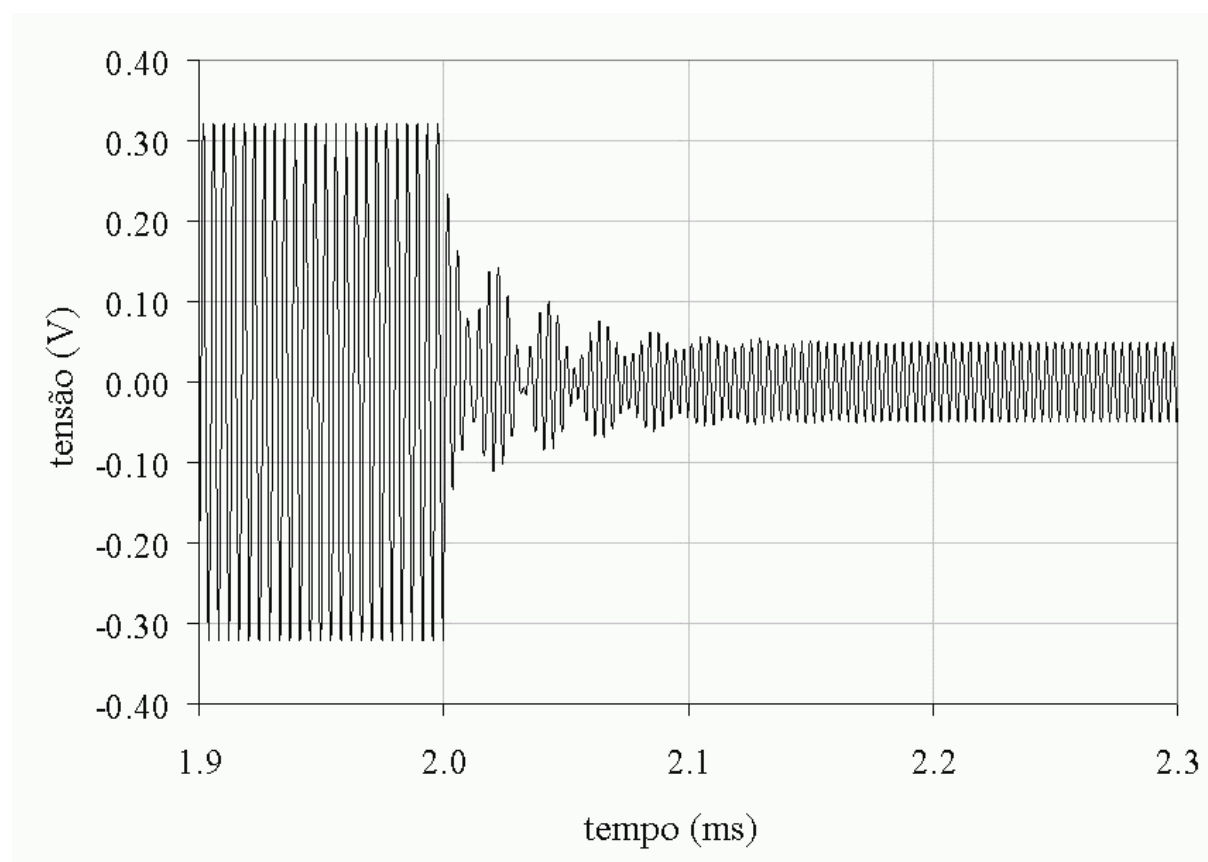


Figura 4-2: Simulação da equação (4-23) com valores práticos.

Aplicando os valores práticos na equação (4-22), identifica-se que $\tau = 36,39 \mu\text{s}$. Como se sabe que após 5τ o valor da componente transitória é de apenas 0,67% do seu valor inicial (SMITH e ALLEY, 1992), então após $181,95 \mu\text{s}$ considera-se que $f_{+\Delta f}$ entrou em regime. Observando-se a figura 4-2, verifica-se que aproximadamente após $200 \mu\text{s}$ a resposta da equação (4-23), realmente indica a presença de uma frequência em regime permanente.

É importante mencionar que a aparente modulação que o gráfico apresenta ocorre devido aos incrementos definidos ($1 \mu\text{s}$) para a obtenção de cada ponto do gráfico e o período total de avaliação foi de $10,00 \text{ ms}$, ou seja, foram gerados 10.000 pontos para a análise completa dos resultados. Na figura 4-2, encontra-se representado apenas o período de $400 \mu\text{s}$, cuja transição entre as frequências ocorre.

4.4 SIMULAÇÃO POR *SOFTWARE* DO CIRCUITO SOB ANÁLISE

O objetivo desta simulação foi comparar os resultados indicados pela representação gráfica da solução analítica com os resultados que ferramentas de *software* dedicadas para projetos de circuitos eletrônicos. Para tanto, o circuito da figura 4-1 deveria ser desenhado no interior do ambiente de emulação de circuitos da ferramenta escolhida, o *Multisim 2001* da *Electronics Workbench*. Devido às características de mútua indutância deste circuito e a limitações do simulador, algumas modificações foram necessárias, pois não se conseguiu emular todos os efeitos entre os acoplamentos indutivos no ambiente do *software*. A figura 4-3 apresenta as modificações efetuadas. Utilizando-se o equivalente T para transformadores (HAYT e KEMMERLY, 1975; EDMINISTER, 1991), o circuito da figura 4-1 foi rearranjado. A influência da mútua indutância M_{12} sobre os indutores L_1 e L_2 foi representada pelos componentes $L_1 - M_{12}$ e $L_2 - M_{12}$ substituindo os indutores anteriores, respectivamente. Os valores de C_2 e R_2 não foram alterados. Para simular a mútua indutância M_{23} um outro artifício foi concebido, pois se um novo equivalente T fosse utilizado, os reflexos de M_{23} atuariam diretamente sobre M_{12} , fato que não ocorre na prática. Desta forma, foram empregados dois amplificadores operacionais em série, o primeiro com ganho unitário (*buffer* isolador), e o segundo um diferenciador, pois da figura 4-1, tem-se que v_o é igual ao produto de M_{23} pela derivada de i_2 no tempo. Os valores de C^* e R^* , que compõem o circuito diferenciador, devem ser calculados de forma a simular esta operação.

Observando-se a figura 4-3, pode-se escrever

$$V_1 = R_2 \cdot i_2, \quad (4-24)$$

$$i_c = C^* \cdot \frac{dv_1}{dt} \quad (4-25)$$

e

$$V_o = -i_c \cdot R^*. \quad (4-26)$$

Substituindo (4-24) e (4-25) em (4-26), tem-se

$$V_o = -R_2 \cdot R^* \cdot C^* \frac{di_2}{dt}. \quad (4-27)$$

Comparando-se a equação (4-4) à (4-27) tem-se que

$$|M_{23}| = |R_2 \cdot C^* \cdot R^*| \quad (4-28)$$

e

$$\text{Então } |C^* \cdot R^*| = \left| \frac{M_{23}}{R_2} \right|. \quad (4-29)$$

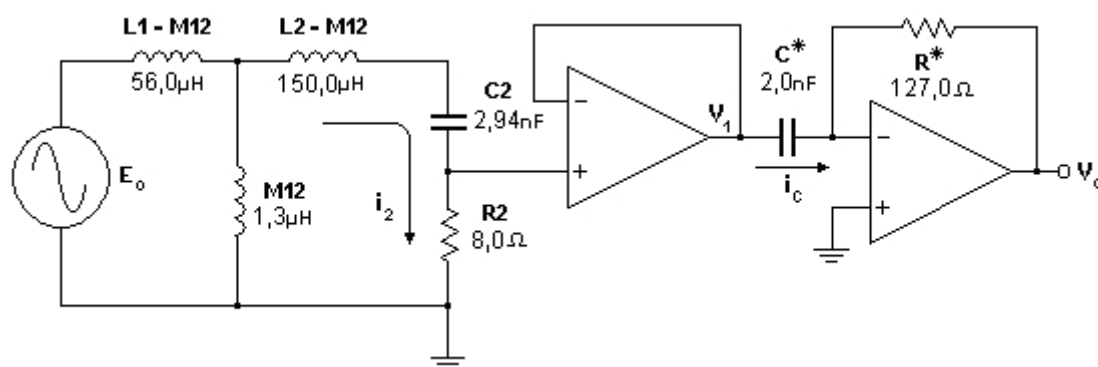


Figura 4-3: Circuito proposto para a simulação por *software*.

Aplicando os mesmos valores de frequências e tensão, empregados na obtenção dos resultados analíticos, e nos resultados da simulação por *software* do circuito proposto (ver na figura 4-3) obtém-se a resposta apresentada na figura 4-4.

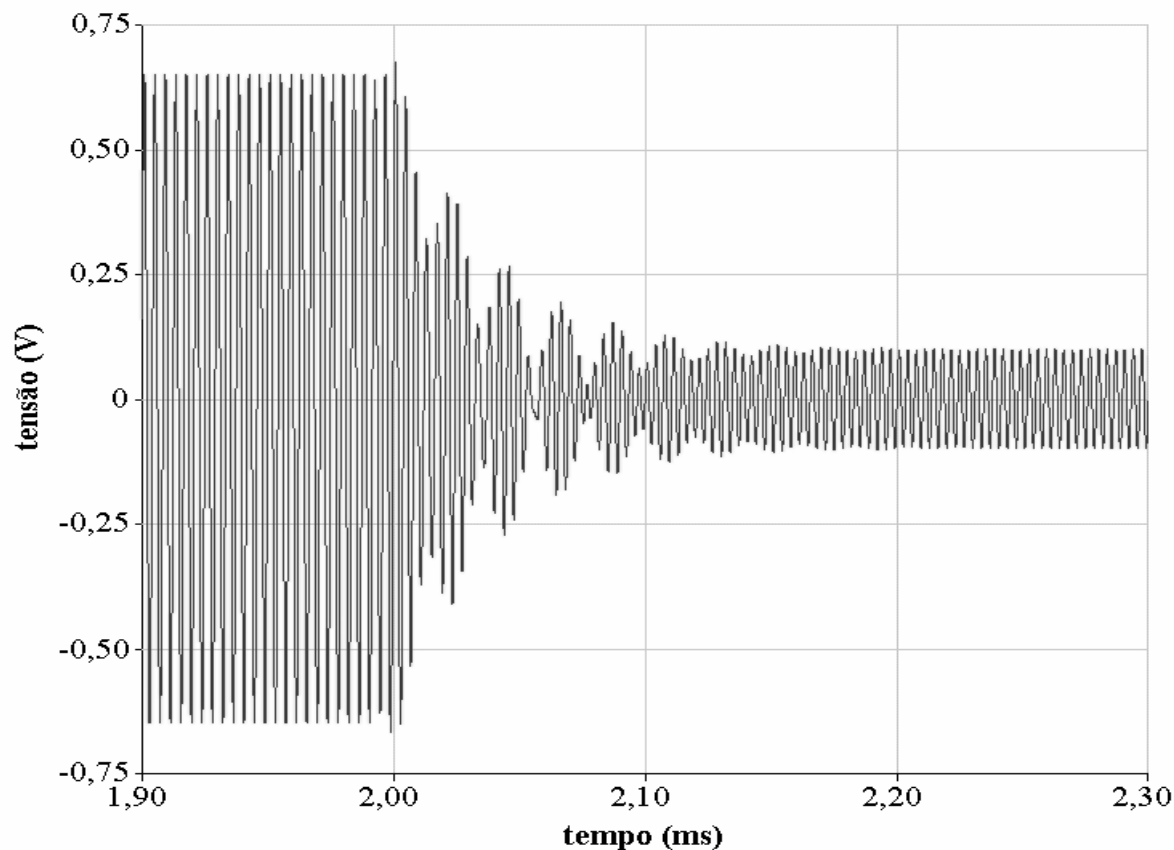


Figura 4-4: Resposta obtida na simulação por software do circuito da figura 4-3.

A partir da figura 4-4 consegue-se identificar que aproximadamente $182 \mu\text{s}$ (5τ), após a alteração da frequência f para $f_{+\Delta f}$ (fato que ocorre em $t = 2,00$ ms, tal qual a simulação da solução analítica), a influência da componente transitória sobre a resposta do circuito é praticamente desprezível. Podendo-se considerar que em $t = 2,182$ ms o circuito responde efetivamente a $f_{+\Delta f}$, ou seja, entra em regime.

4.5 RESULTADOS OBTIDOS COM O CIRCUITO PRÁTICO

Utilizando-se o circuito prático do DFVI para medir o comportamento do sensor, cujos valores de componentes foram os mesmos apresentados na simulação da solução analítica (R_2 ,

L_2 e C_2), e respeitando as mesmas condições de tensão, tempo e passo para a mudança de frequência que foram aplicadas às simulações anteriores, foram realizadas as medidas práticas.

Os resultados obtidos, através de um osciloscópio analógico/digital (Kikusui – cor5501U – 100 MHz), estão apresentados na figura 4-5.

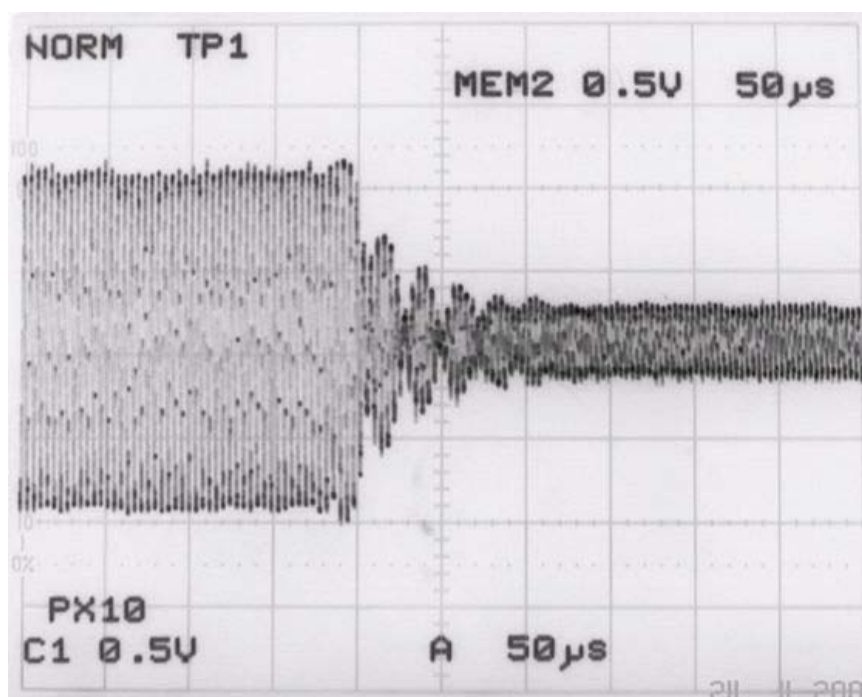


Figura 4-5: Observação do resultado prático obtido no DFVI lendo o sensor remoto.

4.6 CONSIDERAÇÕES SOBRE OS RESULTADOS

Comparando a solução analítica (figura 4-2), com os outros dois resultados (figuras 4-4 e 4-5), nota-se uma grande semelhança entre as formas de onda apresentadas nos gráficos, principalmente após a inserção do delta de frequência no estímulo do sensor ($t = 2,00$ ms), onde nos $100 \mu\text{s}$ seguintes pode-se constatar a presença de cinco oscilações amortecidas consecutivas em todas as figuras.

Em todos os três resultados pode-se observar que ao final das 5 constantes de tempo, determinada pela solução analítica, ocorre o final do período transitório, dando indícios que esta solução exprime o comportamento prático do circuito indutivo envolvido.

Baseado nestas considerações é possível afirmar que as respostas obtidas tanto nos experimentos práticos como nas simulações do circuito por ferramenta de *software* indicam que a solução analítica está muito próxima da realidade, pois os gráficos apresentados em cada solução concorrem para os mesmos resultados, podendo ser utilizada para expressar o comportamento do circuito prático apresentado.

A obtenção da resposta analítica traz algumas implicações práticas ao circuito do DFVI e ao processo utilizado para realizar as medidas desejadas. Do ponto de vista do circuito, é necessário considerar o período transitório, gerado a cada mudança de frequência, para realizar as medidas de tensão desejadas. Caso contrário, os valores observados não irão retratar a amplitude real que o parâmetro medido através sensor remoto apresentará. Do ponto de vista do processo utilizado, a consideração do atraso (devido ao período transitório) implica no aumento do tempo de resposta das medidas a cada nova frequência fornecida ao sensor, limitando a quantidade de parâmetros fisiológicos possíveis de ser monitorados *on-line*. Porém, como o período transitório varia de acordo com os componentes empregados na construção do sensor (vide equação 4-22), o incremento no tempo de resposta não é fixo, permitindo que sensores adequados sejam construídos no intuito de reduzir o valor de τ .

No capítulo seguinte são expostas considerações sobre alguns parâmetros presentes na equação de v_θ (4-23), para que, através de um sistema de equações, identifiquem a expressão da resistência intrínseca do circuito sensor RLC remoto. Este parâmetro será obtido em função das medidas de tensão que o DFVI, apresentado no capítulo 3, fornece como resposta a cada frequência. Em conjunto com a frequência de ressonância, a resistência intrínseca pode propiciar, caso seja utilizado um transdutor resistivo para modificá-la, a identificação de duas variáveis moduláveis por grandezas fisiológicas, fornecendo então, duas medições num único sensor, com apenas três componentes.

CAPÍTULO 5

IDENTIFICAÇÃO DA RESISTÊNCIA INTRÍNSECA DO SENSOR PASSIVO REMOTO

5.1 INTRODUÇÃO

Um dos objetivos iniciais no desenvolvimento do DFVI foi a medição do fator de qualidade de sensores remotos, porém, os erros encontrados na obtenção dos valores de Q , através do método envolvendo este dispositivo foram significativos. Devido a estes erros, apenas os valores de f_o poderiam ser medidos com exatidão aceitável, inviabilizando a utilização dos sensores remotos para a indicação de dois parâmetros simultaneamente (f_o e Q). Assim, um estudo mais apurado para verificar as causas destas discrepâncias tornou-se necessário.

Os esforços empregados para reduzir as taxas de erros apresentadas na obtenção de Q trouxeram muitos benefícios ao circuito do DFVI e ao entendimento analítico do comportamento deste parâmetro físico (vide anexo C). Apesar destes avanços, os erros encontrados apresentavam-se baixos somente para circuitos com elevados fatores de qualidade (acima de 30). Como já foi mencionado neste trabalho, o desenvolvimento de sensores de dimensões reduzidas implica na obtenção de baixos Q (da ordem de 15 a 25), não tornando viável a medição deste parâmetro através dos processos aqui mencionados.

Observando mais atentamente os resultados analíticos alcançados com a modelagem da resposta dinâmica dos circuitos envolvidos no acoplamento indutivo entre o DFVI e o sensor sob monitoramento, identificou-se a possibilidade de obter do circuito remoto o parâmetro que influi diretamente na identificação do seu fator de qualidade, a resistência intrínseca (R_i) dos componentes envolvidos neste RLC. Desta forma, passou-se a explorar cuidadosamente esta possibilidade de solução para o problema, como é demonstrado a seguir.

No capítulo 4 foi apresentada a resposta analítica do circuito indutivo, envolvendo a excitação, o sensor passivo remoto e sua leitura. Observando atentamente a equação (4-23), resultante desta análise, identifica-se v_o como a soma de dois termos. O primeiro decai com o

tempo devido à presença de uma exponencial negativa, e compõe o período transitório da equação. Já o segundo termo da soma retrata o estado estacionário da resposta.

A consideração do resultado completo da equação (4-23) é imprescindível para alcançar o objetivo das medições com o DFVI que é encontrá-las com a maior exatidão possível, então as considerações quanto à constante de tempo apresentadas no capítulo anterior tornam-se importantes para a apreciação dos resultados finais. Todavia, o termo significativo para a obtenção da tensão que identifica a frequência de ressonância do sensor remoto encontra-se no termo da soma independente da exponencial. Baseado no exposto, a equação de v_o pode passar a ser considerada apenas a partir do seu termo em regime permanente; sendo sua amplitude máxima dada por

$$v_o = \sqrt{\frac{L_3}{L_1}} \frac{k_{12}k_{23}A}{\sqrt{\left(\frac{\omega_0^2}{\omega^2} - (1 - k_{12}^2)\right)^2 + \frac{R_2^2}{\omega^2 L_2^2}}}. \quad (5-1)$$

Por outro lado, como o sensor remoto é composto por um circuito LC, além da modulação da sua frequência de ressonância, outra grandeza também pode ser considerada para a obtenção de medidas de parâmetros fisiológicos, o seu fator de qualidade.

A modulação do fator de qualidade no circuito sensor RLC pode ser obtida a partir da variação do valor da resistência intrínseca deste circuito (SMITH e ALLEY, 1992). Observando a equação (5-1) percebe-se que v_o é escrito (dentre outros termos) em função de R_2 , que justamente representa o valor intrínseco das perdas resistivas de L_2 e C_2 (ver figura 4.1). Desta forma, isolando R_2 nesta equação é possível se determinar as suas variações caso se empregue um transdutor resistivo para quantificar um segundo parâmetro fisiológico desejado.

5.2 ISOLANDO R_2 NA EQUAÇÃO DE V_o

Ao isolar R_2 na equação (5-1) nota-se a sua presença sob a raiz quadrada do denominador, assim, tem-se que:

$$\frac{v_o \sqrt{\left(\frac{\omega_0^2}{\omega^2} - (1 - k_{12}^2)\right)^2 + \frac{R_2^2}{\omega^2 L_2^2}}}{k_{12} k_{23} A \sqrt{\frac{L_3}{L_1}}} = 1. \quad (5-2)$$

Elevando ambos os termos da equação (5-2) ao quadrado para eliminar a raiz obtém-se

$$\frac{v_o^2 \left[\left(\frac{\omega_0^2}{\omega^2} - (1 - k_{12}^2)\right)^2 + \frac{R_2^2}{\omega^2 L_2^2} \right]}{\frac{k_{12}^2 k_{23}^2 A^2 L_3}{L_1}} = 1^2. \quad (5-3)$$

Manipulando (5-3) chega-se a

$$L_1 v_o^2 \left(\frac{\omega_0^2}{\omega^2} - (1 - k_{12}^2) \right)^2 + \frac{L_1 v_o^2 R_2^2}{\omega^2 L_2^2} = k_{12}^2 k_{23}^2 A^2 L_3, \quad (5-4)$$

e conseqüentemente

$$R_2^2 = \frac{\omega^2 L_2^2}{L_1 v_o^2} \left[k_{12}^2 k_{23}^2 A^2 L_3 - L_1 v_o^2 \left(\frac{\omega_0^2}{\omega^2} - (1 - k_{12}^2) \right)^2 \right]. \quad (5-5)$$

A equação (5-5) apresenta três variáveis R_2 , k_{12} e k_{23} . Assim medindo-se o valor da tensão v_o para três freqüências diferentes, pode-se, a partir do sistema de equações formado, determinar-se estas variáveis:

$$R_2 = \frac{\omega_1 L_2}{v_1} \sqrt{\frac{k_{12}^2 k_{23}^2 A^2 L_3 - L_1 v_1^2 \left(\frac{\omega_0^2}{\omega_1^2} - (1 - k_{12}^2) \right)^2}{L_1}}, \quad (5-6)$$

$$R_2 = \frac{\omega_2 L_2}{v_2} \sqrt{\frac{k_{12}^2 k_{23}^2 A^2 L_3 - L_1 v_2^2 \left(\frac{\omega_0^2}{\omega_2^2} - (1 - k_{12}^2) \right)^2}{L_1}}, \quad (5-7)$$

e

$$R_2 = \frac{\omega_3 L_2}{v_3} \sqrt{\frac{k_{12}^2 k_{23}^2 A^2 L_3 - L_1 v_3^2 \left(\frac{\omega_0^2}{\omega_3^2} - (1 - k_{12}^2) \right)^2}{L_1}}. \quad (5-8)$$

A partir do *software* de cálculo *Mathematica* (versão 5.2), foram encontradas oito soluções, uma real e sete complexas. Porém, só podem ser aproveitadas as soluções que apresentem valores positivos e reais para as três variáveis, pois fisicamente k_{12} , k_{23} e R_2 , não podem assumir valores negativos ou complexos. Desta forma, uma única solução do sistema se enquadra nos quesitos exigidos pelas grandezas envolvidas, apresentando o seguinte resultado para R_2

$$R_2 = \frac{\omega_3 L_2 \sqrt{\frac{v_3^2 \omega_0^2 \left(\left(\omega_2^4 \omega_3^4 v_1^2 (v_3^2 - v_2^2) + \omega_1^4 \left(\omega_2^4 v_3^2 (v_2^2 - v_1^2) + \omega_3^4 v_2^2 (v_1 - v_3)(v_1 + v_3) \right) \right) \omega_0^2 + 2\sqrt{Y} \right)}{\omega_1^2 \omega_2^2 \omega_3^4 \left(\omega_2^2 \omega_3^2 v_1^2 (v_2 - v_3)(v_2 + v_3) + \omega_1^2 \left(\omega_2^2 v_3^2 (v_1 - v_2)(v_1 + v_2) + \omega_3^2 v_2^2 (v_3^2 - v_1^2) \right) \right)}}}{v_3}}, \quad (5-9)$$

onde $Y = X.W.Z$, com

$$X = -\omega_1^2 \omega_2^2 \omega_3^2,$$

$$W = \left(-(\omega_1 - \omega_2)(\omega_1 + \omega_2) \omega_3^4 v_1^2 v_2^2 + v_3^2 \left(\omega_2^4 v_1^2 (\omega_1 - \omega_3)(\omega_1 + \omega_3) - \omega_1^4 v_2^2 (\omega_2 - \omega_3)(\omega_2 + \omega_3) \right) \right) e$$

$$Z = \left(\omega_2^2 \omega_3^2 v_1^2 (v_3^2 - v_2^2) + \omega_1^2 \left(\omega_2^2 v_3^2 (v_2^2 - v_1^2) + \omega_3^2 v_2^2 (v_1 - v_3)(v_1 + v_3) \right) \right) \omega_0^4.$$

Imediatamente verifica-se que as três variáveis são escritas em função das três frequências envolvidas e suas respectivas tensões de pico, mais a frequência de ressonância do circuito sensor. Indicando que após a obtenção da f_0 apenas mais três estímulos em frequências específicas são necessárias para encontrar R_2 (e por consequência o Q do circuito), comprometendo o mínimo possível o tempo de resposta do circuito DFVI.

5.3 VERIFICAÇÃO PRÁTICA DA EQUAÇÃO R_2

Para verificar praticamente a validade dos resultados de (5-9), tomou-se um circuito sensor RLC cuja frequência de ressonância e o fator de qualidade poderiam ser alterados. Estas variações foram levadas a efeito alterando o valor dos capacitores associados ao indutor (para variar a f_0 do circuito), e conectando-se resistores de valores conhecidos em paralelo com o circuito (para alterar o Q do circuito). É importante salientar que os capacitores utilizados apresentavam tecnologias de construção variadas, portanto, apresenta resistências intrínsecas também diferentes entre si.

Os resistores associados em paralelo, para alterar o Q dos circuitos sensores, podem ter seus valores substituídos pelos seus equivalentes em série, pois, devido às características dos acoplamentos indutivos existentes no DFVI, as medições são realizadas em série com os circuitos sensores.

Smith e Alley (1992) apresentam a relação entre os valores série e paralelo da resistência nos circuitos RLC, onde a resistência em paralelo (R_p) pode ser escrita em função da resistência série (R_s) e vice-versa:

$$R_p = (Q^2 + 1)R_s, \quad (5-10)$$

onde Q é o fator de qualidade do circuito LC . Reescrevendo (5-10) pode-se colocar R_s em evidência, resultando em:

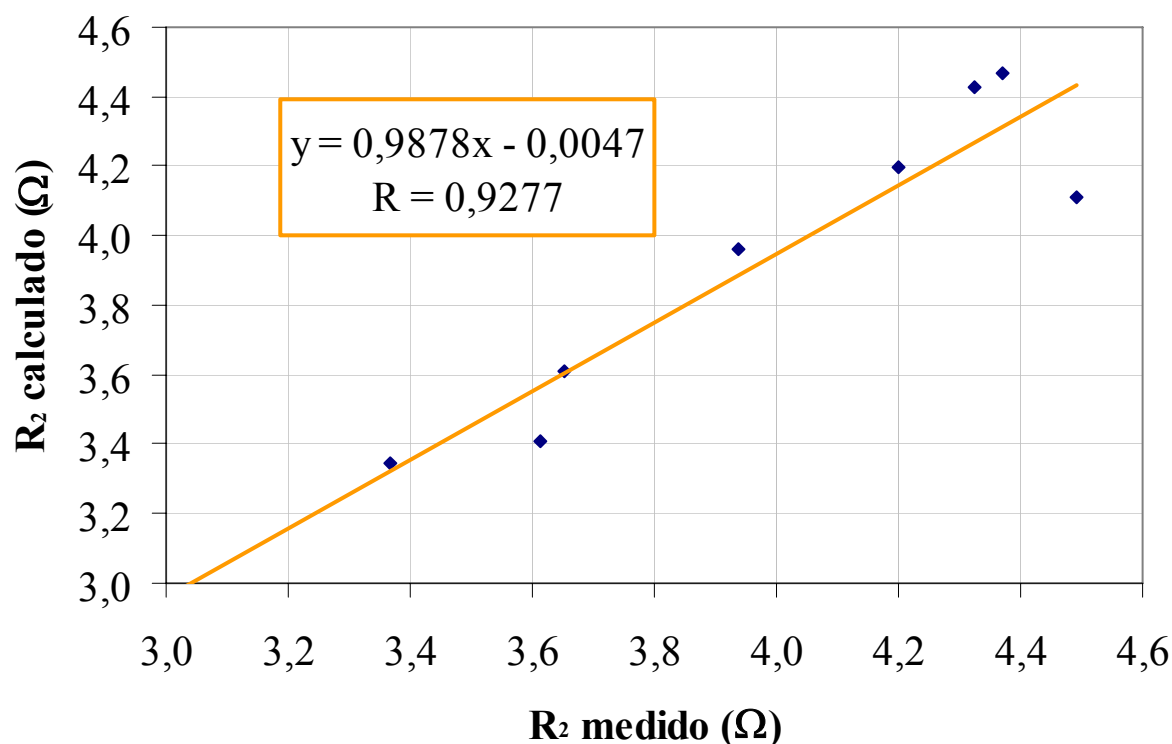
$$R_s = \frac{R_p (\omega_0 L)^2}{R_p^2 + (\omega_0 L)^2}. \quad (5-11)$$

Para a verificação prática da solução analítica, inicialmente foram mantidas as resistências intrínsecas série naturais do circuito RLC sensor alterando-se apenas a f_0 , ou seja, foram associados diferentes valores de capacitores ao indutor fixo. Os dados levantados a partir destas variações de frequência foram inseridos na equação (5-9), cujos resultados são comparados a cada valor de referência de R_2 obtidos a partir das medições realizadas com o Analisador de Impedâncias Agilent 4294A e apresentados na tabela 1.

Tabela 5-1 – Relação entre valores calculados por (5-9) e valores de referência de R_2 .

| Frequência (kHz) | Valor de R_2 calculado a partir de (5-9) (Ω) | Valor de R_2 medido Agilent 4294A (Ω) | Módulo da diferença (Ω) |
|------------------|---|--|----------------------------------|
| 264,761 | 3,609 | 3,651 | 0,042 |
| 273,193 | 3,412 | 3,614 | 0,202 |
| 278,213 | 3,343 | 3,367 | 0,024 |
| 282,770 | 3,959 | 3,938 | 0,021 |
| 291,544 | 4,470 | 4,369 | 0,101 |
| 296,840 | 4,199 | 4,199 | 0,000 |
| 309,676 | 4,425 | 4,323 | 0,102 |
| 318,367 | 4,109 | 4,493 | 0,384 |

Considerando ambas as colunas envolvendo valores de R_2 , pode-se plotar o gráfico da figura 5-1, que apresenta a relação de linearidade entre as referências e os valores calculados. A interpretação do gráfico indica que a equação (5-9) tende a representar, com certa precisão, a variação dos valores intrínsecos das resistências dos sensores remotos.

**Figura 5-1:** Relação de linearidade entre os valores medidos e calculados de R_2 .

Ainda da tabela 5-1, é possível verificar o comportamento dos valores calculados e medidos de R_2 relacionados à variação da f_0 de cada circuito sensor ensaiado. Este

comportamento é ilustrado no gráfico da figura 5-2, como também o módulo das diferenças ocorridas entre as medições e os cálculos de R_2 .

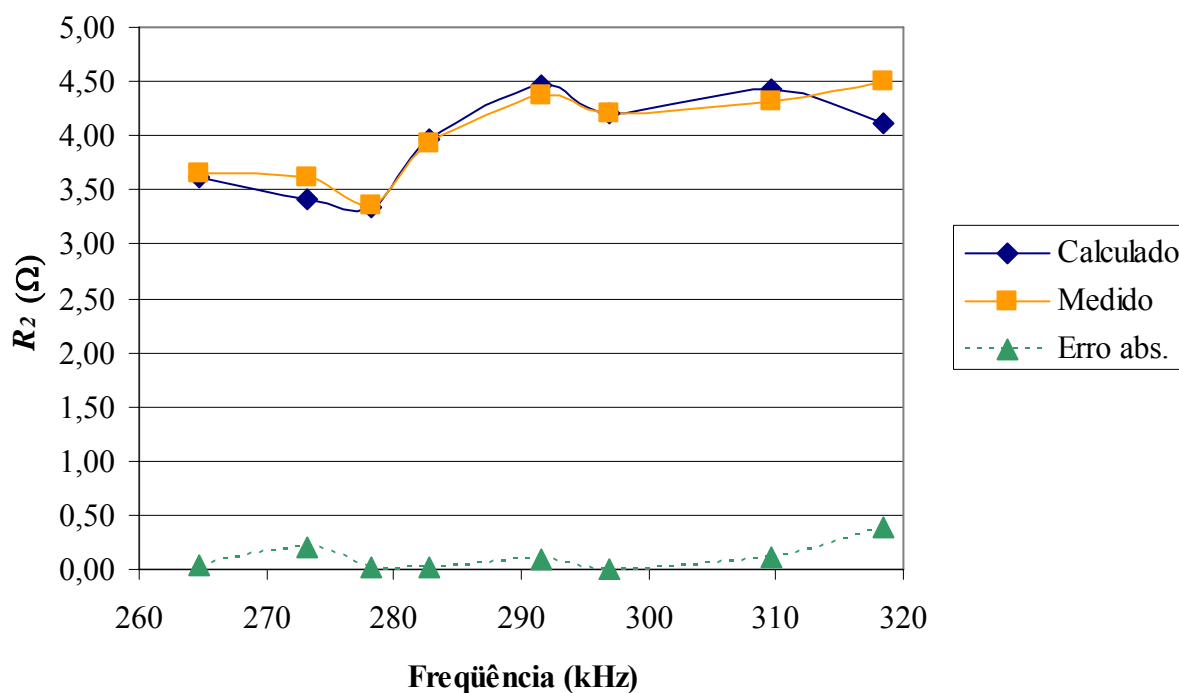


Figura 5-2: Variação entre os valores medidos e calculados de R_2 variando com a frequência.

Ao associar-se resistores de valores conhecidos em paralelo ao circuito sensor RLC, foi possível simular a variação R_2 neste circuito e verificar a correspondência dos resultados que a equação (5-9) fornece com as respectivas referências. A primeira associação ocorreu com um resistor de 4,7 k Ω , em seguida foram associados respectivamente os resistores de 3,3 k Ω e 2,2 k Ω , proporcionando o gráfico da figura 5-3.

Analisando os resultados obtidos (figura 5-3), pode-se perceber a pequena margem de erro entre a solução analítica e as medidas de referência. Observa-se também que independente da frequência medida, a oscilação dos valores de referência foi devidamente acompanhada pelos valores fornecidos analiticamente, indicando mais uma vez que a equação (5-9) pode representar o comportamento de R_2 .

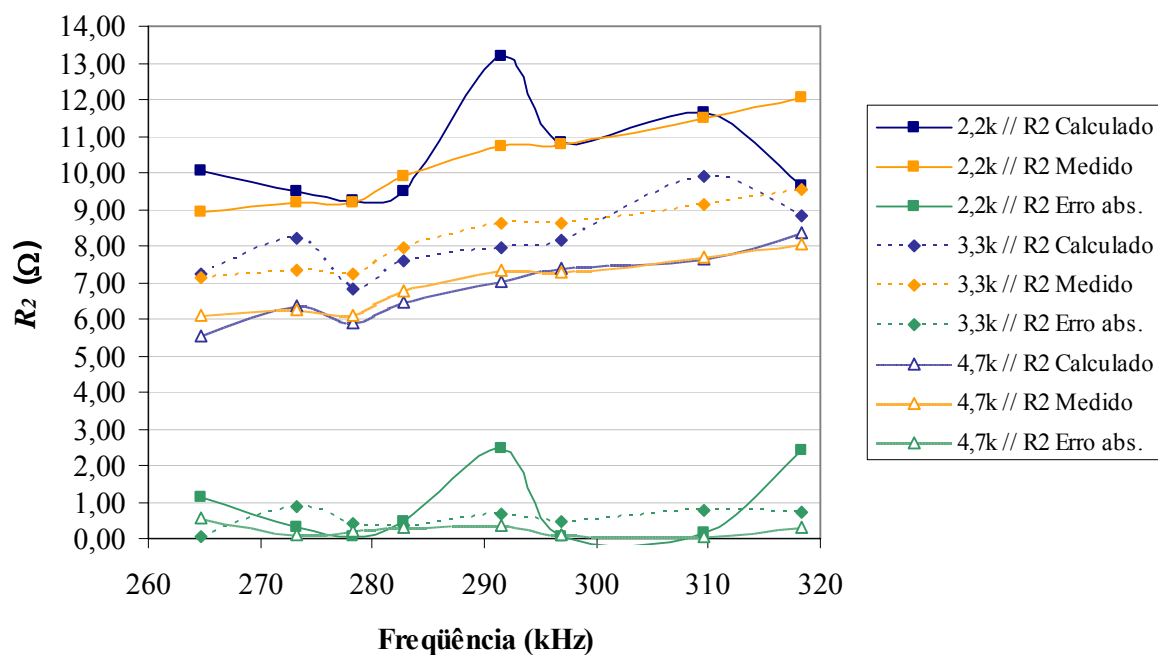


Figura 5-3: Valores medidos e calculados de R_2 em relação à frequência, com resistores de 4,7 k Ω , 3,3 k Ω e 2,2 k Ω , individualmente associados em paralelo ao circuito do sensor RLC.

Na figura 5-3 é possível observar discrepâncias mais acentuadas entre os cálculos e as referências medidas para algumas frequências, devido ao valor de 2,2 k Ω do resistor associado em paralelo que, como foi mencionado anteriormente, proporcionam um Q muito baixo para o circuito sensor RLC sob teste. Mesmo assim, percebe-se que na maioria dos casos os valores calculados e medidos encontram-se muito próximos.

Para melhor avaliar as diferenças anteriormente verificadas foram consideradas três frequências distintas, contemplando o melhor e os dois piores resultados comparativamente encontrados (272, 292 e 319 kHz, respectivamente - vide figura 5-3). Para este novo experimento, o circuito RLC sensor foi alterado para permitir a associação de um conjunto resistivo de valor variável em série com os seus componentes e novas medidas foram obtidas. Da mesma forma que o procedimento anterior, para cada variação de valor da resistência em série com o sensor, as medidas de tensão e frequência correspondentes foram observadas para que, através de (5-9), os valores correspondentes teóricos fossem calculados. A figuras 5-4, apresenta os gráficos que ilustram estes resultados. Como cada frequência foi mantida fixa, não havendo também a necessidade de transformar cada valor resistivo ($R_p \rightarrow R_s$) foi possível verificar o real comportamento da solução analítica para estas frequências.

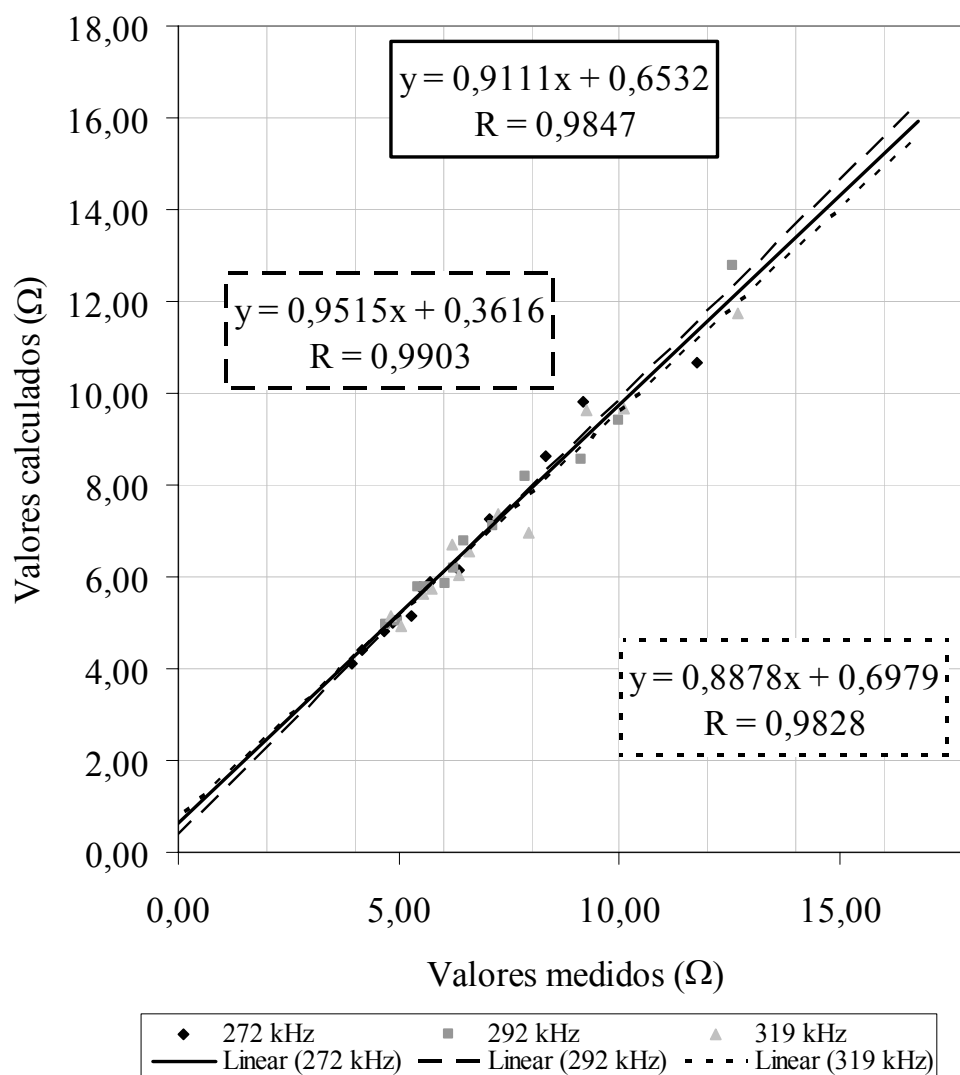


Figura 5-4: Gráfico dos valores medidos e calculados de R_2 para as frequências de 272 kHz, 292 kHz e 319 kHz, apresentando a projeção e a perspectiva da correlação entre ambos os processos de obtenção dos valores.

Analisando os resultados que os gráficos apresentam para as três frequências, identifica-se que as relações entre os valores medidos e calculados mostram consistentes tendências lineares, com coeficientes de correlação próximos à unidade. Sugerindo que há identidade entre os pontos gerados a partir da equação (5-9), ao serem comparados às referências medidas.

Como os valores de referência para R_2 e seus respectivos pares calculados analiticamente estão disponíveis, também é possível relacioná-los comparativamente com o

cálculo do Q . Porém, como as medições deste fator não são o foco deste trabalho, esta análise encontra-se no apêndice C.

Desta forma, é possível afirmar que a solução analítica de R_2 apresenta uma forte coerência com a realidade. Podendo ser utilizada para expressar esta grandeza física com erro médio inferior a 5 %.

No próximo capítulo serão apresentados os ensaios práticos e resultados referentes a um circuito sensor remoto RLC de pequenas dimensões, desenvolvido para a observação simultânea do comportamento, *in situ*, dos processos de obtenção da frequência de ressonância e da resistência intrínseca do mesmo.

Com os resultados destes ensaios será possível apreciar o desempenho do DFVI fornecendo frequências e amplitudes e do processo analítico para obter a resistência intrínseca do circuito, na indicação simultânea das duas grandezas elétricas monitoradas no sensor, passíveis de serem moduladas por parâmetros biológicos.

CAPÍTULO 6

O SENSOR DESENVOLVIDO E SEUS RESULTADOS PRÁTICOS

6.1 INTRODUÇÃO

Os desenvolvimentos analíticos apresentados nos capítulos anteriores indicam que há a possibilidade da obtenção simultânea de mais de um parâmetro biológico, com baixas taxas de erro, através de um circuito sensor passivo, composto apenas de três componentes (RLC). Entretanto, algumas observações e restrições específicas devem ser consideradas, pois o ambiente a ser monitorado envolve tecidos biológicos.

Neste capítulo, são apresentados o sensor passivo desenvolvido para a obtenção simultânea dos parâmetros elétricos desejados que possam ser modulados por grandezas fisiológicas (possivelmente força e temperatura), os procedimentos utilizados para seu ensaio e os respectivos resultados práticos obtidos através do método proposto por este trabalho.

6.2 O SENSOR DESENVOLVIDO

Algumas considerações iniciais são indispensáveis quando se trata de desenvolver sensores para monitorar ambientes biológicos. A biocompatibilidade, por exemplo, é indispensável quando os sensores entram em contacto direto com os tecidos orgânicos. A consideração deste fator indica a necessidade de proteger o ambiente biológico contra os possíveis efeitos danosos que o elemento estranho venha a causar. Todavia, esta proteção é desejável em ambos os sentidos, pois tanto o ambiente biológico quando os dispositivos elétricos promovem agressões simultâneas indesejáveis entre si (possíveis infecções orgânicas de um lado e a corrosão e ou curtos-circuitos do outro).

Também é preciso observar que os próprios dispositivos sensores desenvolvidos não devem afetar significativamente os sistemas aos quais estão monitorando, pois indicariam parâmetros alterados. Além disto, quando associados aos sistemas biológicos, devem causar o mínimo desconforto ao portador destes sensores. Desta forma, devem apresentar dimensões

tais que causem a menor interferência possível na grandeza a qual monitoram, tornando-se desejavelmente imperceptível ao indivíduo monitorado.

Como já foi observado no capítulo 2, quando se objetiva dimensões reduzidas em sensores passivos monitorados telemetricamente, algumas características importantes devem ser consideradas, pois a passagem de informações entre o dispositivo remoto e a unidade de registro dos parâmetros obtidos irá apresentar acoplamentos indutivos que demandam cuidados especiais, limitando a distância de operação do sistema biotelemétrico.

Baseados nestas considerações, um sensor foi desenvolvido, com dimensões suficientes para ser injetado através de agulhas hipodérmicas de até 3 mm de diâmetro. Este sensor foi acondicionado no interior de um tubo de silicone específico para utilizações hospitalares (apropriados para o contacto com tecidos biológicos vivos) e lacrado com adesivo de ciano acrilato, também de uso médico.

O circuito elétrico no interior do sensor é composto por três componentes associados em paralelo, um indutor enrolado com fio de diâmetro 0,0799 mm (AWG 40) sobre um núcleo cilíndrico de ferrite com permeabilidade magnética inicial (μ_i) de 5000 (NBC-1,7/8,4-TH50, Thornton Inc.), que proporcionou uma indutância de 76,9 μ H e dimensões finais de 2,03 x 8,09 mm; dois capacitores (SMD 0805) de 1nF conectados em paralelo, apresentando as dimensões de 2,10 x 1,30 x 1,40 mm e um NTC de 33 k Ω a 25°C (NCP15WL333J03RC - Murata) com dimensões de 0,5 x 1,0 mm.

Como o objetivo do sensor é monitorar dois parâmetros fisiológicos simultaneamente, duas grandezas físicas do circuito necessitam ser alteradas segundo as variações fisiológicas. Deste modo, a variação da temperatura ambiente pode provocar variações inversamente proporcionais na resistência do NTC (modulando o fator de qualidade do circuito sensor) e a variação da tração ao qual o sensor está submetido pode alterar proporcionalmente a indutância que o circuito RLC apresenta (modulando a frequência de ressonância do circuito sensor).

Para variar a indutância do circuito RLC montou-se junto ao indutor um bastão de ferrite (ambos alinhados nos seus eixos axiais), com as mesmas dimensões apresentadas pelo

núcleo do indutor. Então, quando a distância entre ambos é alterada, a indutância do conjunto também se altera deslocando a frequência de ressonância do circuito.

A figura 6-1 apresenta o aspecto dos componentes do circuito sensor dentro do tubo de silicone e suas dimensões finais (2,8 x 23 mm); indicando que este sensor é capaz de ser injetado através de agulhas hipodérmicas de 3 mm de diâmetro. Observa-se na figura 6-1 que o núcleo de ferrite ocupa dimensões similares às do núcleo do indutor, porém, foram mantidas apenas durante os testes para fins de fixação mecânica. Na versão final do sensor o núcleo de ferrite móvel deverá apresenta-se com a metade do seu comprimento original, fazendo o sensor alcançar dimensões menores que a atual. Ainda, para fins de teste do sensor desenvolvido, na extremidade onde encontra-se o NTC foi fixado através de adesivo de ciano acrilato um laço com fio de poliamida (\varnothing 0,30 mm) para possibilitar a sua tração.

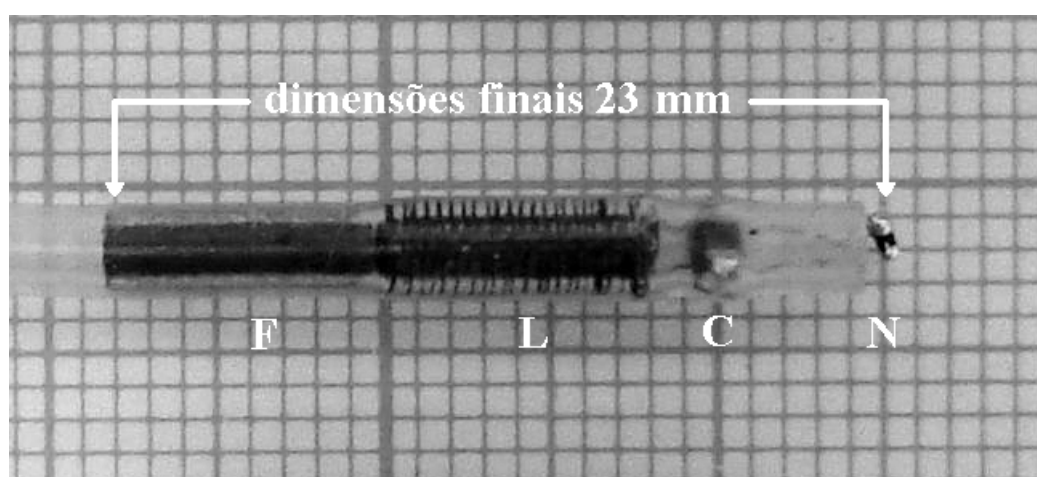


Figura 6-1: Apresentação dos componentes do circuito sensor dentro do tubo de silicone (F – núcleo móvel de ferrite, L – indutor, C – capacitor e N – NTC).

6.3 DISPOSIÇÃO DO AMBIENTE DE TESTES

Os testes práticos do dispositivo desenvolvido foram realizados com o auxílio de uma campânula plástica (com altura aproximada de 140 mm), na qual (a extremidade junto ao bastão móvel) através de um orifício apropriado na parte superior foi centralizado e fixado o sensor. Ao anexar-se alguma massa na extremidade oposta (extremidade próxima ao NTC) o sensor era tracionado de maneira controlada.

As trações realizadas durante os testes com o sensor foram obtidas a partir de massas padrão, com valores previamente conhecidos, devidamente associadas para procederem deslocamentos progressivos do tubo de silicone, fato que atua diretamente no comportamento do indutor do circuito sensor, pois aumenta a distância entre o núcleo móvel e o indutor, alterando sua indutância proporcionalmente ao valor das massas utilizadas.

Para variar a temperatura no interior da campânula e verificar o comportamento do sensor, nos momentos apropriados, foi colocado em seu interior um frasco de vidro contendo água aquecida. As dimensões que este frasco apresenta fazem com que a superfície da água se mantenha aproximadamente a 3 mm do NTC.

A figura 6-2 ilustra a disposição do ambiente montado para a realização dos testes de tração e temperatura do sensor desenvolvido.

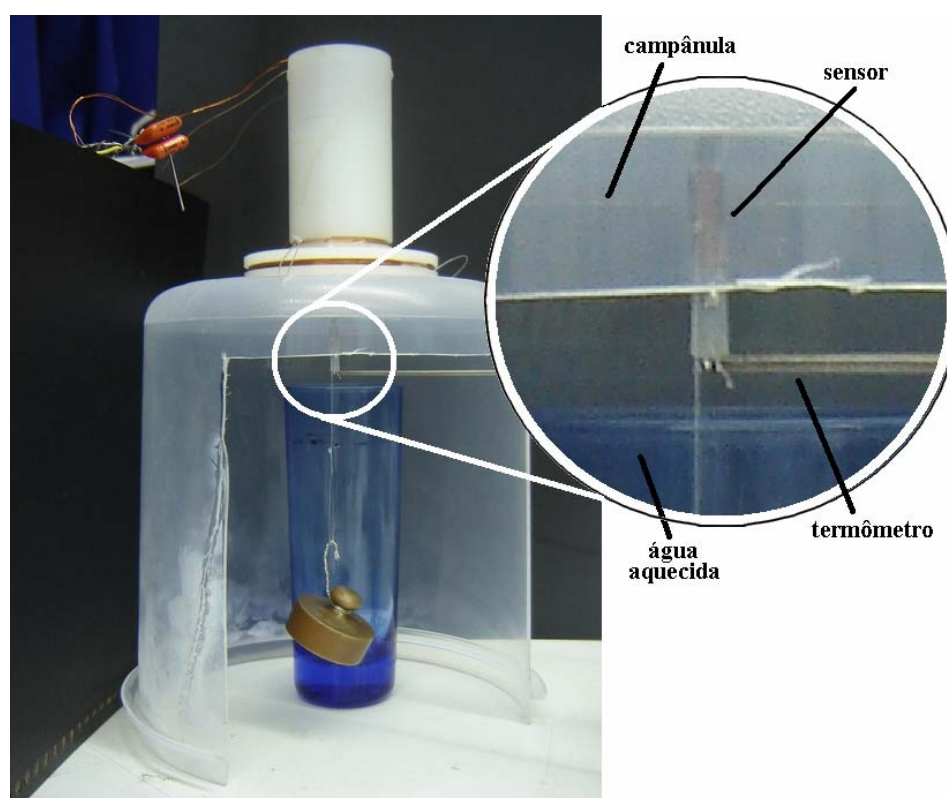


Figura 6-2: Disposição do ambiente montado para a realização dos testes. Próximo à extremidade superior do frasco de vidro, interior da campânula, pode-se observar o laço de poliâmida fixo no sensor onde as massas foram anexadas.

Conforme ilustra a figura 6-2, na parte externa superior da campânula encontra-se o conjunto de bobinas (descrito na figura 3-1 do capítulo 3) responsável pela manutenção do acoplamento indutivo entre o DFVI e o sensor sob teste. Este agrupamento de bobinas estabelece um enlace de comunicação com o sensor, num sentido fornecendo o sinal de excitação para aquele e no outro sentido lendo as frequências de ressonância e níveis de tensão da resposta que o circuito RLC sensor apresenta a cada instante.

Também é possível observar que do exterior para o interior da campânula apresenta-se uma ponta térmica de imersão, utilizada para monitorar a temperatura, mantida a aproximadamente 2 mm do NTC e conectada a um termômetro digital (marca PRAZIS). É importante mencionar que o arranjo para estabelecer a temperatura do ambiente da campânula sempre procurou posicionar a fonte de calor de forma tal que apresentasse, aproximadamente, a mesma área de emissão térmica tanto sobre o NTC quanto sobre a ponta térmica, pois caso contrário os valores assumidos na referência de temperatura poderiam divergir acentuadamente daquelas que o sensor registrasse.

As informações colhidas remotamente pelo DVFI indicam diretamente a frequência de ressonância e os respectivos níveis de tensão apresentados pelo sensor em tempo real que também são empregadas na equação (5-9) para calcular o valor analítico da sua resistência intrínseca série (R_i), indicando assim os dois parâmetros do circuito RLC remoto desejados.

6.4 PROCEDIMENTOS E RESULTADOS

Com o ambiente para a realização dos testes estabelecido, dois procedimentos de avaliação do método proposto neste trabalho através do sensor desenvolvido foram elaborados. Um para verificar a influência das duas grandezas elétricas envolvidas nas medidas entre si e outro para verificar o comportamento dinâmico do sensor.

6.4.1 Procedimento de testes para a verificação da interdependência das características elétricas medidas no sensor

Como este teste visa verificar se há influência dos parâmetros elétricos medidos um sobre o outro, procedeu-se da seguinte maneira:

1. com um valor fixo de massa associado ao sensor registrou-se a frequência de ressonância apresentada e sua respectiva amplitude para quatro valores preestabelecidos de temperatura;
2. após um incremento preestabelecido de massa associada ao sensor voltou-se a executar o item 1.

Para este primeiro procedimento de testes os valores de temperatura escolhidos foram: 25, 32, 36 e 40 °C. A razão para a escolha destes valores de temperatura deve-se ao fato do primeiro refletir a temperatura ambiente em que o NTC normalmente é avaliado pelos fabricantes, enquanto os demais indicam a faixa possível da temperatura do corpo humano.

Os valores de avaliação da tração do sensor para este procedimento ocorreram inicialmente sem massa alguma, subindo para 10 g e posteriormente sofrendo incrementos de 20 em 20 g até que o valor de 90 g fosse alcançado.

Os vinte e quatro valores de frequência de ressonância (f_o) e suas respectivas amplitudes de tensão (v_o), verificados através deste procedimento representam a influência que a variação da temperatura e da tração podem exercer simultaneamente, uma sobre a outra, nos parâmetros elétricos obtidos do sensor.

Os valores apresentados nos gráficos da figura 6-3, identificam a variação das f_o em relação às trações aplicadas no sensor. Considerando apenas os valores de frequência obtidos a partir deste gráfico é possível elaborar um tratamento estatístico que indique a dispersão assumida por esta grandeza sob a influência da outra grandeza medida simultaneamente indicando o desvio padrão de 571,09 Hz para a média das frequências obtidas a cada valor de temperatura e o máximo percentual de erro provocado por este desvio de 0,156 %.

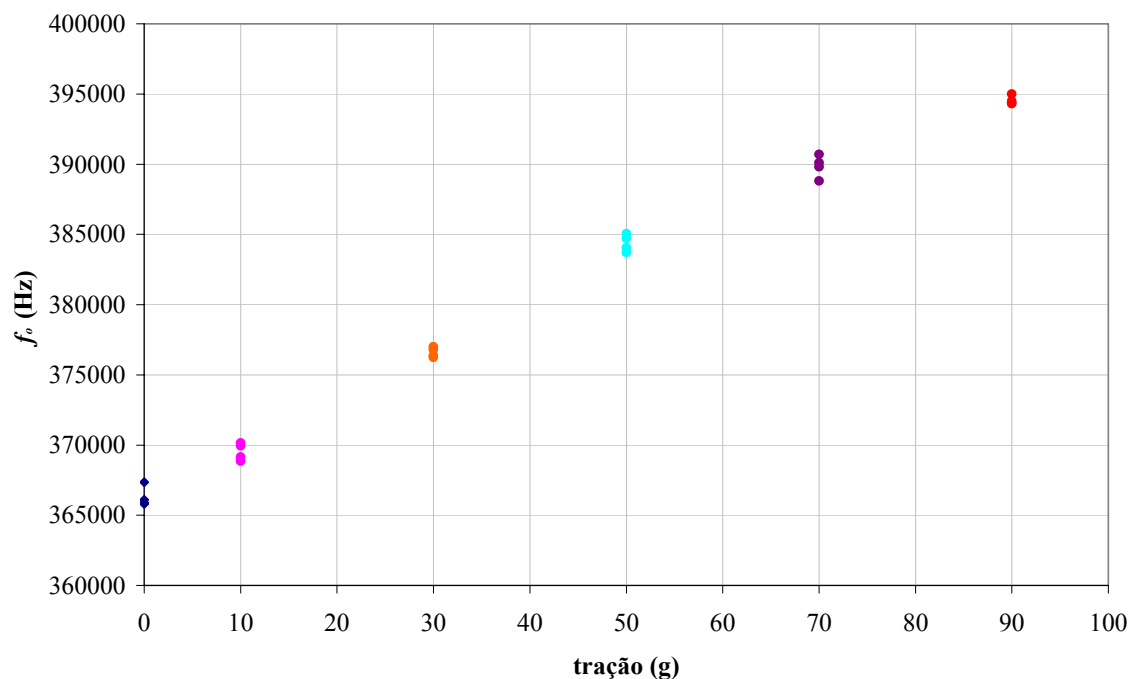


Figura 6-3: Frequências de ressonância medidas em relação às trações exercidas no sensor.

As variações da amplitude que cada f_o alcançou, em relação às temperaturas ambientes verificadas, estão apresentadas na figura 6-4.

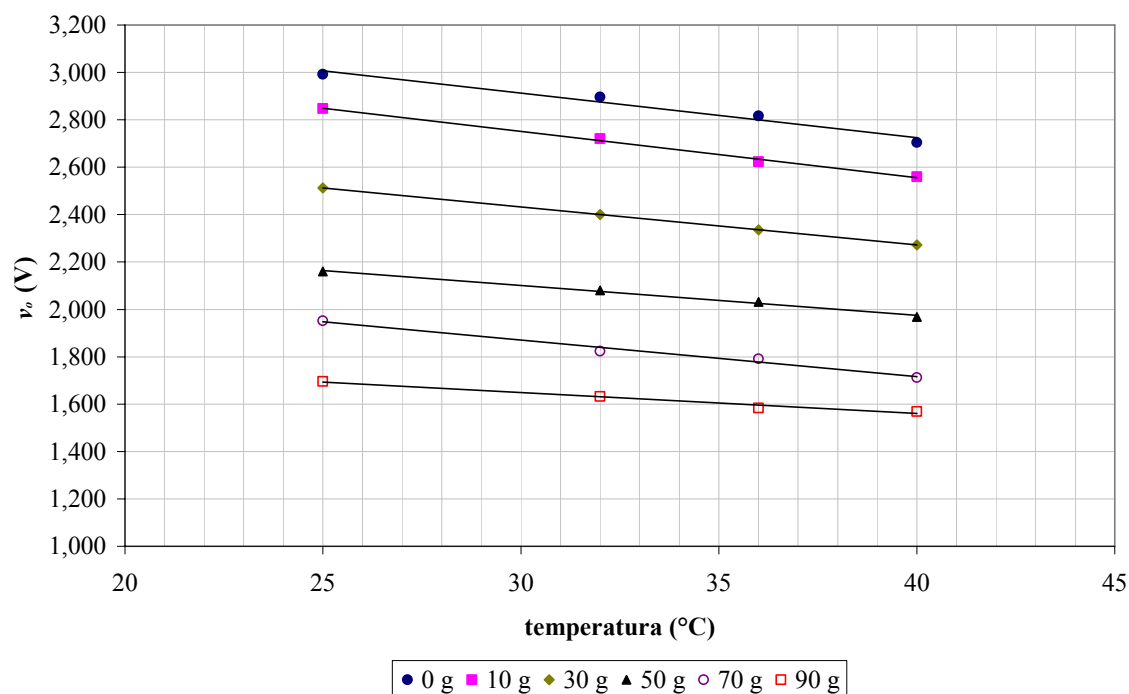


Figura 6-4: Valores das amplitudes de cada frequência de ressonância medidas em relação às temperaturas exercidas no sensor.

Os dados de frequência e amplitude de tensão obtidos do sensor foram inseridos na equação (5-9) para se realizar os cálculos das resistências intrínsecas série (R_i), correspondentes a cada incremento de massas e variação de temperatura. Os resultados destes cálculos, expurgando as resistências intrínsecas que o indutor e o capacitor apresentaram, indicam, de forma analítica, os valores que o NTC deveria assumir a cada variação de temperatura, ou seja, podem indicar a própria temperatura ambiente.

A figura 6-5 ilustra os resultados obtidos através de (5-9) para cada valor analítico do NTC em relação aos seus valores de referência previamente medidos. Como as quatro temperaturas verificadas foram repetidas a cada incremento de tração pode-se observar uma dispersão dos valores do NTC, obtidos para cada temperatura, a partir da utilização da equação (5-9), indicando desvio padrão 220,73 Ω e erro médio de 1,72 %, não passando de 1,84 % no pior caso.

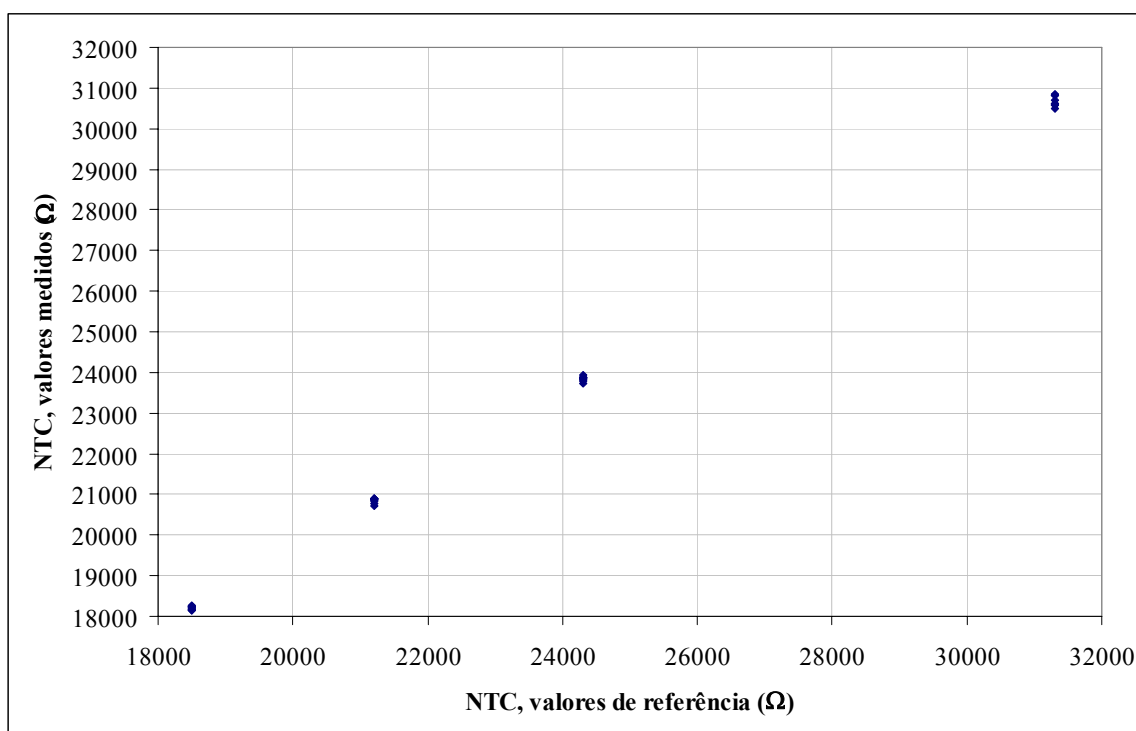


Figura 6-5: Valores de referência do NTC em relação aos valores calculados.

6.4.2 Procedimento de testes para verificação dinâmica do sensor

Como este procedimento tem o objetivo de verificar dinamicamente as medidas que o método proposto pode estabelecer através do sensor desenvolvido, procedeu-se da seguinte maneira:

1. elevou-se a temperatura do ambiente sob teste a um determinado patamar, sem qualquer massa associada ao sensor e registrou-se a frequência de ressonância apresentada e sua respectiva amplitude;
2. associou-se um incremento de massa ao sensor e em um intervalo específico de decréscimo de temperatura registrou-se novamente a frequência de ressonância apresentada e sua respectiva amplitude;
3. repetiu-se o item 2 até que o intervalo de temperatura atingisse um valor de interesse preestabelecido.

Neste procedimento, inicialmente a temperatura foi elevada ao patamar de 50 °C, e não foi associada tração alguma ao sensor. Nos passos seguintes, as medidas foram realizadas a cada decréscimo de 2 °C para cada respectivo valor de tração de 10, 20, 40, 70g e deste ponto em diante incrementos de 20 em 20 g foram realizados até que o valor de 150 g fosse alcançado.

Os valores de f_o obtidos em função da variação da tração são apresentados na figura 6-6. Assim como ocorreu no primeiro procedimento, os dados de frequência e seus respectivos valores de amplitude foram inseridos na equação (5-9) para se realizar os cálculos das resistências intrínsecas série (R_i) correspondentes a cada incremento de massa e variação de temperatura. Da mesma forma que no método anterior, os resultados dos cálculos, expurgando-se as resistências características do indutor e do capacitor, indicam, de forma analítica, os valores que o NTC deveria assumir a cada variação de temperatura. A figura 6-7 apresenta os resultados decorrentes dos cálculos em relação às referências de temperatura medidas.

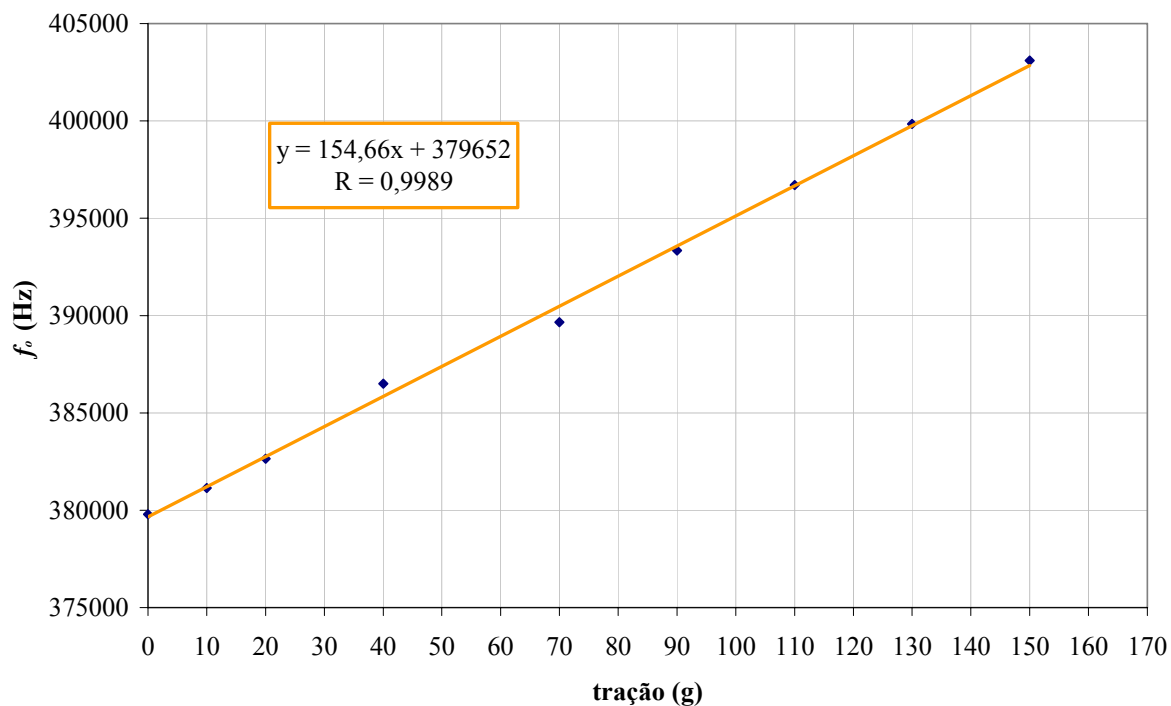


Figura 6-6: Frequências de ressonância medidas com relação às trações exercidas no sensor.

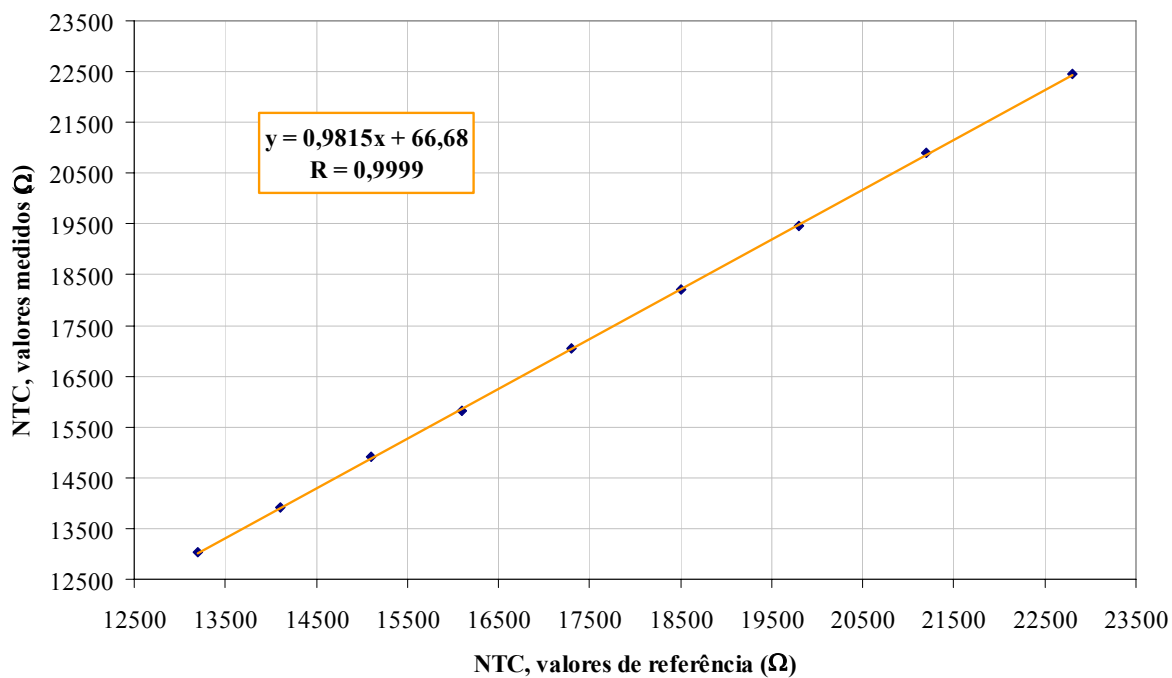


Figura 6-7: Valores de referência do NTC em relação aos valores medidos.

Na figura 6-8 são apresentados os erros percentuais obtidos na comparação dos valores analíticos em relação aos valores de referência do NTC. Observam-se percentagens bastante reduzidas, indicando o valor médio de 1,46 %.

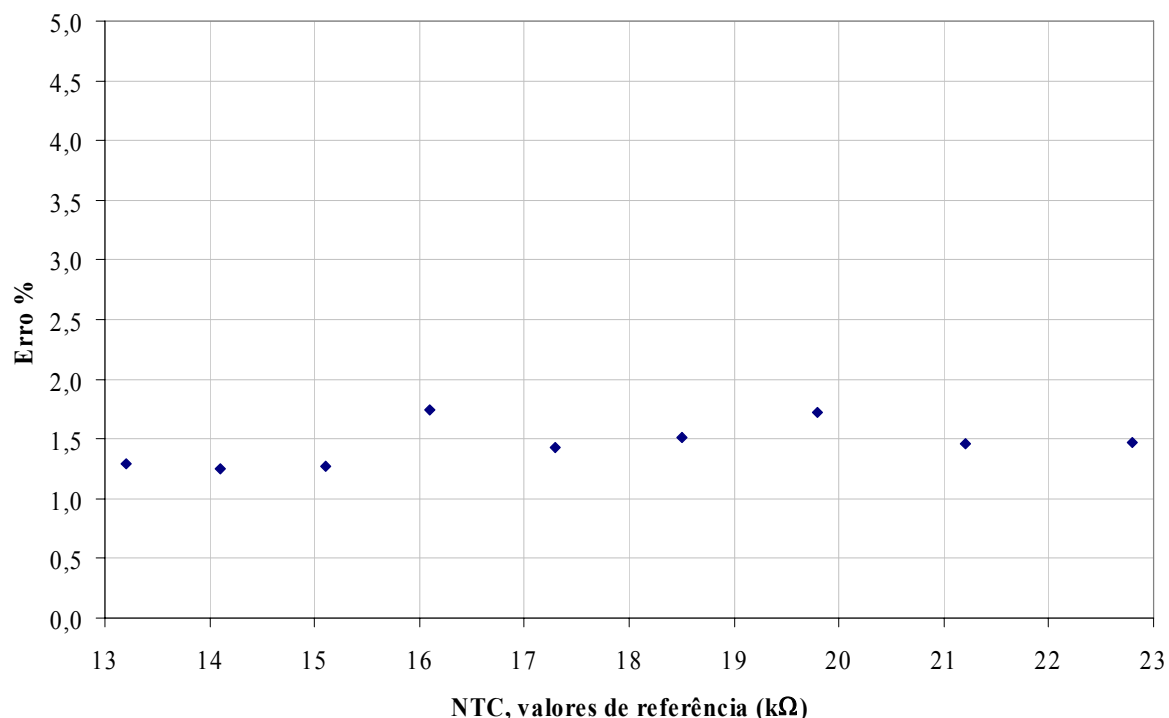


Figura 6-8: Erros percentuais apresentados entre os valores obtidos analiticamente e as suas respectivas referências.

Para apresentar os resultados de temperatura obtidos com este procedimento de teste, é importante mencionar que as curvas que relacionam os valores resistivos do NTC em relação às suas respectivas temperaturas foram levantadas com incrementos de 0,5 °C, devido às dificuldades instrumentais de se observar frações menores desta grandeza e a sua manutenção ambiente. Desta forma, a recuperação dos valores de temperatura indicados através dos valores do NTC teriam a precisão máxima de 0,5 °C.

Entretanto, para verificar com maior exatidão as diferenças estabelecidas entre o método proposto neste trabalho e as referências de temperatura utilizadas, aplicou-se os pontos que relacionam os valores do NTC com a temperatura ambiente em uma regressão não linear para estabelecer, no intervalo adequado, a equação da curva que os descrevem. Como resultado foi obtido uma expressão quadrática que representa o intervalo de interesse (entre 50 e 34 °C).

$$Y = \frac{(42,377598X + 0,001657325)}{(0,045871563X^2 + 0,16352211X + 1)}, \quad (6-1)$$

onde X é o valor da resistência do NTC em k Ω e Y é a temperatura desejada.

Aplicando os valores do NTC obtidos analiticamente à equação (6-1), foram obtidos novos valores de temperatura que apresentaram erros médios percentuais de 0,77 % (equivalente a 0,33 °C). O gráfico da figura 6-9 apresenta a relação da temperatura de referência com os valores obtidos no método proposto neste trabalho.

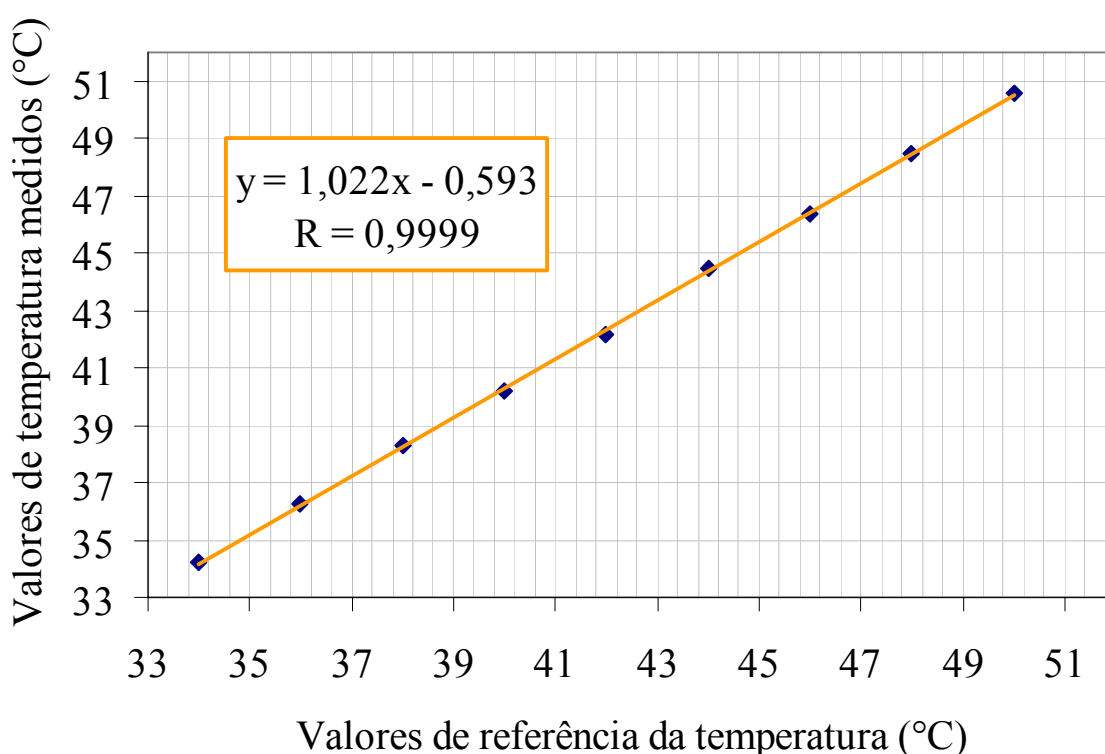


Figura 6-9: Valores de referência da temperatura em relação aos valores obtidos analiticamente.

No próximo capítulo serão apresentadas as discussões e conclusões que os resultados aqui apresentados sugerem. Também são indicados alguns trabalhos futuros para o aperfeiçoamento do sensor desenvolvido quanto à sua fixação no ambiente a ser monitorado, o tamanho que apresenta e a distância de monitoramento que podem vir a ser alcançadas no futuro.

CAPÍTULO 7

DISCUSSÃO DOS RESULTADOS OBTIDOS E CONCLUSÕES

7.1 DISCUSSÃO DOS RESULTADOS

Este trabalho propõe um método para a obtenção de duas características elétricas simultâneas, que podem ser moduladas por parâmetros fisiológicos, a partir de um simples circuito passivo (RLC) remoto. Para atingir este intento duas características físicas deste circuito são utilizadas neste monitoramento, a frequência de ressonância (que pode ser modulada pela tração muscular) e a resistência total do circuito (que pode ser modulada pela temperatura ambiente), o que culminou com a construção de um sensor biotelemétrico composto de um indutor variável, um capacitor SMD e um NTC.

Desta forma, este capítulo objetiva analisar e discutir os resultados apresentados, obtidos com a monitoração do sensor desenvolvido através da aplicação do método proposto neste trabalho. Também serão apresentadas algumas conclusões que o método e os resultados evidenciam, bem como, algumas propostas para trabalhos futuros, visando aprimorar tanto o método quanto o sensor desenvolvido.

7.2 ANÁLISE DO MÉTODO PROPOSTO

O método proposto nasceu inicialmente da necessidade de se verificar remotamente a frequência de ressonância de microcircuitos RLC acoplados indutivamente a uma unidade de leitura. Para alcançar este intento foi desenvolvido o DFVI, empregando componentes digitais de alta velocidade e sintetizadores de frequências de elevada precisão, que conectado a um conjunto de bobinas apropriado (vide figura 3-2) consegue obter a f_o de circuitos remotos à pequena distância (próximo a 10 mm) com erro máximo de 0,57 %. Sendo este dispositivo usado como referência para outros experimentos científicos (PICHORIM, OLIVEIRA e ABATTI, 2004 e MAEOKA, PICHORIM e ABATTI, 2006).

Logo a seguir, a proposição de se utilizar este dispositivo para identificar o fator de qualidade dos microcircuitos sensores utilizados. Grandes esforços e aperfeiçoamentos foram elaborados para atingir este novo objetivo, no entanto, como explica detalhadamente o apêndice C, não se havia conseguido taxas de erro aceitáveis.

Passou-se então, a realizar um estudo analítico do acoplamento indutivo existente entre os circuitos sensores e o conjunto de bobinas que interage diretamente com estes. Após um período de desenvolvimento identificou-se que, para o melhor funcionamento do DFVI e conseqüentemente para uma melhor identificação das amplitudes dos sinais envolvidos no processo de leitura das freqüências, uma constante de tempo deveria ser considerada a cada variação na freqüência dos estímulos fornecidos aos sensores. Esta constatação, e sua modelagem matemática, apresentada no capítulo 4, foi extensamente verificada confirmando que a solução analítica proposta tem êxito em exprimir adequadamente a resposta completa que os circuitos práticos obtêm através dos seus ensaios.

Observando a solução analítica obtida, verificou-se que seria possível identificar também analiticamente a resistência total que os circuitos sensores apresentam quando estimulados por freqüências conhecidas, através das leituras obtidas com o DFVI. Esta observação trouxe novamente a possibilidade de se conseguir medir adequadamente o fator de qualidade dos circuitos remotos envolvidos. Esta solução para a obtenção teórica da resistência intrínseca dos sensores (desenvolvida e apresentada no capítulo 5, juntamente com a verificação prática dos cálculos) apresenta-se muito próxima das medidas obtidas com ensaios realizados nos sensores, sugerindo a sua utilização para monitorar esta grandeza remotamente.

A partir do exposto, foi possível propor um método, para a obtenção de duas características elétricas simultâneas em microcircuitos RLC, partindo das leituras realizadas através do DFVI, para obter a sua freqüência de ressonância e respectiva amplitude da tensão de resposta e da utilização destes registros para aplicá-los à solução analítica proposta, determinando então a resistência intrínseca destes sensores.

7.3 ANÁLISE DOS RESULTADOS OBTIDOS

Inicialmente é importante discutir rapidamente as razões que levaram à concepção dos dois procedimentos elaborados para os testes do sensor.

Observa-se que no primeiro procedimento de testes o foco das atenções encontra-se no comportamento da monitoração da temperatura através do processo sugerido neste trabalho. Isto se deve a três motivos considerados:

- a verificação cuidadosa da validade do processo de recuperação da temperatura indicada pelo sensor que emprega a solução analítica (equação (5-9)), desenvolvida no capítulo 5;
- a influência da variação da temperatura nas medidas de frequência indicadas pelo sensor através do método proposto neste trabalho;
- o conhecimento do comportamento deste tipo de sensor quanto a técnica de variação da indutância em função de trações aplicadas, apresentados e discutidos em trabalhos anteriores (OLIVEIRA, 2003; PICHORIM, 2003; PICHORIM, OLIVEIRA e ABATTI, 2004 e PICHORIM e ABATTI, 2006).

Já no segundo procedimento o objetivo é identificar o comportamento dinâmico do sensor através do método de obtenção dos parâmetros desejados. Portanto, a evolução simultânea das duas grandezas monitoradas foi empregada.

7.2.1 Análise da relação entre a frequência do sensor e a massa de tração

Observa-se através do primeiro procedimento de teste (figura 6-3) que a dispersão das medidas de frequência em relação à variação da temperatura apresentam baixas discrepâncias (desvio padrão médio de 571,09 Hz), indicando que há uma pequena influência da temperatura sobre as medidas de frequência.

Embora esta interferência não seja desejada, vários fatores contribuem para que ela ocorra. Por exemplo, com o aumento da temperatura o valor da permeabilidade magnética, tanto do núcleo do indutor como do bastão móvel utilizado para variar a indutância final do conjunto sofrem alterações, provocando desvios na f_o do circuito RLC. No entanto, o desvio padrão médio apresentado nesta dispersão representa apenas 0,156 % do valor da frequência mais baixa medida, que é o pior caso.

Avaliando a resposta que as frequências apresentaram para as diferentes trações aplicadas ao sensor pode-se notar o seu comportamento linear indicado no segundo procedimento de testes (figuras 6-6). O método indicou uma sensibilidade de 154 Hz/g e uma correlação maior que 0,99 dos pontos medidos em relação à tendência estabelecida.

7.2.2 Análise da relação entre a temperatura e a amplitude da resposta do sensor na f_o

Através da análise da figura 6-4, verifica-se que a temperatura atua de maneira inversamente proporcional na amplitude da resposta da f_o do sensor, ou seja, modula o seu fator de qualidade, como se deseja. Observando mais atentamente o gráfico apresentado, nota-se que no intervalo em questão, as respostas à tração aplicadas no sensor apresentam-se praticamente paralelas entre si, indicando que a variação de frequências, através das diferentes trações aplicadas ao sensor, não interferem diretamente na medida das temperaturas exercidas sobre este.

7.2.3 Análise dos valores calculados do NTC em relação às suas referências

No primeiro procedimento de testes, como as quatro temperaturas foram repetidas a cada incremento de tração, pode-se observar a dispersão dos valores do NTC, obtidos para cada temperatura, a partir da utilização da equação (5-9). Esta dispersão apresenta um erro médio de 1,72 % e inferior a 2,5 % no seu pior caso.

Ainda verifica-se que os resultados apresentados na figura 6-7 indicam uma correlação dos pontos obtidos à curva de tendência acima de 0,99 enquanto o seu coeficiente angular apresenta-se muito próximo à unidade (0,9815), exprimindo uma relação muito próxima entre

os valores calculados pelo método e as referências utilizadas, fato comprovado pelas baixas taxas de erro observadas na figura 6-8 (1,46 % em média). Entretanto, pode-se também identificar a presença de um erro sistêmico ao redor da faixa de 1,50 %, sugerindo a adoção de uma curva de calibração para reduzir este efeito a patamares inferiores.

7.2.4 Análise dos valores de temperatura obtidos

Considerando a aplicação da regressão linear sobre a curva prática obtida na avaliação do NTC, observa-se através da figura 6-9 uma boa correspondência entre as medidas sugeridas pelo método e as referências de temperatura utilizadas. A indicação de uma inclinação da curva de tendência e a correlação dos pontos registrados muito próxima à unidade, ressaltam o comportamento adequado que o método apresenta na indicação da temperatura, apresentando erro médio de 0,77 %, o que caracteriza um erro absoluto inferior 0,4 °C.

7.3 CONCLUSÕES

O método de monitoramento, composto pelos registros que o DFVI armazena e pelo método analítico de obtenção da resistência intrínseca do circuito RLC remoto, mostrou-se satisfatório na indicação de duas características elétricas simultâneas do sensor. Observa-se a baixa influência de uma grandeza monitorada com relação à outra, quando se estabelece a verificação de temperatura e tração simultaneamente. As respostas indicadas pelo método apresentam linearidade e inclinação muito próximas à unidade quando comparadas às suas respectivas referências. Os erros na obtenção das grandezas desejadas apresentam taxas próximas às praticadas comercialmente no mercado (0,156 % para as medidas de frequência e 1,46 % para as medidas do NTC – transformando-se em 0,77 % para as medidas de temperatura), no entanto, é possível estabelecer uma curva de calibração para diminuir ainda mais a percentagem de erro na indicação da temperatura.

O sensor apresentou um comportamento eletro-mecânico apropriado para a indicação dos parâmetros aos quais estava submetido. Conseguindo recuperar-se da distensão provocada

inicialmente pela tração de 90 g (do primeiro procedimento de testes) para então registrar de forma adequada novas trações até o limiar de 150 g, sem apresentar deformação plástica.

Do ponto de vista elétrico o sensor respondeu às expectativas, pois o processo pelo qual o indutor varia o seu valor manteve sua linearidade com relação às trações aplicadas, respondendo a contento mesmo quando distâncias superiores a 5 mm apresentavam-se entre a bobina de leitura e o indutor variável. O NTC apresentou a variação de resistência dentro de uma faixa apropriada, podendo indicar, sem comprometer as leituras, o intervalo de temperatura objetivado.

De forma geral, ambos, método e sensor alcançam respostas adequadas, podendo ser utilizados na monitoração simultânea de dois parâmetros biológicos em tempo real.

7.4 TRABALHOS FUTUROS

Após a verificação prática que método e sensor podem registrar medidas de forma coerente e adequada, observa-se que alguns aperfeiçoamentos e questões ainda encontram-se em aberto, e para tentar solucioná-los alguns trabalhos futuros são desejados.

No aspecto mecânico do sensor ainda é necessário observar o limite de tração que o invólucro de silicone pode suportar; a forma pela qual o sensor será fixado no meio biológico que irá monitorar e os efeitos desta forma de fixação nos tecidos.

O circuito elétrico também merece alguns aprofundamentos mais detalhados, pesquisando-se qual é o limite de tração para que o indutor variável reflita o valor da massa aplicada, pois a distância na qual o núcleo de ferrite causa variações na indutância é limitada. A forma como o NTC é posicionado no corpo do sensor (no interior ou no exterior do invólucro de silicone) apresenta outro aspecto que merece um estudo particular, pois sabe-se que o silicone apresenta baixa condução térmica, no entanto, posicionar o NTC externamente implica em identificar uma substância protetora para que o mesmo não sofra a influência do ambiente biológico.

No âmbito fisiológico, testes do sensor *in situ* ou *in loco* são de extrema importância para avaliar os impactos biológicos deste corpo estranho ao meio orgânico. Estes testes

também podem identificar o real rendimento deste dispositivo quando exposto às reais grandezas físicas estabelecidas pelo indivíduo monitorado. Além disso, é de grande importância avaliar o alcance que o conjunto de bobinas responsável pelo acoplamento magnético do sensor com o DFVI podem estabelecer para que seja verificada a profundidade que o sensor pode ser injetado nos tecidos, e conseqüentemente os órgãos que pode monitorar.

O método analítico que obtém a resistência intrínseca do sensor pode sofrer alguns ajustes para utilizar-se apenas de três freqüências e suas respectivas amplitudes, reduzindo-se assim as fontes de erro no processo que atualmente requer quatro freqüências.

De forma geral, como nenhum trabalho científico pode ser considerado definitivamente encerrado este não poderia fugir à regra, pois trata-se apenas da construção de mais um pequeno ladrilho no mosaico da ciência que um dia, espera-se, indicar à humanidade um panorama mais completo sobre o comportamento das leis que regem a Natureza.

APÊNDICE A

ESQUEMA ELÉTRICO DO DETECTOR DE FREQUÊNCIAS COM
VARREDURA INTELIGENTE

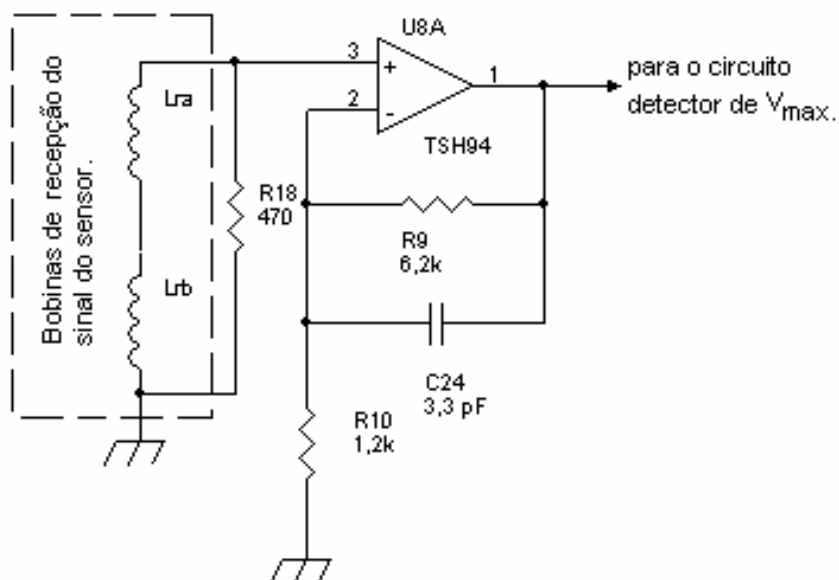


Figura A-1: Esquema elétrico do bloco amplificador de entrada.

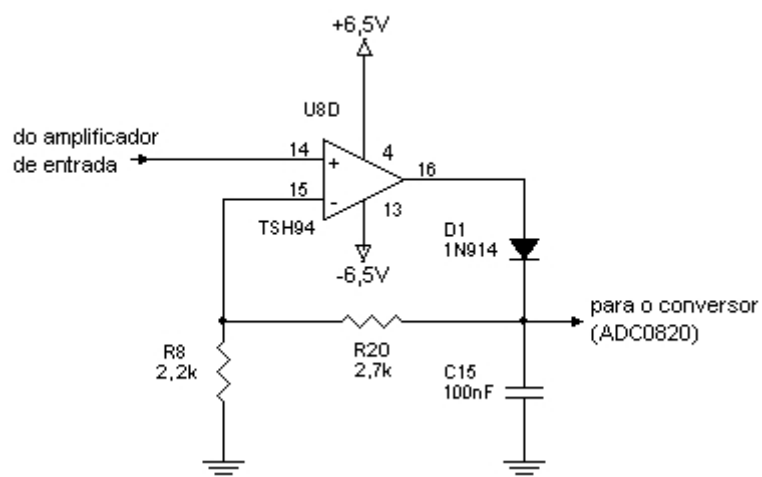


Figura A-2: Esquema elétrico do bloco detector de V_{max} .

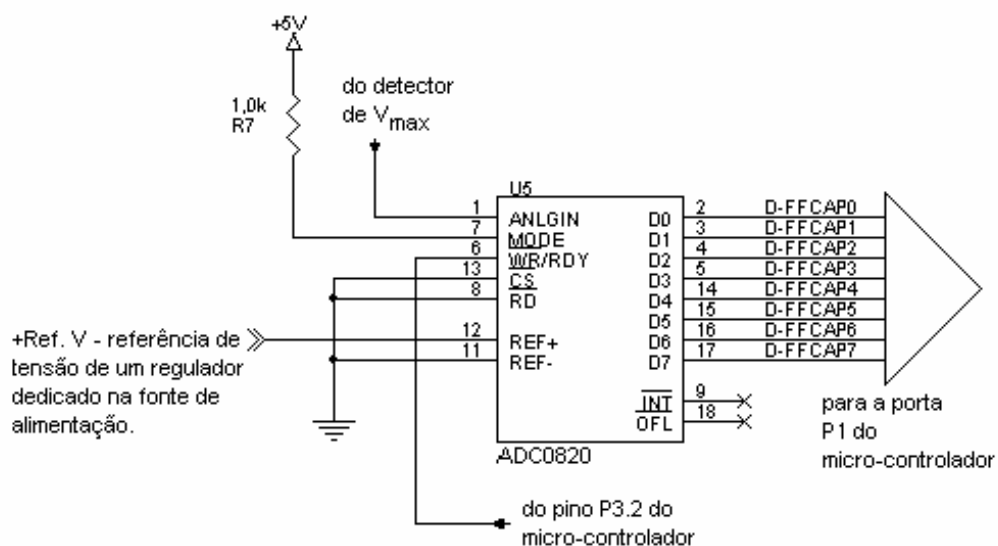


Figura A-3: Esquema elétrico do bloco conversor analógico digital.

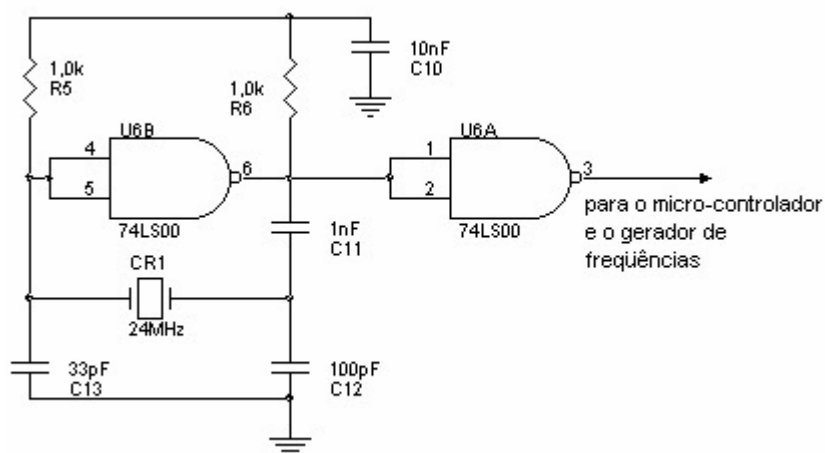


Figura A-4: Esquema elétrico do bloco oscilador de 24 MHz.

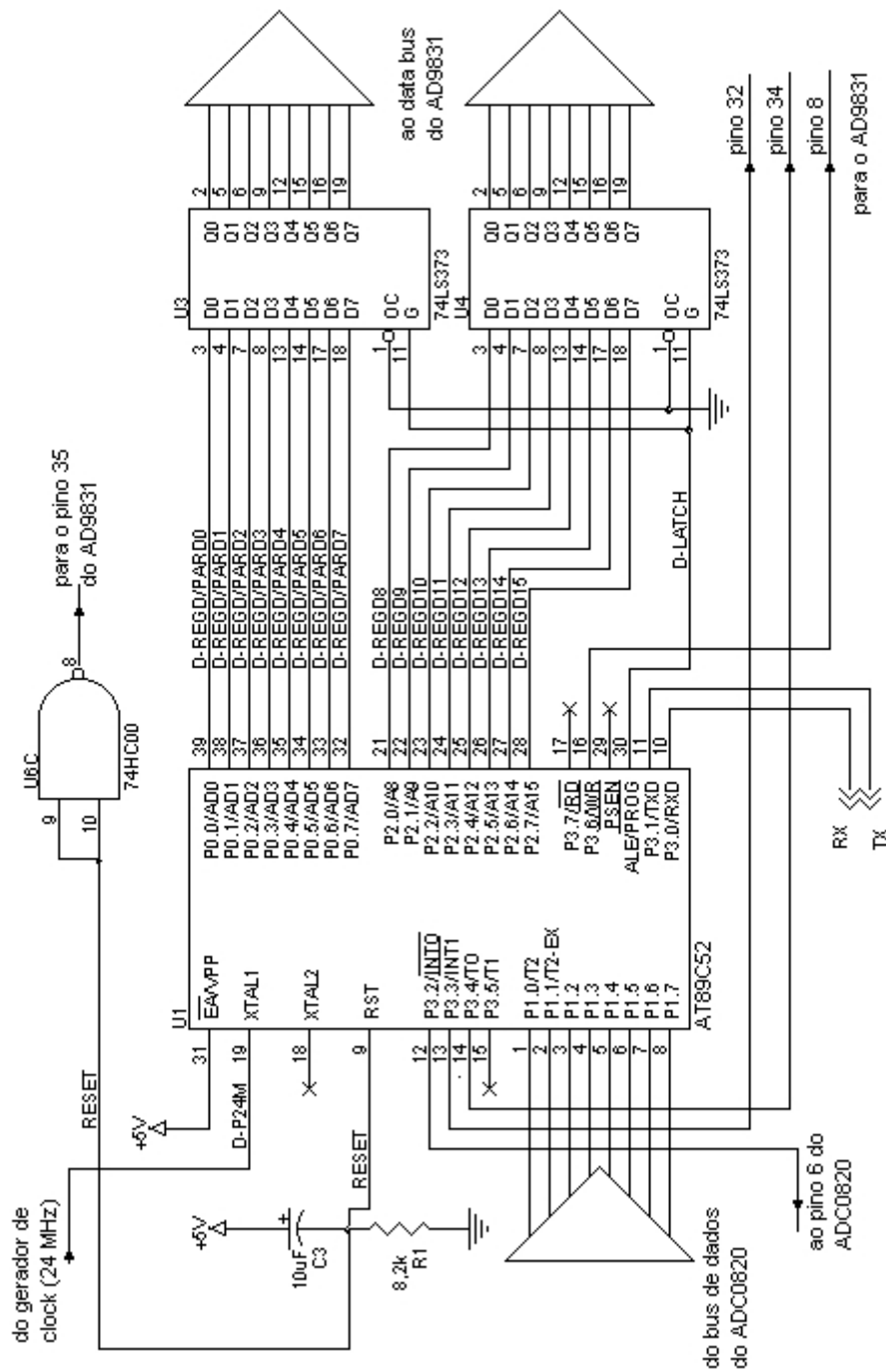


Figura A-5: Esquema elétrico do bloco de controle.

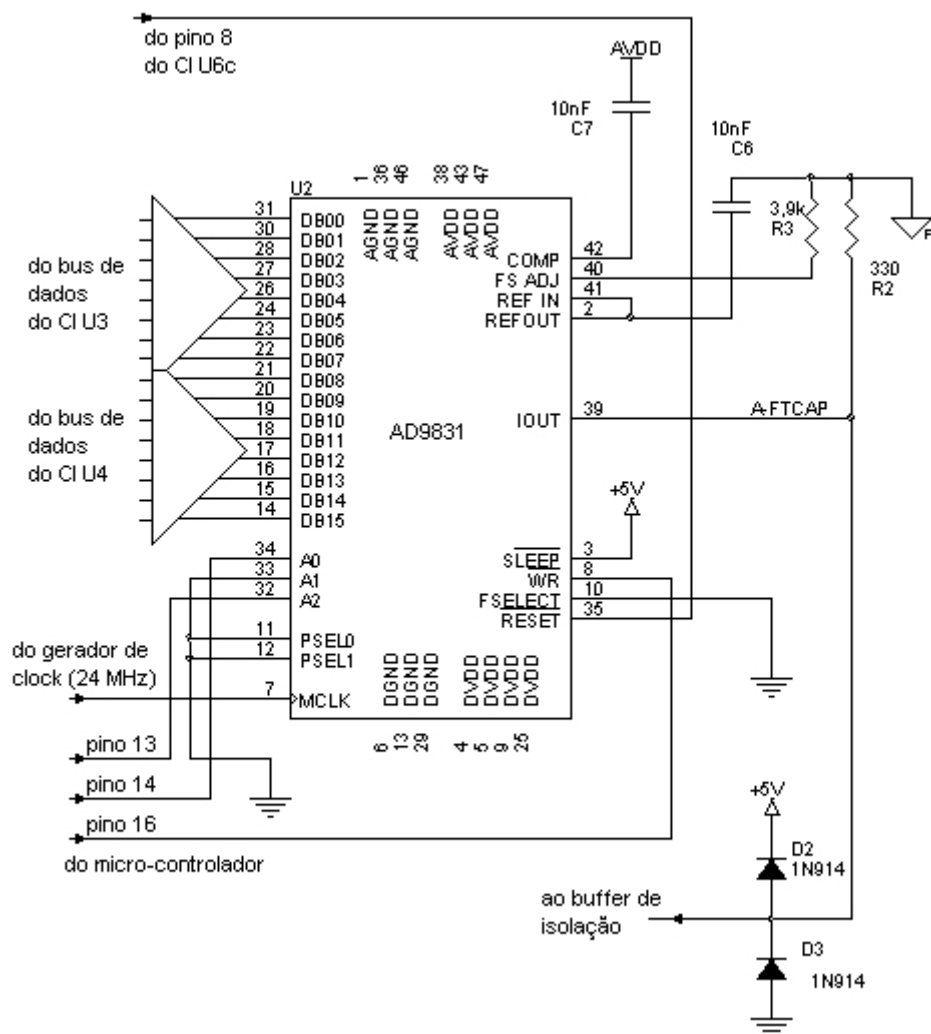


Figura A-6: Esquema elétrico do bloco gerador de frequências.

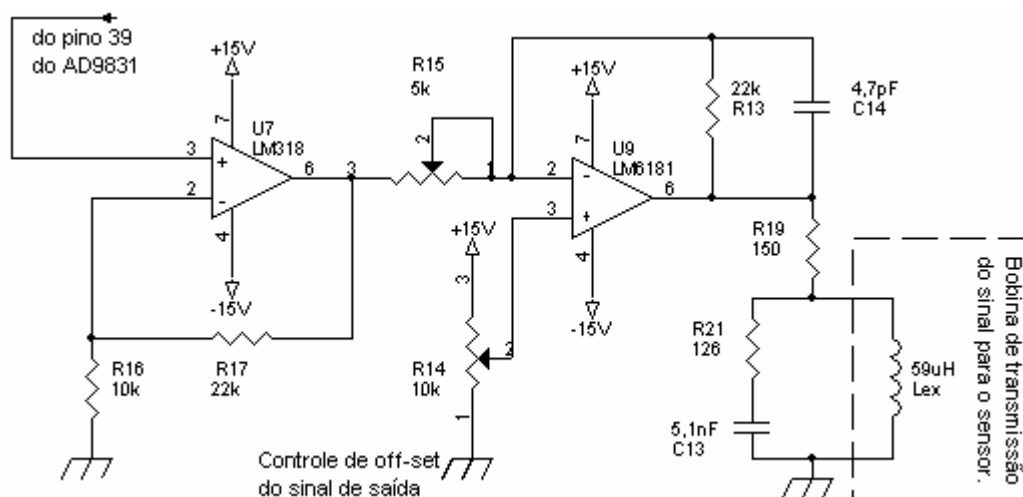


Figura A-7: Esquema elétrico dos blocos *buffer* de isolamento e amplificador de saída.

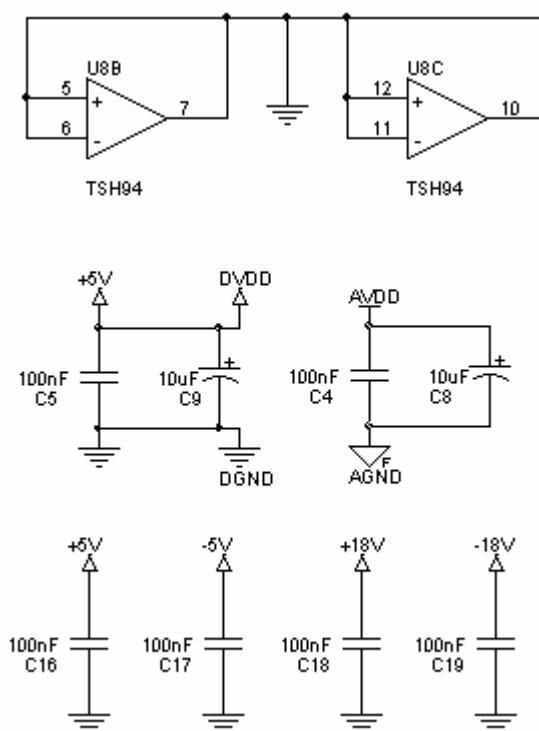


Figura A-8: Filtros de linha e conexões das portas não utilizadas.

APÊNDICE B

RESPOSTA DE CIRCUITOS RESSONANTES À MODIFICAÇÃO SÚBITA NA FREQUÊNCIA DO SINAL DE EXCITAÇÃO

Para a obtenção da constante de tempo (τ) do circuito sensor (RLC remoto) foi necessário equacionar o comportamento do conjunto indutivo envolvidos nos enlaces de excitação e de leitura deste. Desta forma, a partir de valores de tensão e as respectivas frequências do sinal de excitação foi possível encontrar a equação (4-23), que indica a tensão recebida na leitura do circuito remoto (v_o).

Analisando a equação (4-23) verifica-se um efeito bastante interessante, que diz respeito ao método utilizado para encontrar a f_o do sensor. Empregando a varredura em frequência, deve-se considerar que existe a presença de uma frequência inicial (f_I) de estímulo imediatamente antes que o próximo Δf seja aplicado ao sensor. Durante a aplicação desta nova frequência (f), que é igual à soma de $f_I + \Delta f$, o estímulo existente no circuito sensor, devido à presença da f_I , deve se dissipar para dar lugar ao novo estímulo aplicado. Através desta equação, observa-se que durante este período transitório, o estímulo anterior decai exponencialmente, com era de se esperar, porém, oscila numa frequência muito próxima à f_o do circuito sensor.

Para uma análise mais detalhada deste efeito peculiar, um circuito equivalente mais simples (guardando as principais características indutivas do circuito anterior - figura 4-1) foi proposto (figura B-1), mantendo-se o mesmo processo de varredura aplicado anteriormente.

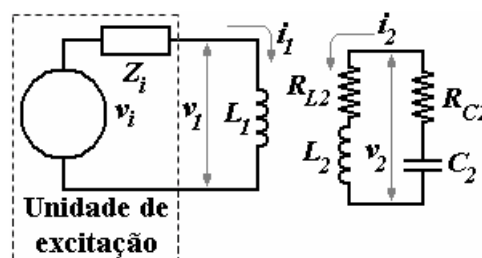


Figura B-1: Esquema elétrico do circuito simplificado. No circuito remoto R_2 foi decomposto em R_{L2} e R_{C2} , representando as resistências intrínsecas de cada componente.

Esta simplificação torna a análise do circuito mais fácil, porém demanda em uma nova solução analítica, implicando na dedução de uma nova equação, agora para encontrar v_2 . O esquema elétrico representado na figura B-1 considera que a unidade de excitação fornece uma tensão cossenoidal de amplitude constante (similar àquela fornecida pelo DDS na saída do circuito DFVI), então é possível expressar que $v_1 = A \cos(2\pi f t)$, como exemplifica a figura B-2.

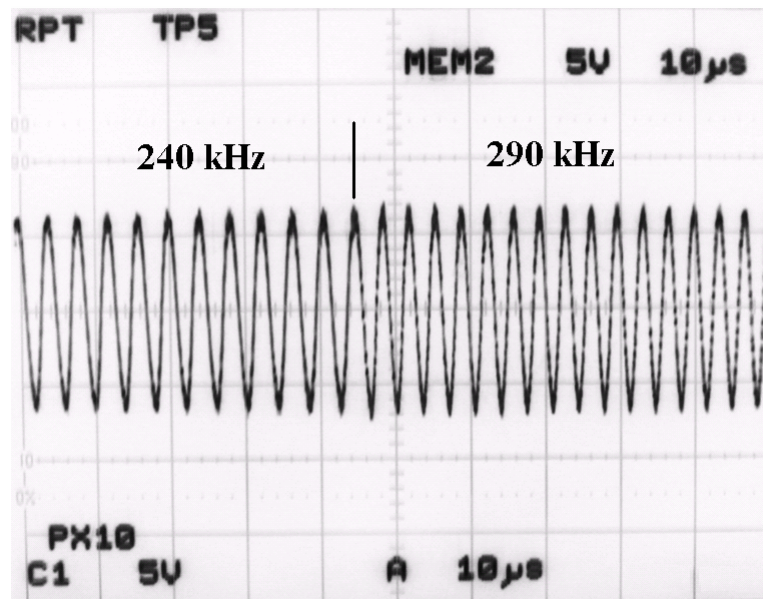


Figura B-2: Exemplo do sinal fornecido pela unidade de excitação ao circuito remoto no instante da mudança de uma frequência para outra.

O circuito da figura B-1 pode ser expresso analiticamente como:

$$A \cos 2\pi f t = L_1 \frac{di_1}{dt} \pm k_{12} \sqrt{L_1 L_2} \frac{di_2}{dt}, \quad (\text{B-1})$$

$$v_2 = L_2 \frac{di_2}{dt} + R_{L2} i_2 \pm k_{12} \sqrt{L_1 L_2} \frac{di_1}{dt} = -R_{C2} i_2 - \frac{1}{C_2} \int i_2 dt + \text{Constante}, \quad (\text{B-2})$$

onde k_{12} é o coeficiente de acoplamento indutivo entre $L_1 - L_2$.

Substituindo (B-1) em (B-2), para eliminar i_1 , e derivando o resultado em relação ao tempo tem-se:

$$\frac{d^2 i_2}{dt^2} + \frac{R_{L2} + R_{C2}}{L_2(1-k_{12}^2)} \frac{di_2}{dt} + \frac{i_2}{L_2 C_2(1-k_{12}^2)} = \pm \frac{k_{12} 2\pi f A}{\sqrt{L_1 L_2(1-k_{12}^2)}} \text{sen } 2\pi ft \quad (\text{B-3})$$

A equação (B-3) é uma equação linear, não homogênea de segunda ordem, que tem três soluções distintas (SPIEGEL, 1968) dependentes dos parâmetros do circuito. Considerando que

$$4L_2(1-k_{12}^2) > (R_{L2} + R_{C2})^2 C_2, \quad (\text{B-4})$$

uma das soluções de (A3-3) pode ser escrita como (AYRES JR., 1978):

$$i_2 = B e^{-t/\tau} \text{sen}(qt + \theta) + \frac{e^{-t/\tau} \text{sen } qt}{q} \int e^{t/\tau} S(t) \cos(qt) dt - \frac{e^{-t/\tau} \cos qt}{q} \int e^{-t/\tau} S(t) \text{sen}(qt) dt, \quad (\text{B-5})$$

onde

$$\tau = \frac{2L_2(1-k_{12}^2)}{R_{L2} + R_{C2}}, \quad (\text{B-6})$$

$$q = 2\pi f_0 \delta, \quad (\text{B-7})$$

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{1-k_{12}^2} - \left(\frac{1}{2\pi f_0 \tau}\right)^2}, \quad (\text{B-8})$$

$$S(t) = \pm \frac{k_{12} 2\pi f A}{\sqrt{L_1 L_2(1-k_{12}^2)}} \text{sen } 2\pi ft \quad (\text{B-9})$$

e B e θ são constantes de integração.

Resolvendo as integrais e após algumas simplificações, obtém-se:

$$i_2 = B e^{-t/\tau} \text{sen}(qt + \theta) + D(f) \text{sen}(2\pi ft - \alpha(f)), \quad (\text{B-10})$$

onde

$$D(f) = \pm \frac{k_{12} \tau f A}{2\sqrt{L_1 L_2} \sqrt{\tau^2 \pi^2 (f_0^2 - f^2 (1 - k_{12}^2))^2 + f^2 (1 - k_{12}^2)^2}} \quad (\text{B-11})$$

e

$$\alpha(f) = \text{tg}^{-1} \left(\frac{f(1 - k_{12}^2)}{\pi \tau (f_0^2 - f^2 (1 - k_{12}^2))} \right).$$

É importante mencionar que o quadrante do ângulo em que $\alpha(f)$ se encontra deve ser considerado para que o correto resultado final seja encontrado.

As constantes B e θ podem ser determinadas lembrando que a corrente que circula na indutância e a tensão que o capacitor apresenta não podem ser instantaneamente modificadas (SMITH e ALLEY, 1992). Desta forma, em relação a L_2 e C_2 , pode-se escrever que:

$$i_2|_{t=0^-} = i_2|_{t=0^+} \quad (\text{B-13})$$

e

$$\frac{1}{C_2} \int i_2 dt \Big|_{t=0^-} = \frac{1}{C_2} \int i_2 dt \Big|_{t=0^+} \quad (\text{B-14})$$

respectivamente, onde $t=0$ é o instante no qual a frequência do sinal de excitação sofre a alteração de f_1 para $f_1 + \Delta f$. É importante notar que o atraso na propagação do sinal entre L_1 e L_2 foi desconsiderado.

Como $2\pi f t|_{t=0^-} = n 2\pi$ (onde n é um inteiro) e considerando que o sinal na frequência f_1 foi mantido tempo suficiente para que o termo exponencial em (B-10) seja insignificante, ao substituir (B-10) em (B-13) e (B-14), chega-se a:

$$B = \frac{D(f) \text{sen} \alpha(f) - D(f_1) \text{sen} \alpha(f_1)}{\text{sen} \theta}, \quad (\text{B-15})$$

e

$$-\frac{B}{\sqrt{\frac{1}{\tau^2} + q^2}} \cos\left(\theta + \operatorname{tg}^{-1}\left(-\frac{1}{q\tau}\right)\right) = \frac{D(f)}{2\pi f} \cos \alpha(f) - \frac{D(f_1)}{2\pi f_1} \cos \alpha(f_1) \quad (\text{B-16})$$

respectivamente.

Isolando θ em (B-16) obtém-se:

$$\theta = \operatorname{tg}^{-1} - \left[\frac{\sqrt{\frac{1}{\tau^2} + q^2}}{\cos \operatorname{tg}^{-1}(1/q\tau)} \left(\frac{G(f, f_1)}{D(f) \operatorname{sen} \alpha(f) - D(f_1) \operatorname{sen} \alpha(f_1)} \right) + \frac{1}{q\tau} \right]^{-1}, \quad (\text{B-17})$$

onde

$$G(f, f_1) = \frac{D(f) \cos \alpha(f)}{2\pi f} - \frac{D(f_1) \cos \alpha(f_1)}{2\pi f_1}. \quad (\text{B-18})$$

A partir deste ponto do desenvolvimento analítico, i_2 pode ser completamente determinado, e conseqüentemente, também v_2 , resultando em:

$$v_2 = \sqrt{a^2 + b^2} \cos(2\pi f t - \operatorname{tg}^{-1}(b/a))$$

$$-\frac{D(f) \operatorname{sen} \alpha(f) - D(f_1) \operatorname{sen} \alpha(f_1)}{\sin \theta} e^{-t/\tau} \sqrt{c^2 + d^2} \cos(\delta 2\pi f_0 t + \theta - \operatorname{tg}^{-1}(d/c)), \quad (\text{B-19})$$

onde

$$a = L_2(1 - k_{12}^2) 2\pi f D(f) \cos \alpha(f) \pm k_{12} \sqrt{L_2/L_1} A - R_{L_2} D(f) \operatorname{sen} \alpha(f), \quad (\text{B-20})$$

$$b = L_2(1 - k_{12}^2) 2\pi f D(f) \operatorname{sen} \alpha(f) + R_{L_2} D(f) \cos \alpha(f), \quad (\text{B-21})$$

$$c = 2\pi f_0 \delta L_2(1 - k_{12}^2), \quad (\text{B-22})$$

e
$$d = \frac{R_{L_2} - R_{C_2}}{2}. \quad (\text{B-23})$$

Observando (B-19) pode-se identificar um termo em regime, que se apresenta em função de f e outro exponencial ocorrendo apenas em função de f_0 . O que indica que a cada mudança de frequência, entre os dois estados em regime (f_1 e f), há um período em que a f_0 do circuito RLC irá se manifestar. Estabelecendo sua amplitude em função do Δf estabelecido entre as frequências e o seu período de duração diretamente proporcional aos valores que R_{L2} e R_{C2} apresentarem. Fica automaticamente implícito que, se a diferença entre as frequências for zero a componente exponencial não existirá, pois a sua amplitude, que se encontra em função desta diferença (termos em $D(f)$ e $D(f_1)$) será zero.

A simulação gráfica da equação (B-19) foi realizada utilizando o *software* Microsoft Excel. Foram considerados $f_1 = 240$ kHz, $f = 290$ kHz, $L_1 = 59,98$ μ H, $L_2 = 146,90$ μ H, $C_2 = 2,53$ nF, $R_{L2} = 3,86$ Ω , $R_{C2} = 4,52$ Ω e $k_{12} = 0,0085$ (figura B-3). Devido ao número limitado de pontos simulados (10000 pontos, equivalente a passos de 100 ns por ponto), a resposta gráfica apresenta algumas pequenas distorções em relação valores reais.

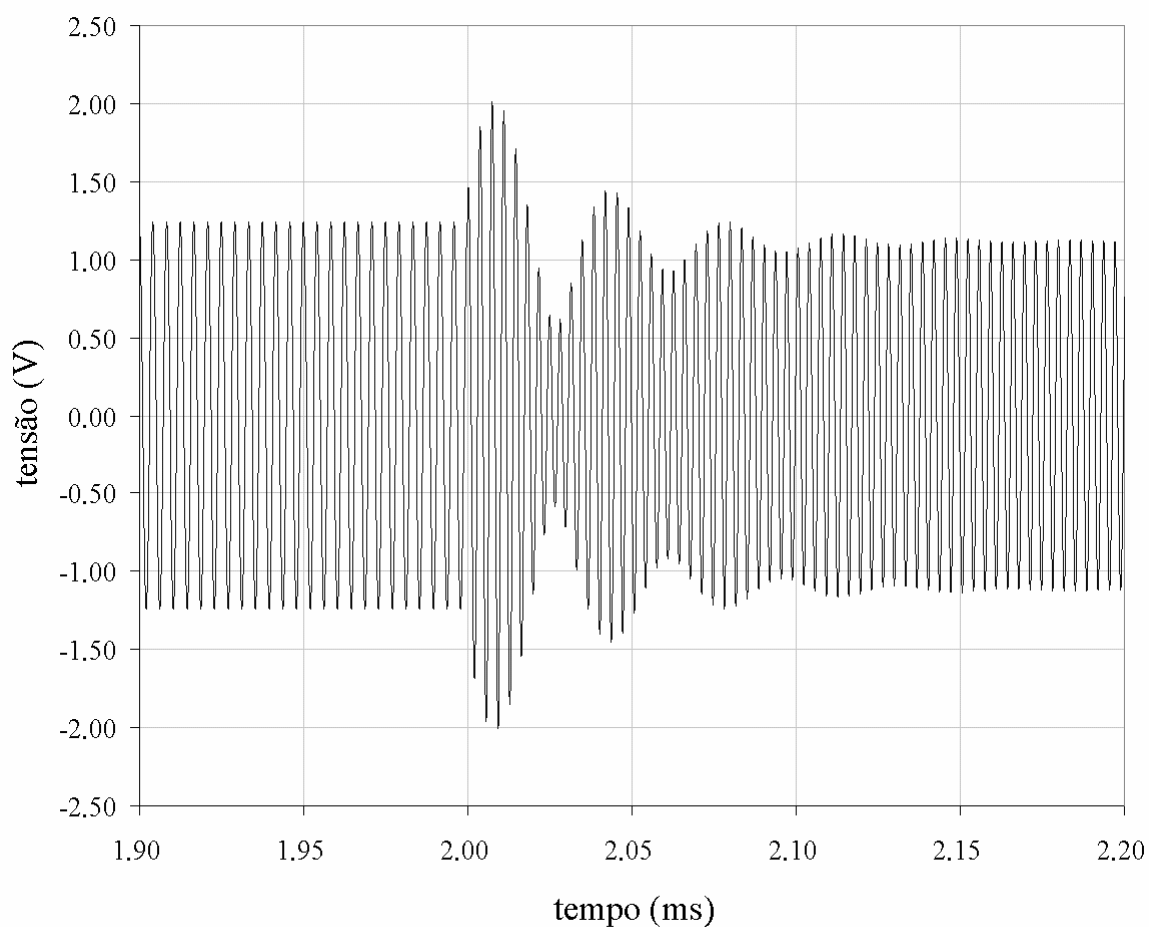


Figura B-3: Simulação da equação (B-19) através de uma planilha eletrônica.

Com o propósito de comparação, o circuito da figura B-1 foi montado na prática, empregando $L_1 = 59,9 \mu\text{H}$, $L_2 = 145,6 \mu\text{H}$, $C_2 = 2,48 \text{ nF}$, $R_{L2} = 3,9 \Omega$ and $R_{C2} = 4,5 \Omega$. A figura B-4 ilustra a forma de onda obtida em v_2 , imediatamente após o sinal de excitação sofrer o incremento de frequência de 240 kHz para 290 kHz (a tensão em v_2 foi medida através de um osciloscópio - Kikusui model 5501U). Nesta figura pode-se observar claramente que o transiente se manifesta exclusivamente devido à diferença súbita entre as frequências aplicadas ao circuito RLC, justamente como sugere (B-19). Porém, deve-se ter em mente que se a condição apresentada em (B-4) não for respeitada i_2 não apresentará o comportamento exposto em (B-5), assim, v_2 também apresentará um resultado diferente do proposto em (B-19), e o efeito indicado não poderá ser observado. Outra consideração se faz necessária, se $k_{12} \cong 1$, como nos transformadores, (B-3) torna-se mais simples, podendo ser escrita como uma equação não homogênea de primeira ordem, que apresenta uma resposta completamente diferente da analisada aqui.

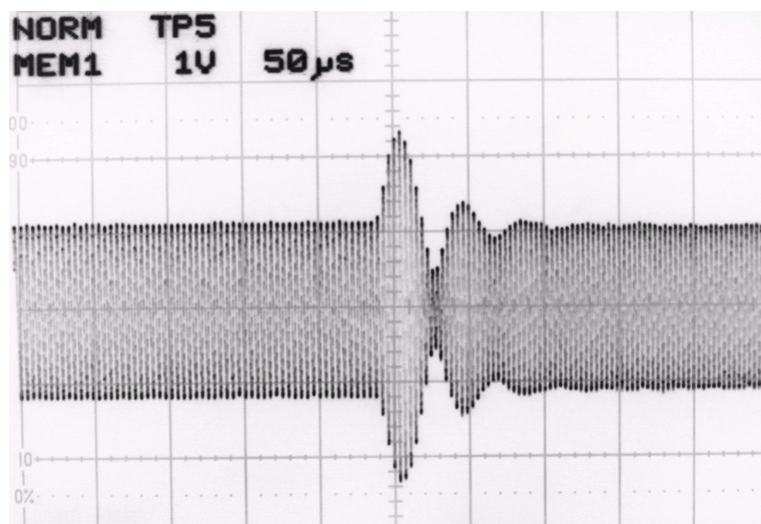


Figura B-4: Medida de v_2 , obtida no circuito prático através de um osciloscópio.

Comparando os resultados obtidos da simulação por *software* e do circuito prático, pode-se verificar que ambos são muito semelhantes, apresentando inclusive, diferenças menores que 2% nos valores dos parâmetros empregados em cada um para que as formas de onda apresentassem um aspecto idêntico.

Explorando um pouco mais o efeito desta mudança súbita de frequência, é possível torná-lo visível, para tanto basta empregar frequências menores em uma simulação

equivalente. Desta forma, inicialmente estimulou-se um circuito similar (com $f_0 = 243$ kHz) ao da figura B-1 com 50 kHz, aproximadamente após 3,2 ms, alterou-se esta frequência para 100 kHz. A figura B-5 ilustra o resultado obtido. O período t_I indicado nos extremos da figura denota que a frequência final é o dobro da inicial. Aplicando este mesmo intervalo sobre a frequência que se encontra no início do estado transitório observa-se que esta é maior que as anteriores. Utilizando uma simples regra de três, graficamente pode-se dizer que: se para 50 kHz a figura apresenta um “vale” em t_I , para 243 kHz (que é a f_0 do circuito), deveria apresentar 4,86 “vales”, e este valor é aproximadamente verificado na figura.

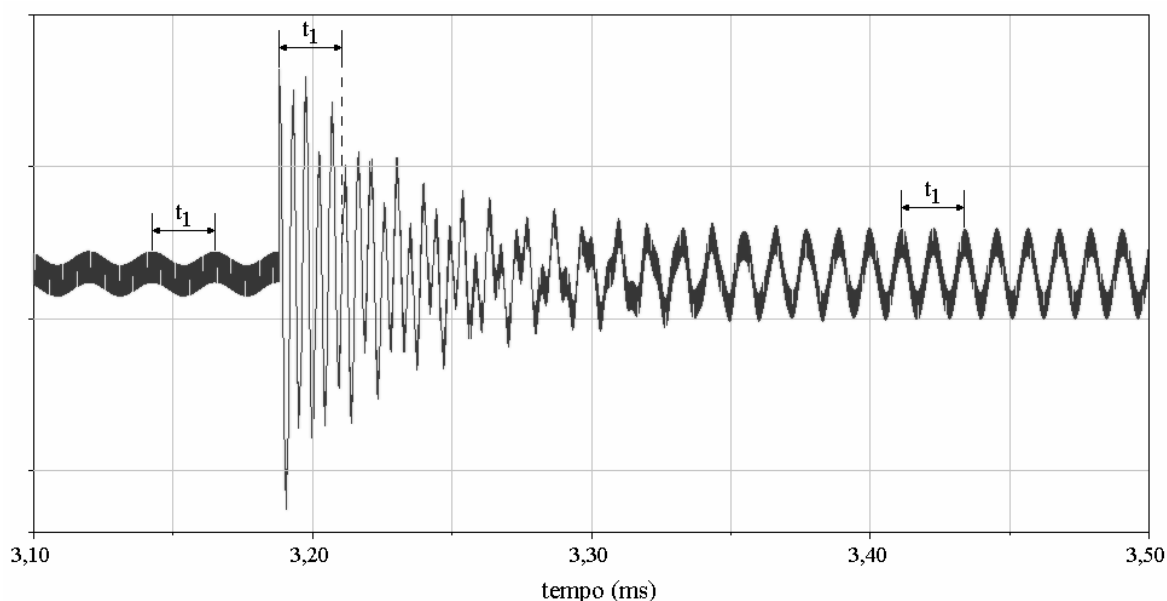


Figura B-5: Aparecimento da f_0 durante o período transitório na troca de frequências do estímulo.

A partir da figura B-5 é possível identificar visualmente a presença da f_0 no transitório ocorrido devido à mudança entre as frequências de excitação do circuito RLC. É importante notar que, mesmo que as frequências empregadas encontrem-se distantes da f_0 do circuito o efeito se estabelece, da mesma forma, quando as amplitudes entre as frequências empregadas também não é similar (o que por si só já poderia provocar um transitório), como denotam a figura B-5 e a figura B-6, abaixo, o efeito mencionado igualmente ocorre.

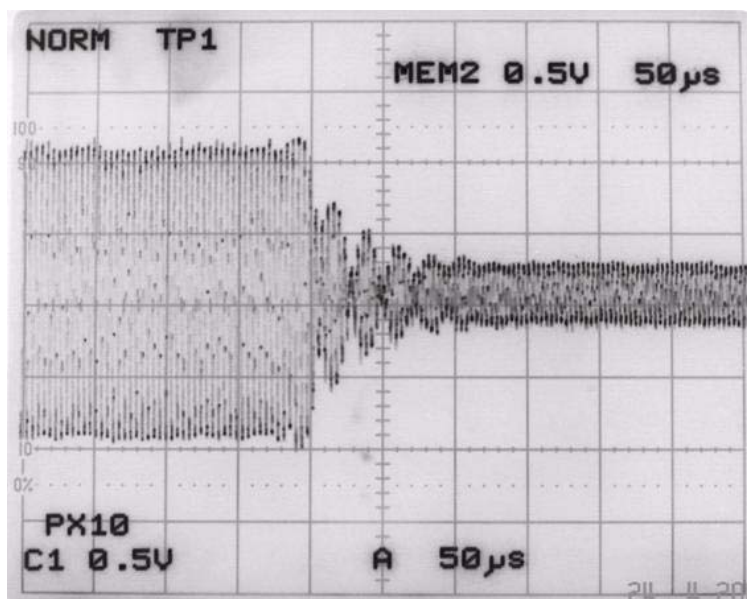


Figura B-6: Medida de v_2 no circuito prático quando as amplitudes entre as frequências inicial e final apresentam respostas diferentes.

Sobre o efeito apresentado ainda não foi encontrada qualquer menção na literatura científica podendo, entretanto, ser útil para a compreensão de circuitos elétricos que atendam às condições expressa na equação (B-4). Além disto, sua aplicação teórica não se limita apenas a circuitos elétricos, pois a correspondência destes efeitos elétricos com a ressonância mecânica amplia o seu alcance, incluindo até osciladores harmônicos (na mudança de estado vibracional) como os utilizados para modelagem atômica (FEYNMAN, LEIGHTON e SANDS, 1963).

Devido às suas características aparentemente inéditas, este efeito físico foi devidamente registrado na literatura científica internacional (OLIVEIRA e ABATTI, 2006a) nos devidos âmbitos que o assunto lhe cabe.

ANEXO C

EVOLUÇÃO DAS MEDIDAS DO Q ATRAVÉS DO DFVI

INTRODUÇÃO

Neste anexo será apresentada a seqüência de revisões pelas quais o circuito do DFVI passou para que os resultados nas medidas do Q pudessem alcançar valores mais exatos. No último item do texto são apresentadas algumas considerações sobre os limites práticos de medida conseguidos e as limitações que a geometria dos sensores impõe sobre estes resultados.

OTIMIZAÇÃO DA RESPOSTA DAS BOBINAS DE EXCITAÇÃO E RECEPÇÃO

As bobinas de excitação (L_1) e recepção (L_3) do DFVI (ver figura 3-2), que estabelecem os acoplamentos indutivos com o circuito do sensor remoto, não apresentam respostas uniformes (iguais entre si) em todas as frequências do intervalo de busca. Estas características causam o aparecimento de discrepâncias na obtenção dos valores de tensão a serem utilizados no algoritmo que calcula o valor do Q , e por conseguinte, geram erros percentuais consideráveis.

A figura C-1 apresenta as curvas de resposta normalizadas das bobina L_1 e L_3 . Estas curvas foram obtidas com cada bobina individualmente, através de um acoplamento indutivo padrão, conectado a um gerador de sinais. Podem ser notadas diferenças de até 60% entre os valores máximo e mínimo de resposta em tensão, conforme a frequência utilizada, em L_1 , para excitar o sensor remoto. Já a bobina L_3 apresenta uma influência menor na leitura do sinal que retorna do sensor remoto. Porém, mesmo estas pequenas alterações (menores que 5%) podem ser suficientes para diminuir a exatidão na resposta dos valores de Q , tornando inviável a leitura proposta.

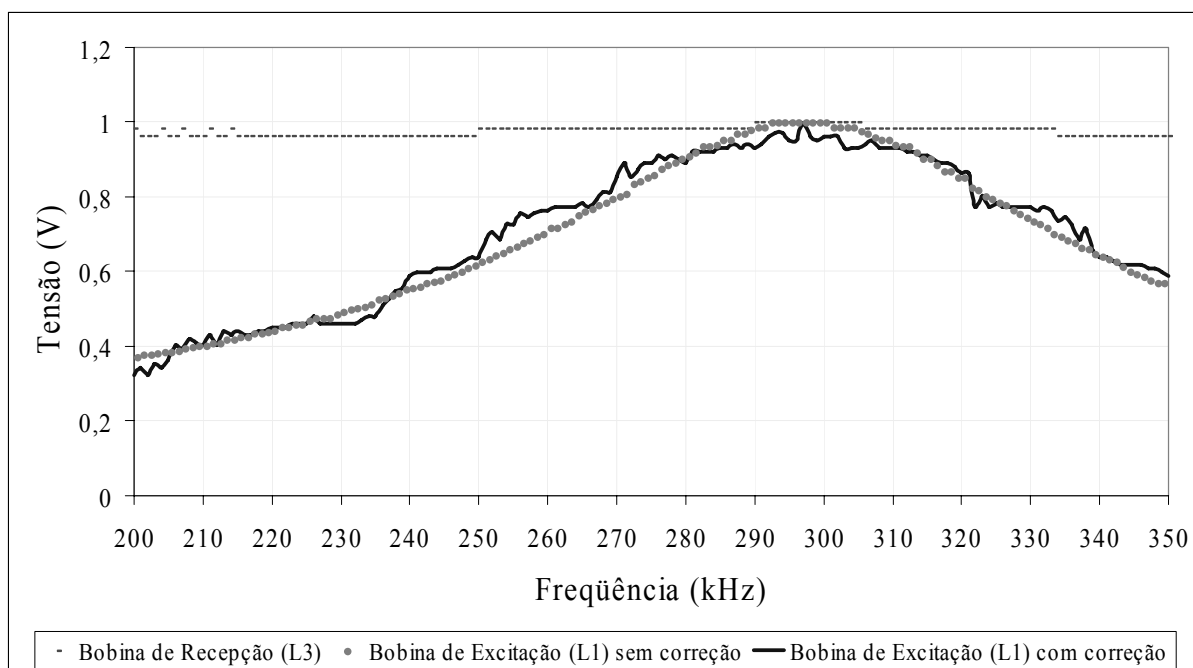


Figura C-1: Curvas de resposta normalizadas das bobinas de excitação (L_1) e de recepção (L_3).

Para tentar corrigir estas influências causadas pelas curvas de resposta das bobinas L_1 e L_3 , reduziu-se o fator de qualidade destas bobinas.

O fator de qualidade inicialmente medido no circuito envolvendo a bobina de excitação (L_1) apresentou o valor de 4,12 (medida obtida através da obtenção dos pontos de -3 dB). Após cálculos e testes práticos, o resistor R21 de 126 Ω , foi associado à bobina de excitação do circuito (figura C-2) diminuindo o valor do seu fator de qualidade para 3,45. Pode-se observar que a redução foi pequena, porém, o efeito deste novo componente no circuito tornou as leituras de tensão dos sensores mais consistentes, pois a queda no fator de qualidade indica uma inflexão menor na curva de resposta de L_1 , tornando menores as diferenças entre mínimos e máximos desta curva.

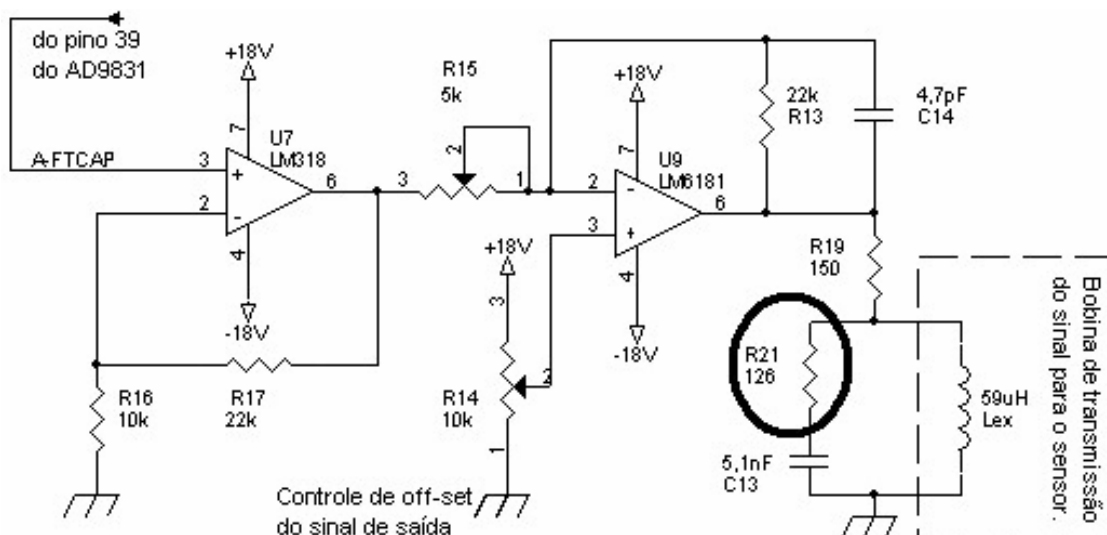


Figura C-2: Indicação de R21 no circuito amplificador de saída, para diminuir o fator de qualidade de L_I .

A consistência apresentada nos valores lidos dos sensores com a correção da curva de resposta do circuito de excitação (L_I), estimulou a idéia de associar um outro resistor junto ao circuito da bobina de leitura (L_3) para obter efeito semelhante. Seguindo o mesmo procedimento aplicado para definir o resistor anterior, um novo componente foi determinado. O resistor R18 (ver figura C-3), com valor de 470Ω foi testado na prática, buscando a máxima uniformização da curva de resposta do sinal que a bobina de leitura envia ao amplificador de entrada (obtido do sensor remoto).

Com a associação deste resistor à bobina de recepção um ajuste no ganho do amplificador de entrada fez-se necessário. Desta forma, um novo par de resistores de polarização foi calculado determinando-lhe o ganho de 6,1667. O capacitor C24 também foi associado a este amplificador com a função de filtrar ruídos de alta frequência. A figura C-3 apresenta as alterações realizadas no amplificador de entrada, com a inclusão destes novos componentes.

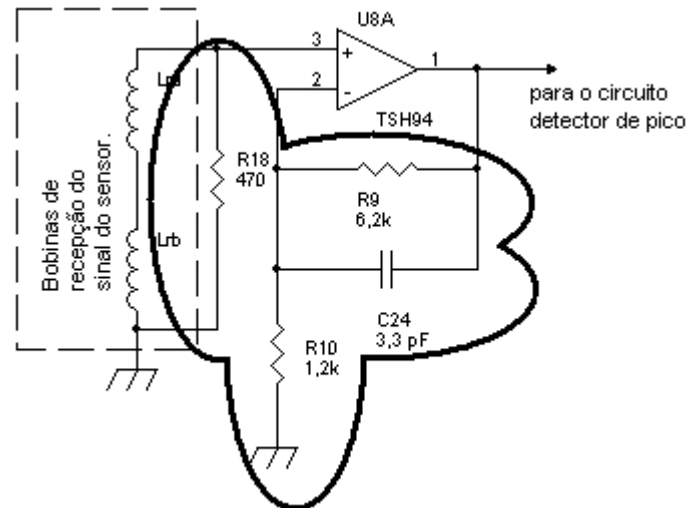


Figura C-3: Indicação dos novos componentes no circuito amplificador de entrada, para adequar o seu ganho e diminuir o fator de qualidade de L_3 .

Os ajustes realizados em ambos os circuitos de acoplamento indutivo com os sensores melhoraram os resultados na obtenção do valor de Q . Anteriormente os erros encontravam-se na ordem de 40 a 56%, após as alterações mencionadas, o erro máximo colocou-se no patamar de 20% e o médio em 15% (ambas as percentagens para valores de $Q \leq 26$). Entretanto, estes valores são ainda muito elevados e novos estudos se fizeram necessários.

AJUSTE DO ALGORITMO DE OBTENÇÃO DOS VALORES DE Q

O algoritmo utilizado para se calcular o valor do Q (equação C-1), necessita de três valores de frequência e duas tensões, obtidas a partir da leitura do sensor remoto (PICHORIM, 2003),

$$Q = \sqrt{\frac{1 - \left(\frac{V_{r_2}}{V_{r_3}}\right)^2}{\left(\frac{V_{r_2}}{V_{r_3}}\right)^2 \cdot \left(\frac{f_2 - f_o}{f_o - f_2}\right)^2 - \left(\frac{f_3 - f_o}{f_o - f_3}\right)^2}}, \quad (\text{C-1})$$

onde f_o é a frequência de ressonância do circuito remoto, f_2 e f_3 são duas frequências próximas a f_o (geralmente uma imediatamente inferior e outra imediatamente superior), e Vr_2 e Vr_3 as suas respectivas tensões.

No item anterior observou-se que devido às respostas não uniformes das bobinas de excitação e leitura, a cada leitura de tensão, um erro é inserido neste algoritmo. Portanto, a diminuição da quantidade de valores necessários para o cálculo do Q , pode proporcionar uma redução na taxa de erro, na indicação final deste valor.

Entretanto, quando $f_o = f_3$, o algoritmo pode ser reescrito, diminuindo a quantidade de cálculos necessários para estabelecer o valor final do fator de qualidade, envolvendo apenas dois valores de frequência (f_o e outra frequência f_2 próxima a esta), e seus respectivos valores de tensão (equação C-2).

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{Vr_o^2}{Vr_2^2} \cdot \left(\frac{f_2^2}{f_o^2} - 1 \right)}}{\frac{f_2 - f_o}{f_o} - \frac{f_o}{f_2}} \cdot \frac{f_o}{f_2}, \quad (C-2)$$

onde f_o é a frequência de ressonância e f_2 é uma frequência próxima a f_o , Vr_o e Vr_2 são as suas tensões respectivas.

Comparando as equações C-1 e C-2, pode-se notar que esta última necessita apenas de um valor de tensão além da obtida na frequência de ressonância. Este fato é bastante desejado pois, cada tensão obtida fora da frequência de ressonância tem uma relação sinal/ruído mais baixa que a da própria ressonância, colaborando para a diminuição da exatidão dos cálculos. Reduzir-se, justamente uma variável com certo grau de imprecisão no novo algoritmo implica em uma elevação na exatidão dos resultados, pois além de uma variável a menos, uma fonte de ruído a menos está sendo considerada.

Agregando o novo algoritmo obtido à redução do erro conseguido com o novo dimensionamento no fator de qualidade das bobinas, as taxas de erro sofreram uma nova redução, passando a patamares máximos de 15% e na média a 10% (ambas as percentagens para valores de $Q \leq 26$), considerado ainda muito elevado para se atingir os objetivos desejados.

AJUSTE MATEMÁTICO DAS DISTORÇÕES PROVOCADAS PELA BOBINA DE EXCITAÇÃO (L_I)

Esta nova tentativa para reduzir os erros na obtenção dos valores do Q visou corrigir matematicamente a não uniformidade residual que permaneceu na resposta da bobina de excitação (L_I), mesmo com a diminuição do seu fator de qualidade.

Para corrigir matematicamente as diferenças de resposta desta bobina utilizou-se um *software* (*Curve Expert*, versão 1.37), cujos pontos da curva de resposta normalizada de L_I foram processados para fornecerem a equação da sua regressão não linear. Este aplicativo utiliza vários métodos matemáticos para adequar os pontos do gráfico sob análise a uma equação que o retrate. Dentre eles, é possível estabelecer polinômios com o grau máximo 19 para a geração da resposta desejada.

A melhor resposta encontrada por este aplicativo apresentou um polinômio completo de grau 10 (equação C-3), representado pela linha preta no gráfico da figura C-4. Quando, se compara esta resposta à curva original (pontos em x na figura C-4), observa-se que as diferenças são desprezíveis.

$$\begin{aligned}
 & 8,2921277.10^{-10} + 4,7006425.(x) - 0,11030703.(x^2) + 1,0481024.10^{-3}.(x^3) - \\
 & - 5,0680898.10^{-6}.(x^4) + 1,2886862.10^{-8}.(x^5) - 1,9062503.10^{-11}.(x^6) + \\
 & + 4,7803443.10^{-14}.(x^7) - 1,8930302.10^{-16}.(x^8) + 3,7796619.10^{-19}.(x^9) - \\
 & - 2,7464994.10^{-22}.(x^{10}) = 0
 \end{aligned} \tag{C-3}$$

De posse do polinômio obtido a partir da regressão não linear (C-3), foi gerada uma curva de compensação para reduzir os efeitos da não uniformidade residual pertinentes à bobina L_I . Esta curva (pontos cinza na figura C-4) foi aplicada em conjunto com os processos anteriormente concebidos e indicaram resultados no cálculo do Q com erros máximos na faixa de 10% e na média em 5% (ambas as percentagens para valores de $Q \leq 26$). Novamente, o índice alcançado mostrou-se muito elevado para a utilização do DFVI na obtenção do fator de qualidade dos sensores medidos.

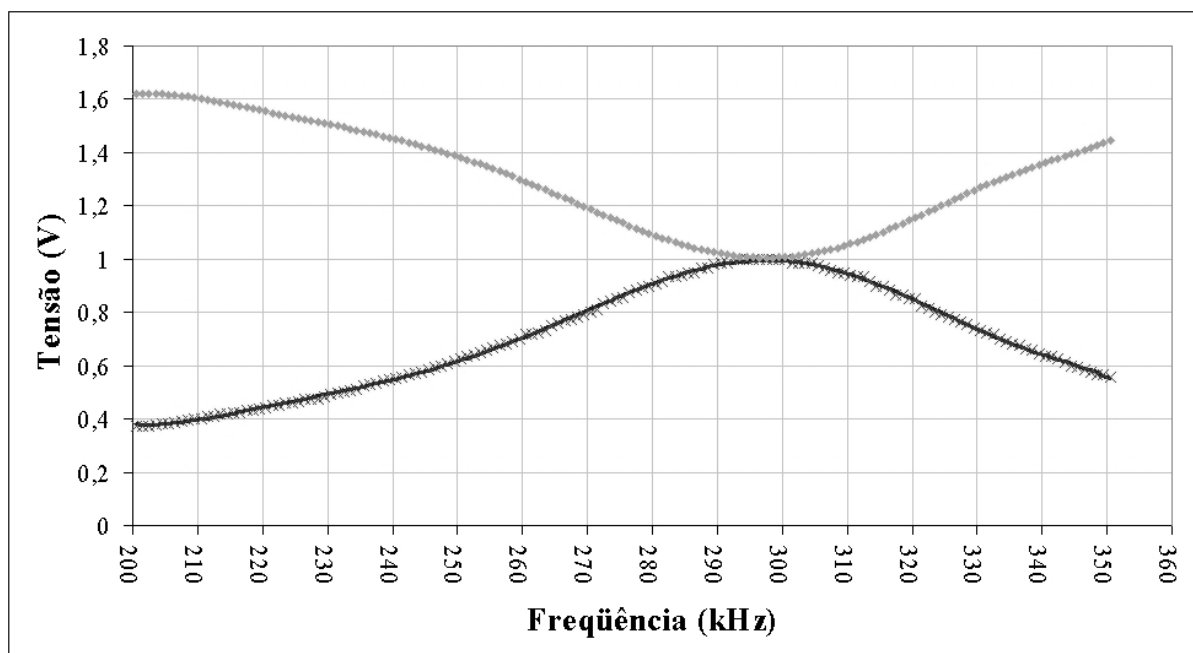


Figura C-4: Comparação da curva original normalizada (x) com a obtida na regressão não linear (linha preta cheia) e a curva de compensação dos efeitos de L_I (pontos em cinza).

SENSORES REMOTOS COM FATORES DE QUALIDADE VARIÁVEIS

Durante todo este processo de otimização para a obtenção dos fatores de qualidade foram realizadas várias medições de Q , através do DFVI e o algoritmo de cálculo, envolvendo valores (medidos na prática através de meios tradicionais) entre 5 e 26. Observou-se que, para valores de Q abaixo de 20, as medidas tornavam-se dispersas e inconsistentes. Esta constatação é compatível com observações experimentais independentes, mesmo quando os métodos de medida são diferentes do proposto neste trabalho (PICHORIM e ABATTI, 2001).

Verificando todo o conjunto de resultados obtidos nas experiências práticas houve a constatação que, de acordo com a elevação dos valores do fator de qualidade, as medidas ficavam mais coerentes e as taxas de erros diminuam. Desta forma, iniciou-se uma nova fase da pesquisa para montar sensores mecanicamente semelhantes aos anteriores, porém com fatores de qualidade acima de 20.

Para elevar o fator de qualidade das microbobinas que compõem os sensores duas possibilidades podem ser consideradas: o aumento da sua indutância ou a diminuição da

resistência intrínseca do seu enrolamento. Em ambos os casos o maior limitante são as dimensões físicas dos sensores, pois para manter a condição de ser injetáveis não devem ultrapassar 1,8 a 2,0 mm de diâmetro (dimensão interna máxima das agulhas aplicadoras de *transponders* – KT34/6 da Korth RFID). Então, tanto a utilização de bobinas multicamadas, como a redução da resistência intrínseca do enrolamento através do aumento da espessura do fio utilizado, não pode ser implementada, pois incrementam as dimensões físicas dos sensores.

Na tentativa de realizar esta tarefa, 15 novas microbobinas foram desenvolvidas, com vários tipos de núcleo e espessura de fios (sempre respeitando as limitações dimensionais), os valores de Q obtidos (através dos processos de medida tradicionais, com o auxílio de osciloscópio e gerador de frequências) nunca foram superiores a 25.

Pode-se constatar então, que as dimensões praticadas impediriam a intenção de elevar o fator de qualidade das bobinas. Desta forma, resolveu-se abandonar a geometria resumida que os sensores apresentavam e iniciou-se a construção de bobinas com dimensões maiores (60 x 15 mm) para a obtenção de fatores de qualidade mais elevados. Dentro desta nova perspectiva, três novas bobinas foram construídas, obtendo-se os valores de Q em 38,58; 37,19 e 37,96 (medidos através de métodos tradicionais).

Utilizando estes novos indutores em testes práticos com o DFVI, os resultados obtidos confirmam a expectativa, quanto maior o valor do fator de qualidade a ser medido através do DFVI, maior a exatidão da medida encontrada. Esta constatação deve-se ao fato das medidas com circuitos RLC com $Q > 30$ apresentarem um erro médio de 2,71% (os mais baixos obtidos até então).

OBTENÇÃO DO FATOR DE QUALIDADE ATRAVÉS DA EQUAÇÃO (5-9)

A obtenção de Q através do DFVI não apresenta na verdade o valor final desejado, pois, em si, esta grandeza indica que o circuito RLC encontra-se num estado particular, onde as impedâncias capacitivas e indutivas conjugam-se para se anularem, sobrando a resistência intrínseca do circuito como moduladora do fator de qualidade. Desta forma, o parâmetro real desejado é a própria resistência intrínseca.

Isto posto justifica-se a busca de uma resposta analítica que equacione o comportamento dos circuitos indutivos envolvidos (equação 4-23) e conseqüentemente uma solução que expresse o valor da resistência intrínseca do circuito RLC (equação 5-9).

Desta forma, após a obtenção da solução analítica que expressa o valor intrínseco da resistência (R_2) do circuito **RLC** remoto (equação 5-9), apresentada no capítulo 5, foram realizados experimentos práticos para comparar o comportamento desta equação resultante, com relação à referências medidas através do Analisador de Impedâncias *Agilent* 4294A para determinar o Q destes sensores.

Considerando os dados previamente levantados para resistores em série com o circuito do sensor, nas frequências de 272, 292 e 319 kHz, o Q de cada circuito pode ser calculado através da seguinte equação (SMITH e ALLEY, 1992):

$$Q = X_L / R_2, \quad (\text{C-4})$$

onde $X_L = 2\pi f_0 L$.

As figuras C-5, C-6 e C-7 apresentam os gráficos comparativos dos valores de Q obtidos através da variação dos valores de R_2 (práticos e teóricos), relativos às frequências de 272, 292 e 319 kHz, respectivamente.

Pode-se observar nas três figuras que, para valores de Q inferiores a 16, há a ocorrência dos maiores erros para cada frequência individualmente. Este fato vem ratificar os indícios encontrados, através de outros processos de medida (OLIVEIRA e ABATTI, 2006), da dificuldade para medir Q inferiores a 15 com baixos percentuais de erro.

Apesar da taxa de erro médio percentual apresentar índice inferior a 4,7 % para as medidas de Q (o que é relativamente elevado), comparativamente, este processo de cálculo para R_2 é mais exato que os resultados anteriores obtidos com algoritmos que objetivaram o cálculo de Q diretamente (através dos valores de tensão e frequência que o DFVI projetado pode fornecer – vide capítulo 3) (OLIVEIRA e ABATTI, 2006).

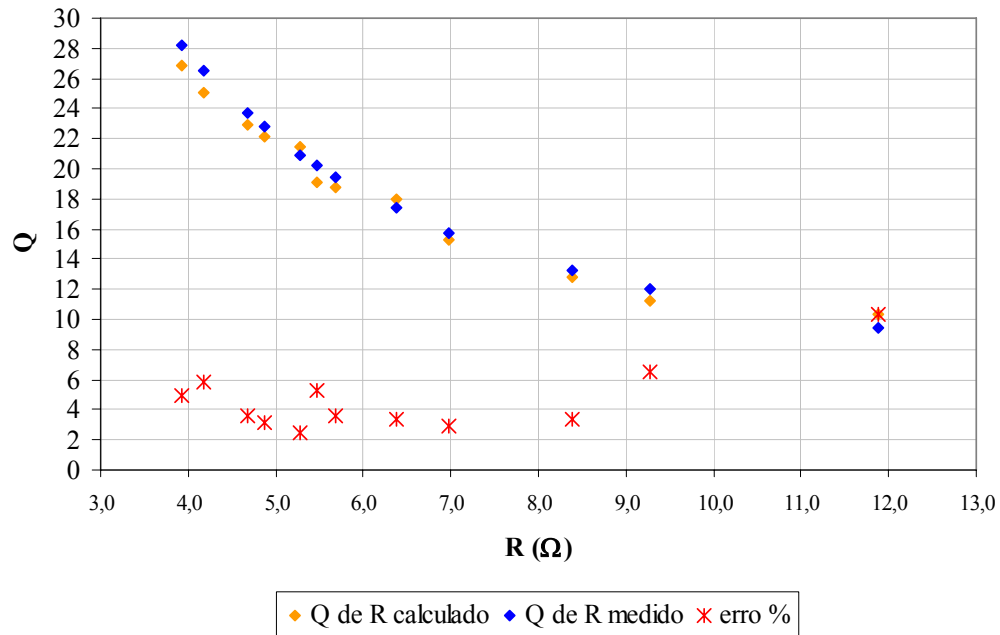


Figura C-5: Gráfico comparativo dos valores de Q , calculados a partir dos dois processos de obtenção de R_2 , para a frequência de 272 kHz.

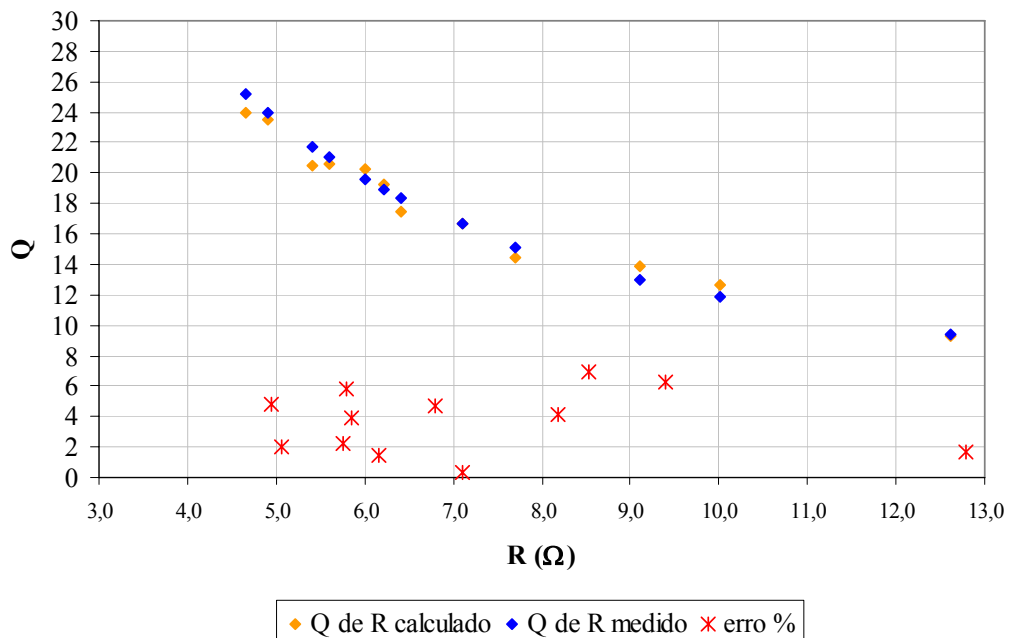


Figura C-6: Gráfico comparativo dos valores de Q , calculados a partir dos dois processos de obtenção de R_2 , para a frequência de 292 kHz.

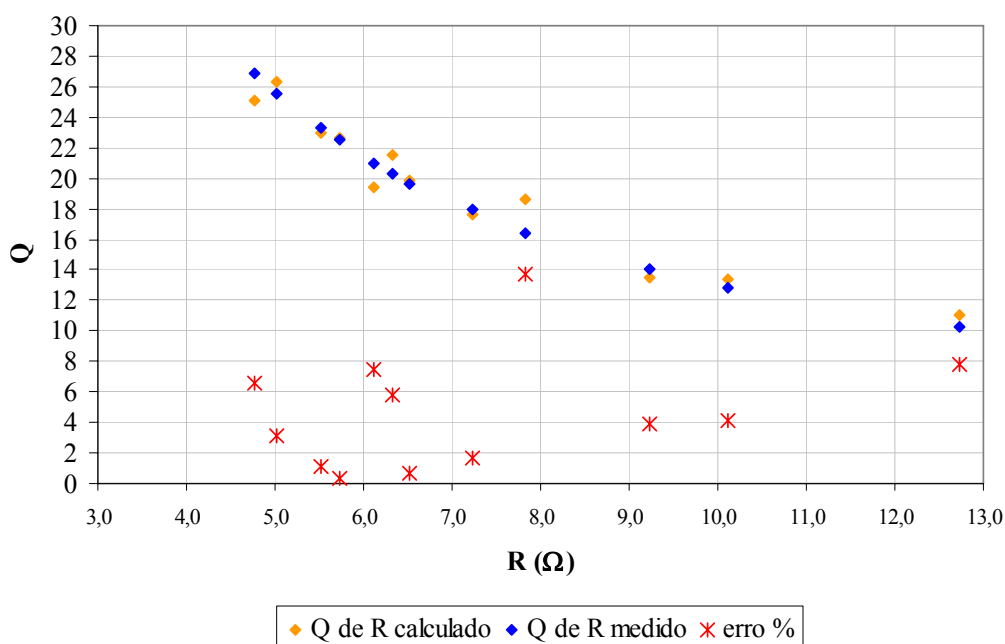


Figura C-7: Gráfico comparativo dos valores de Q , calculados a partir dos dois processos de obtenção de R_2 , para a frequência de 319 kHz.

De forma geral, observa-se que as curvas obtidas pelas medidas de referência e os pontos calculados pela equação 5-9, mantêm-se próximas, seguindo cursos semelhantes, o que sugere que a solução analítica apresentada no capítulo 5 fornece valores para R_2 que se aproximam da realidade. Comprovando mais uma vez a sua validade para expressar esta grandeza em função de certas tensões e suas respectivas frequências, lidas a partir do circuito sensor RLC remoto.

CONSIDERAÇÕES GERAIS SOBRE AS MEDIDAS DE Q

De maneira geral pode-se constatar que cada novo estudo executado para melhorar a exatidão das medidas de Q realizadas através do DFVI, alcançaram ganhos consideráveis. As taxas de erro reduziram dos 56,0% iniciais, nas medidas de Q inferiores a 15, para valores próximos de 10% e de 10% nas medidas de Q superiores a 15 e para valores próximos a 5%.

Verificou-se também que, as dimensões físicas envolvendo sensores ressonantes passivos injetáveis são muito restritivas para a construção de bobinas com alto fator de qualidade.

Outro ponto importante foi a constatação de que o DFVI e os cálculos realizados para a obtenção do fator de qualidade encontram uma limitação de exatidão na medida de valores abaixo de 20. Entretanto, como a figura C-8 ilustra, há uma tendência para que valores acima deste limite sejam lidos com taxas de erros cada vez menores. Ou seja, este dispositivo tem um grande potencial para a avaliação da frequência de ressonância e fator de qualidade de sensores remotos que apresentem valores de Q superiores a 35. Porém, o emprego da equação 5-9 na obtenção deste fator demonstra que, a indicação de Q , para valores inferiores a 15 (pontos quadrados, em preto), tende a apresentar erros inferiores aos encontrados nos processos anteriores (pontos circulares), sugerindo que este método analítico é menos suscetível a erros que os processos anteriormente apresentados.

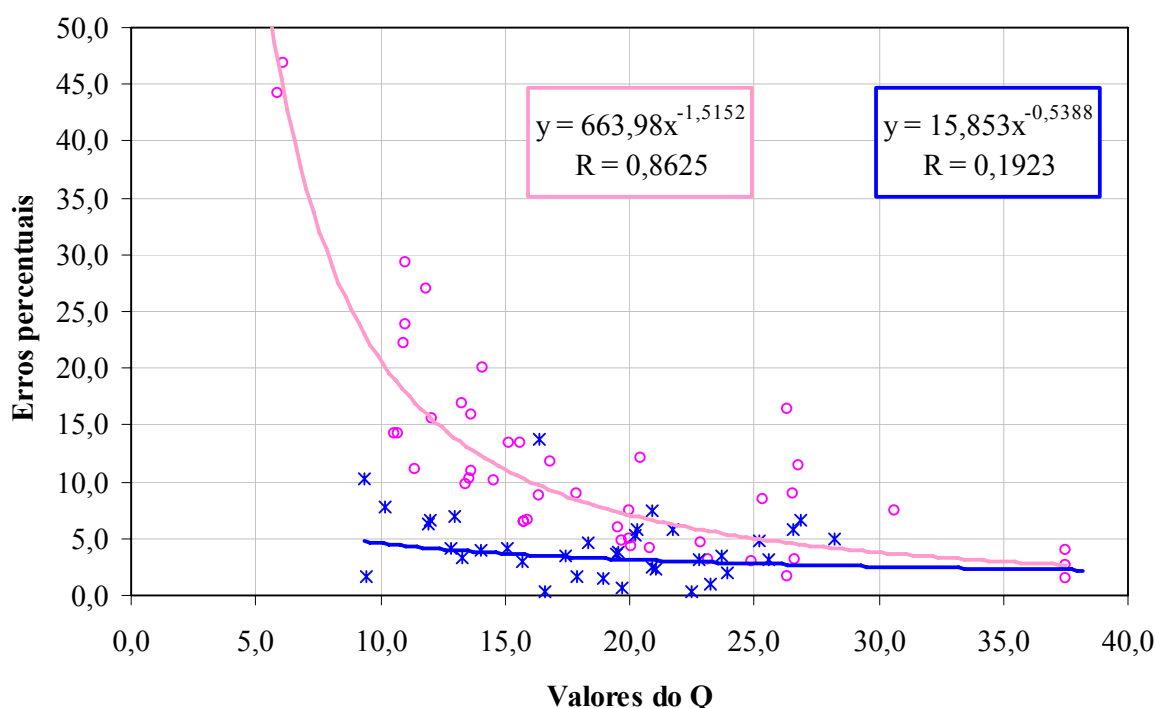


Figura C-8: Ilustração da taxa de erros lida pelo DFVI em relação ao aumento do fator de qualidade do sensor remoto. A curva em cinza mostra a tendência dos erros sem considerar os resultados obtidos pela equação 5-9; a curva em preto apresenta esta tendência considerando os resultados de 5-9.

APÊNDICE D

RELATOS CIENTÍFICOS ORIGINADOS DAS PESQUISAS MENCIONADAS NESTE TRABALHO

ARTIGOS EM PERIÓDICOS

1. PICHORIM, S. F.; **OLIVEIRA, R. J. F.**; ABATTI, P. J. *Development of a telemetric system employing a passive force sensor and a resonance frequency detector with intelligent sweeping. Sensor & Transducers Magazine*, v. 39, issue 1, p. 121-127, January, 2004.
2. **OLIVEIRA, R. J. F.**; ABATTI, P. J. *Analysis of telemetric system based on remote resonant sensing circuit. IEE Electronics Letters*, v. 42, n^o 13, p. 750-751, 22nd June 2006.

ARTIGOS DE CONGRESSO

1. **OLIVEIRA, R. J. F.**; ABATTI, P. J. Detector de Frequências com Varredura Inteligente para Circuito Ressonante Passivo Injetável. In: Latin American Congress on Biomedical Engineering (3. : 2004 : João Pessoa, Paraíba, Brasil). Anais. João Pessoa, Paraíba, Brasil., 2004. CD.
2. **OLIVEIRA, R. J. F.** e ABATTI P. J. Detector de frequência de ressonância e fator de qualidade para circuito ressonante passivo remoto. In: Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica (20.: 2006: São Pedro, São Paulo). Anais. São Pedro, São Paulo, 2006. CD-ROM. p 1184-1187.

CAPÍTULOS DE LIVRO

1. **OLIVEIRA, R. J. F.**; PICHORIM, S. F.; ABATTI, P. J. *Resonance frequency detector system with intelligent sweeping for injectable passive resonant circuit. In: Advances In Medical Diagnostic Techniques And Procedures*. Chennai, India, 2004. P. 78-81.

ARTIGOS SUBMETIDOS

1. **OLIVEIRA, R. J. F.**; ABATTI, P. J. *Determination of the Response Time to a Frequency Step of a Telemetric System based on a Remote Resonant Sensing Circuit*. Submetido à *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, em maio de 2006.
2. **OLIVEIRA, R. J. F.** e ABATTI P. J. Método para Avaliar o Fator de Qualidade de Unidades Biotelemétricas. In: Congresso Latino Americano de Engenharia Biomédica (4.: 2006: Islãs Margueritas, Venezuela), maio de 2006.

REFERÊNCIAS

- ABATTI, P. J.; PICHORIM, S. F.; ENDERS, T. Injectable Passive Resonant Circuit For Pressure Biotelemetry. In: **International Symposium Of Biotelemetry** (14. : 1997 : Marburg, Alemanha). Proceedings. Marburg, Alemanha, 1997. p 131-136.
- ABATTI, P. J. ; PINTO JR., A. P. . Nova Técnica de Comunicação usando Varactores para Termotelemetria Implantável sem Baterias. In: **Fórum Nacional de Ciência e Tecnologia em Saúde** (4. : Curitiba, Paraná) Anais do IV FNCTS, Curitiba, Paraná, 1998. p. 233-234.
- ANALOG DEVICES INC. Cmos Complete Dds – AD9831. Data Sheet. Norwood, MA, U.S.A., 1996. Rev. A
- ATMEL CORPORATION. 8-Bit Microcontroller with 8K Bytes Flash - AT89C52. Data Sheet. San Jose, Califórnia, U.S.A., 1999. Rev. 0313H-02/00.
- AYRES JR., F. Equações Diferenciais. – Coleção Schaum. Traduzido por: José Rodrigues de Carvalho. São Paulo: Editora McGraw-Hill do Brasil LTDA, 1978.
- BÉGUERET, J. B.; RODES, F.; ZHANG, M.; DOM J. P. Low-power Telemetry System using SC Voltage-to-Frequency Converter. In: **International Symposium Of Biotelemetry** (14. : 1997 : Marburg, Alemanha). Proceedings. Marburg, Alemanha, 1997. p 23-28.
- BENEDETTI, R.; BIRRER, S.; NEUKOMM, P. A. Overview of Telemetry Systems with Inductive Links and Variable Coupling Distances. In: **International Symposium Of Biotelemetry** (13. : 1995 : Williamsburg, Virginia, U.S.A.). Proceedings. Williamsburg, Virginia, U.S.A., 1995. p 57-62.
- BRONZINO, J. D. Management of Medical Technology – A Primer for Clinical Engineers. Boston, U.S.A: Butterworth-Heinemann., 1992.
- BUTLER, J. C. Wireless, passive, resonant-circuit, inductively coupled, inductive strain sensor. **Sensors and Actuators A**, v. 102, p. 61-66, December, 2002.

CLAES, W.; Puers, R.; Sansen, W.; De Cooman, M.; Geers, R.; Van Houten, H.; Brunninkhuis, G.; Cop, J.; Hofman, H. Miniaturized Telemetric Data Acquisition Devices: the Long Road from Prototype Development to Market Introduction. In: **International Symposium Of Biotelemetry** (15. : 1999 : Juneau, Alaska, U.S.A.). Proceedings. Juneau, Alaska, U.S.A., 1999. p 569-579.

COBBOLD, R. S. C. Transducers for biomedical measurements – Principles and Applications. New York: John Willey & Sons, 1974.

COOSEMANS, J.; CATRYSSSE M.; PUERS R. A readout circuit for an intra-ocular pressure sensor. **Sensors and Actuators A**, v. 110, p. 432-438, February, 2004.

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

DeHENNIS, A.; WISE, K. D. A Pressure Sensing System for Implantable Wireless Telemetry. In: **North American Solid-State Sensors, Actuators, and Microsystems Workshop**. Hilton Head, South Carolina, U.S.A., June 2002

EDMINISTER, J. A. Circuitos Elétricos. São Paulo: Makron, Editora McGraw-Hill do Brasil LTDA, 1991.

FEYNMAN, R. P.; LEIGHTON, R. B.; SANDS, M. The Feynman Lectures on Physics. vol 1. Addison-Wesley Publishing Co, 1963.

FLICK, B. B. A Portable Microsystem-based Telemetric Pressure and Temperature Measurement Unit. **IEEE Transactions on Biomedical Engineering**, v. 47, number 1, p. 12-16, January, 2000.

GRAICHEN, F.; BERGMANN, G.; ROHLMANN, A. Implantable Telemetry System for Measurement of Hip Joint Force and Temperature. In: **International Symposium Of Biotelemetry** (15. : 1999 : Juneau, Alaska, U.S.A.). Proceedings. Juneau, Alaska, U.S.A., 1999. p 661-669.

HAYT, W. H.; KEMMERLY, J. E. *Análise de Circuitos em Engenharia*. São Paulo: Editora McGraw-Hill do Brasil LTDA, 1975.

HÜNERBEIN, K.; HAMANN, H.; WILTSCHKO, W. Progress with the Development of the GPS-Based Flight Recorder for Homing Pigeons. In: **International Symposium Of Biotelemetry** (15. : 1999 : Juneau, Alaska, U.S.A.). Proceedings. Juneau, Alaska, U.S.A., 1999. p 426-432.

INTERSIL AMERICAS INC. HIN 232 +5v Powered RS232 Transmitters/Receivers. Data Sheet. U.S.A., August, 2002. Rev. FN3139.12.

JEUTTER, D. C. Overview of Biomedical Telemetry Techniques. **IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine**, v. 2, number 1, p. 24-38, March, 1983.

KO, W. H.; SPEAR, T. M. Packaging Materials and Techniques for Implantable Instruments. **IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine**, v. 2, number 1, p. 42-46, March, 1983.

LANMÜLLER, H.; UNGER, E.; REICHEL, M.; MAYR, W.; TSCHAKERT, A. Implantable stimulator for the conditioning of denervated muscles in rabbit. In: **International Symposium Of Biotelemetry** (17. : 2003 : Brisbane, Australia.). Proceedings. Brisbane, Australia, 2003.

LEUNG, A. M. Intracranial Pressure Telemetry System using Semicustom Integrated Circuits. **IEEE Transactions on Biomedical Engineering**, v. 33, number 4, p. 386-394, April, 1986.

LONG, F. M. Wildlife Biotelemetry. **IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine**, v. 2, number 1, p. 42-46, March, 1983.

MACKAY, R. S. Biomedical Telemetry: The formative Years. **IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine**, v. 2, number 1, p. 11-17, March, 1983.

MACKAY, R. S. Bio-Medical Telemetry. Second Edition. New York: IEEE Press, IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, Sponsor, 1993.

MAEOKA, G. K., PICHORIM, S. F., ABATTI, P.J. Desenvolvimento de sensor biotelemetrico passive para avaliação da pressão arterial. In: **Congresso Brasileiro de Engenharia. Biomédica** (XX. : 2006 : São Pedro, São Paulo, Brasil). Anais. São Pedro, São Paulo, Brasil, 2006. p 1263-1266.

MARÍN, D.; URANGA, A.; MARTINEZ, I.; VILLA, R. Telemetry System Including RF-Powered Asic for a Fully Implantable Bladder Control. In: **International Symposium Of Biotelemetry** (15. : 1999 : Juneau, Alaska, U.S.A.). Proceedings. Juneau, Alaska, U.S.A., 1999. p 593-601.

MEINZER, K. Technological Advances for Biotelemetry. In: **International Symposium Of Biotelemetry** (14. : 1997 : Marburg, Alemanha). Proceedings. Marburg, Alemanha, 1997. p 17-22.

MUNDT, C. W.; RICKS, R. D.; HINES J. W. Biotelemeters for Space Flights and Fetal Monitoring. In: **International Symposium Of Biotelemetry** (15. : 1999 : Juneau, Alaska, U.S.A.). Proceedings. Juneau, Alaska, U.S.A., 1999. p 646-651.

NARDIN, M.; ZIAIE, B.; VON ARX, J.; COGHLAN, A. R.; DOKMECI, M.; NAJAFI,K. An Inductively Powered Microstimulator for Functional Neuromuscular Stimulation. In: **International Symposium Of Biotelemetry** (13. : 1995 : Williamsburg, Virginia). Proceedings. Williamsburg, EUA, 1995. p 99-104.

NATIONAL SEMICONDUCTORS CORPORATION. ADC0820 – 8-Bit High Speed μ P Compatible A/D Converter with Track/Hold Function. Data Sheet. U.S.A., June, 1999.

NEUMAN, M. R.; BUCK R. P. Fabricating Biomedical Sensors using Microelectronic Technology: The Potencial for Integrated Sensor-Telemetry Sitems. In: **International Symposium Of Biotelemetry** (13. : 1995 : Williamsburg, Virginia, U.S.A.). Proceedings. Williamsburg, Virginia, U.S.A., 1995. p 125-130.

- OBERLE, M.; HUANG, Q.; NEUKOMM, P. A. A low-power Data Acquisition IC for a Microtransponder System. In: **International Symposium Of Biotelemetry** (14. : 1997 : Marburg, Alemanha). Proceedings. Marburg, Alemanha, 1997. p 41-46.
- OLIVEIRA, R. J. F. **Detector de espectro de frequência com varredura inteligente para circuito ressonante passivo injetável**. 2003. 126 f. Dissertação (Mestrado em Ciências) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Centro Federal de Educação Tecnológica do Paraná, Curitiba, 2003.
- OLIVEIRA, R. J. F. e ABATTI P. J. Detector de frequência de ressonância e fator de qualidade para circuito ressonante passivo remoto. In: **Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica** (XX: 2006: São Pedro, São Paulo). Anais. São Pedro, São Paulo, 2006. CD-ROM. p 1184-1187.
- OLIVEIRA, R. J. F.; ABATTI, P.J. Analysis of Telemetric System Based on Remote Resonant Sensing Circuit. **IEE Electronic Letters**, v. 42, number 13, p. 750-752, June, 2006a.
- OLIVEIRA, R. J. F.; PICHORIM, S. F.; ABATTI, P. J. Resonance Frequency Detector System with Intelligent Sweeping for Injectable Passive Resonant Circuit. In: **Advances in Medical Diagnostic Techniques and Procedures**. Chennai, India, 2004. p. 78-81.
- PICHORIM, S. F. **Sistema biotelemétrico passivo utilizando microunidade injetável em tendão para medição de força muscular**. 2003. 98 f. Tese (Doutorado em Ciências) – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Centro Federal de Educação Tecnológica do Paraná, Curitiba, 2003.
- PICHORIM, S. F.; ABATTI, P. J. Design of circular and solenoid coils for maximum mutual inductance. In: **International Symposium Of Biotelemetry** (14. : 1997 : Marburg, Alemanha). Proceedings. Marburg, Alemanha, 1997. p 71-76.
- PICHORIM, S. F.; ABATTI, P. J. A technique to measure the resonance frequency of a remote RLC circuit. In: **International Symposium Of Biotelemetry** (16. : 2001 : Viena, Austria). Proceedings. Viena, Austria, 2001. p 78-81.

PICHORIM, S. F.; ABATTI, P. J. Design of Coils for Millimeter- and Submillimeter-Sized Biotelemetry. **IEEE Transactions on Biomedical Engineering**, v. 51, number 8, p. 1487-1489, August, 2004.

PICHORIM, S. F.; ABATTI, P. J. Biotelemetric Passive Sensor Injected Within Tendon for Strain and Elasticity Measurement. **IEEE Transactions on Biomedical Engineering**, v. 53, number 5, p. 921-925, May, 2006.

PICHORIM, S. F.; OLIVEIRA, R. J. F.; ABATTI, P. J. Development of a telemetric system employing a passive force sensor and a resonance frequency detector with intelligent sweeping. **Sensor & Transducers Magazine**, v. 39, issue 1, p. 121-127, January, 2004. Disponível em: http://www.sensorsportal.com/HTML/DIGEST/P_17.htm. Acesso em: 26/05/2007.

PIRES, P. P. Electronic identification and management of cattle. EMBRAPA In: **First Virtual Global Conference on Organic Beef Cattle Production**, September 02 – October 15, 2004.

ROBERT, M.; SAVARD, J. P. L.; FITZGÉRALD, G.; LAPORTE, P. Satellite Tracking of Barrow's Goldeneyes in Eastern North America: Location of Breeding Areas and Molting Sites. In: **International Symposium Of Biotelemetry** (15. : 1999 : Juneau, Alaska, U.S.A.). Proceedings. Juneau, Alaska, U.S.A., 1999. p 344-352.

SAUERMAN, S.; LANMÜLLER, H. 1 MHz RF Links for two types of Implantable Neurostimulator. In: **International Symposium Of Biotelemetry** (14. : 1997 : Marburg, Alemanha). Proceedings. Marburg, Alemanha., 1997. p 251-255.

SCHNEIDER JR., B. **Sistema de medição de temperatura utilizando um novo método de sensoriamento por circuitos em ponte e uma nova técnica de comunicação por sobreacoplamento magnético, aplicáveis em Biotelemetria**. 1994. 125 f. Dissertação (Mestrado em Ciências) – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Centro Federal de Educação Tecnológica do Paraná, Curitiba, 1994.

SCHNEIDER JR., B. **Estudo teórico-prático de parâmetros técnicos e fisiológicos utilizados em eletrocirurgia, visando a otimização do desenvolvimento e performance de um bisturi eletrônico.** 2004. 231 f. Tese (Doutorado em Ciências) – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Centro Federal de Educação Tecnológica do Paraná, Curitiba, 2004.

SCHOLZ, O.; PARRAMON, J.; MEYER, J. U.; VALDERRAMA, E. The Design of an Implantable Telemetric Device for use in Neural Prostheses. In: **International Symposium Of Biotelemetry** (14. : 1997 : Marburg, Alemanha). Proceedings. Marburg, Alemanha., 1997. p 265-269.

SHAH, M. R.; PHILLIPS, R. P.; NORMANN, R. A. A Study of Printed Spiral Coils for Neuroprosthetic Transcranial Telemetry Applications. **IEEE Transactions on Biomedical Engineering**, v. 45, number 7, p. 867-876, July, 1998.

SMITH, K. C. A.; ALLEY, R. E. Electrical circuits – an introduction. New York: Cambridge University Press, 1992.

SOMPS, C. J.; HINES, J. W. Biotelemetry for the Space Life Sciences. In: **International Symposium Of Biotelemetry** (14. : 1997 : Marburg, Alemanha). Proceedings. Marburg, Alemanha., 1997. p 105-112.

SPIEGEL, M. R. Mathematical Handbook of Formulas and Tables. USA: McGraw Hill Book Co, 1968.

STMICROELECTRONICS GROUP OF COMPANIES. Tsh94 High Speed Low Power Quad Operacional Amplifier (With Standby Position). Data Sheet. Itália, outubro, 2000.

SCOTT, T.R.D.; BHADRA, N.; KILGORE, K.L.; PECKHAM, P.H. The Monitoring of Tendon Tension with an Implantable Intratendon Probe and its use in the Control of Neuroprostheses. **IEEE Transactions on Rehabilitation Engineering**, v. 5, number 2, p. 233-235, June, 1997.

- TAILLADE, M. Wildlife Telemetry and Tracking by Satellite. In: **International Symposium Of Biotelemetry** (14. : 1997 : Marburg, Alemanha). Proceedings. Marburg, Alemanha, 1997. p. 409-414.
- TOMKIEWICZ JR., S. M. GPS Tracking of Wildlife: A Convergence of Technologies. In: **International Symposium Of Biotelemetry** (15. : 1999 : Juneau, Alaska, U.S.A.). Proceedings. Juneau, Alaska, U.S.A., 1999. p 375-379.
- TROYK, P. R.; SCHWAN, M. A. K. Modeling of Weakly-Coupled Inductive Links. In: **International Symposium Of Biotelemetry** (13. : 1995 : Williamsburg, Virginia). Proceedings. Williamsburg, EUA, 1995. p 63-68.
- TROYK, P. R.; SCHWAN, M. A. K. Micromodules for Implanted Telemetry and Stimulation. In: **International Symposium Of Biotelemetry** (13. : 1995 : Williamsburg, Virginia). Proceedings. Williamsburg, EUA, 1995a. p 105-111.
- WANE, S. O.; RUSSOLD, M. F.; TAYLOR, I.; GRAINGER, S.; JARVIS, J.C.; SALMONS, S. A programmable implantable neuromuscular stimulator with novel features. In: **International Symposium Of Biotelemetry** (17. : 2003 : Brisbane, Australia). Proceedings. Brisbane, Australia, 2003.
- WEBSTER, J. C.; NEUMAN, M. R.; CLARK JR., J. W.; OLSON, W. H.; PEURA, R. A.; PRIMIANO JR., F. P.; SIEBAND, M. P.; WHEELER, L. A. Medical Instrumentation – Application and Design. Third Edition. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1998.
- WINTER, Y. Construction of Electronic Hybrid Microcircuits: a 350 mg ECG Transmitter. In: **International Symposium Of Biotelemetry** (14. : 1997 : Marburg, Alemanha). Proceedings. Marburg, Alemanha, 1997. p. 65-70.
- WOAKES, A. J.; BUTLER, P. J.; BEVAN, R. M. Implantable data logging System for Heart rate and Body Temperature: its application to the estimation of field metabolic rates in Antarctic predators. **Medical & Biological Engineering & Computing**, p. 145-151, March, 1995.