



**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ  
CAMPUS CURITIBA**

**GERÊNCIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO**

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E  
INFORMÁTICA INDUSTRIAL - CPGEI**

**MARCOS SANTOS HARA**

**TÉCNICA DE BIOTELEMETRIA PASSIVA COM  
UNIDADE IMPLANTÁVEL COMPOSTA POR APENAS  
UM COMPONENTE**

**TESE DE DOUTORADO**

**CURITIBA  
DEZEMBRO DE 2008**



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

---

**TESE DE DOUTORADO**  
apresentada à UTFPR  
para obtenção do título de

**DOUTOR EM CIÊNCIAS**

por

**MARCOS SANTOS HARA**

---

**TÉCNICA DE BIOTELEMETRIA PASSIVA COM UNIDADE  
IMPLANTÁVEL COMPOSTA POR APENAS UM  
COMPONENTE**

---

Banca Examinadora:

Presidente e Orientador:

PROF. DR. PAULO JOSÉ ABATTI

UTFPR

Examinadores:

PROF. DR. ANTONIO FERNANDO CATELLI INFANTOSI

UFRJ

PROF. DR. FÁBIO IAIONE

UFGD

PROF. DR. JOAQUIM MIGUEL MAIA

UTFPR

PROF. DR. SÉRGIO FRANCISCO PICHORIM

UTFPR

Curitiba, 2008.



**MARCOS SANTOS HARA**

**TÉCNICA DE BIOTELEMETRIA PASSIVA COM UNIDADE IMPLANTÁVEL DE  
APENAS UM COMPONENTE**

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

Orientador: Prof. Dr. Paulo José Abatti

Curitiba

2008

Ficha catalográfica elaborada pela Biblioteca da UTFPR – Campus Curitiba

H254t	<p>Hara, Marcos Santos</p> <p>Técnica de biotelemetria passiva com unidade implantável de apenas um componente / Marcos Santos Hara. – Curitiba : [s.n.], 2008. xvii, 143 p. : il. ; 30 cm</p> <p>Orientador: Paulo José Abatti</p> <p>Tese (Doutorado) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial. Área de Concentração: Engenharia Biomédica, Curitiba, 2008</p> <p>Bibliografia: p. 121-27</p> <p>1. Biotelemetria. 2. Transdutores biomédicos. 3. Implantes passivos. 5. Engenharia biomédica. I. Abatti, Paulo José, orient. II. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial. Área de Concentração Engenharia Biomédica. III. Título.</p> <p>CDD 621.3</p>
-------	--

## AGRADECIMENTOS

Além da empresa na qual trabalhei desde o início desta investida e que muito me apoiou, *Airys*, e em particular seu diretor, Helton Agostinho dos Santos, quero agradecer a todas as pessoas que colaboraram positivamente para que esta jornada fosse bem sucedida e citar algumas delas, como:

Paulo José Abatti, “*o Norte*”, Sérgio Francisco Pichorim, “*a Bússola*”,  
e Bertoldo Schneider Jr., “*o Mapa*”.

Gostaria de registrar minha admiração a estes três educadores, cientistas, amigos.

minha esposa e companheira,  
*Juliane Müller, vielen Dank.*  
Seu amor é essencial.

meus amigos e meus familiares, pelo suporte e compreensão, e  
meus pais, Shigueki e Arlete, de quem aprendi que  
“*Tudo vale a Pena*”.

Sinceramente,  
Marcos.





# SUMÁRIO

AGRADECIMENTOS.....	iii
SUMÁRIO .....	v
LISTA DE FIGURAS.....	vii
LISTA DE TABELAS .....	xi
RESUMO .....	xiii
<i>ABSTRACT</i> .....	xv
<i>ZUSAMMENFASSUNG</i> .....	xvii
1 INTRODUÇÃO.....	1
1.1 A BIOTELEMETRIA E ALGUMAS APLICAÇÕES EM ENGENHARIA BIOMÉDICA .....	1
1.2 OBJETIVO DESTA TRABALHO.....	2
1.3 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO.....	2
2 ESTUDO SOBRE UNIDADES IMPLANTÁVEIS COM FINS BIOTELEMÉTRICOS E INTRODUÇÃO A TRANSDUTORES INDUTIVOS .....	5
2.1 PRELÚDIO.....	5
2.2 ALGUNS ASPECTOS COMUNS EM SISTEMAS BIOTELEMÉTRICOS .....	6
2.3 COMUNICAÇÃO COM UNIDADES IMPLANTÁVEIS.....	8
2.4 ALGUMAS TÉCNICAS DE COMUNICAÇÃO APLICADAS EM BIOTELEMETRIA PASSIVA .....	16
2.5 TRANSDUTORES INDUTIVOS E ALGUMAS APLICAÇÕES EM BIOTELEMETRIA .....	19
2.5.1 Transdutores com Auto-Indutância Modulável.....	21
2.5.2 Transdutores com Indutância Mútua Modulável.....	21
2.5.3 LVDT ( <i>Linear Variable Differential Transformer</i> ).....	23
2.6 RESUMO DO CAPÍTULO.....	25
3 PROPOSTA DE UM SISTEMA DE BIOTELEMETRIA PASSIVA UTILIZANDO SENSOR IMPLANTÁVEL COMPOSTO POR APENAS UM COMPONENTE.....	27
3.1 ANÁLISE DA IMPEDÂNCIA REFLETIDA EM UM ACOPLAMENTO MAGNÉTICO.....	27
3.2 VARIAÇÃO DA FASE DA IMPEDÂNCIA DE UM CIRCUITO RESSONANTE ACOPLADO MAGNETICAMENTE À UNIDADE IMPLANTÁVEL.....	35
3.3 MEDIÇÃO DA INDUTÂNCIA DO TRANSDUTOR.....	40
3.4 AVALIAÇÃO DAS EQUAÇÕES DESENVOLVIDAS .....	43
4 ESPECIFICAÇÃO PRÁTICA DO SISTEMA .....	47
4.1 RESULTADOS PRÁTICOS PRELIMINARES .....	47
4.1.1 Determinação Preliminar de $L_T$ .....	51
4.2 CONFIGURAÇÃO DESEJADA PARA O SISTEMA BIOTELEMÉTRICO .....	54
4.3 ESPECIFICAÇÃO DOS COMPONENTES PARA IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA .....	55
4.3.1 Configuração da Bobina de Leitura .....	57
4.3.2 Configuração da Bobina da Unidade Sensora .....	60
4.3.3 Transdutor Proposto: Indutor Formado por Dois Enrolamentos em Série.....	63
4.3.4 Determinação das Freqüências de Leitura .....	67
4.3.5 Adequação das Características da Bobina de Leitura em Função do Transdutor.....	67
4.3.6 Validação dos Componentes Especificados .....	71
4.4 ASPECTOS PRÁTICOS SOBRE A BOBINA DE LEITURA E ALGUMAS IMPLICAÇÕES .....	73
4.4.1 Tentativa de Equacionar $\varnothing_{zin}$ Considerando $C_{pL1}$ .....	77
4.4.2 Transformação de Modelo da Bobina de Leitura .....	79
4.4.3 Estudo Preliminar da Variação da Bobina de Leitura com a Temperatura .....	82
4.5 CARACTERIZAÇÃO DO TRANSDUTOR.....	83
4.5.1 Influência da Distância no Acoplamento Entre a Unidade de Leitura e a Unidade Sensora.....	86
4.5.2 Influência da Bobina de Leitura Sobre a Auto-Indutância do Transdutor.....	87
4.5.3 Curva de Resposta do Transdutor.....	89
4.6 APRESENTAÇÃO DO SISTEMA DE BIOTELEMETRIA PASSIVA UTILIZANDO SENSOR IMPLANTÁVEL COMPOSTO POR APENAS UM COMPONENTE .....	91

5	EXPERIMENTOS REALIZADOS E RESULTADOS OBTIDOS .....	93
5.1	VALIDAÇÃO DA TÉCNICA PROPOSTA .....	93
5.2	CONFIGURAÇÃO DO PROTÓTIPO CONSTRUÍDO .....	93
5.3	VERIFICAÇÃO DO ALCANCE, DA LINEARIDADE, DA SENSIBILIDADE E DA EXATIDÃO DA TÉCNICA PROPOSTA .....	94
5.4	VERIFICAÇÃO DA REPETIBILIDADE DE MEDIÇÕES .....	101
5.5	APLICAÇÃO ILUSTRATIVA DA TÉCNICA PROPOSTA PARA MEDIÇÃO REMOTA DE PRESSÃO .....	105
5.5.1	Construção do Sensor de Pressão Composto por Apenas Um Componente .....	106
5.5.2	Caracterização do Sensor de Pressão .....	107
5.5.3	Medição Remota de Pressão .....	110
5.6	COMPROVAÇÃO DA VIABILIDADE DA TÉCNICA PROPOSTA .....	113
6	ANÁLISE DOS RESULTADOS OBTIDOS E PROPOSTAS PARA NOVOS TRABALHOS .....	115
6.1	ANÁLISE DOS RESULTADOS OBTIDOS .....	115
6.2	PROPOSTA PARA NOVOS TRABALHOS .....	118
6.3	CONCLUSÕES GERAIS .....	119
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	121
	APÊNDICE 1 - DEDUÇÃO DA FASE DA IMPEDÂNCIA DE ENTRADA DO SISTEMA DE MEDIÇÃO PROPOSTO .....	129
	APÊNDICE 2 - RESOLUÇÃO DO SISTEMA DE EQUAÇÕES PARA DETERMINAÇÃO DE $L_T$ E DO COEFICIENTE DE ACOPLAMENTO .....	131
	APÊNDICE 3 - MÉTODO PARA RESOLUÇÃO DE EQUAÇÃO CÚBICA .....	135
	APÊNDICE 4 - DESENVOLVIMENTO DA EQUAÇÃO DE $\theta_{ZIN}$ CONSIDERANDO $C_{pLJ}$ .....	137
	APÊNDICE 5 - RESULTADOS DO EXPERIMENTO DE VERIFICAÇÃO DO ALCANCE, LINEARIDADE E RESOLUÇÃO DO SISTEMA PROPOSTO .....	141
	APÊNDICE 6 - RESULTADOS DO EXPERIMENTO DE VERIFICAÇÃO DA REPETIBILIDADE DO SISTEMA PROPOSTO .....	143

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Uma representação genérica dos componentes de um sistema biotelemétrico.....	6
Figura 2: Espectro de frequências evidenciando as faixas onde são usados acoplamentos magnéticos ou eletromagnéticos em sistemas de RFID (adaptado de Dobkin, 2008).....	12
Figura 3: Representação de indutores acoplados magneticamente. ....	13
Figura 4: Parte do fluxo magnético gerado pela passagem de corrente em uma espira percorrendo uma segunda espira acoplada magneticamente (adaptado de Küpfmüller, Mathis e Reibiger, 2006). ....	14
Figura 5: Modelo T de transformadores.....	16
Figura 6: Ligação em série (a) e contra-série (b) de bobinas acopladas magneticamente (adaptado de Hagmann, 2008). .....	22
Figura 7: Construção esquemática de transdutores indutivos do tipo LVDT (adaptado de Geddes e Baker, 1989)...	24
Figura 8: Representação de um indutor acoplado magneticamente a outro circuito. ....	27
Figura 9: Comportamento da variação da componente reativa da impedância refletida em um indutor acoplamento magneticamente a outro em curto-circuito.....	31
Figura 10: Variação relativa da indutância $L_1$ em função da impedância refletida. Máxima variação igual a 1 %, independente dos valores de $R_2$ e $L_2$ . Valores utilizados na simulação: $k = 0,1, f = 500$ kHz e $R_2 = 10 \Omega$ . 32	
Figura 11: Comportamento da variação da componente resistiva da impedância refletida em um indutor acoplado magneticamente a outro em curto-circuito.....	33
Figura 12: Componente resistiva da impedância refletida. Máximo independente do valor de $L_1$ sempre que $X_{L_2}$ é igual a $R_2$ . Valores utilizados: $k=0,1, f = 500$ kHz, $R_2 = 10 \Omega$ . Observação: para $L_2 = 3,2 \mu\text{H}$ , $X_{L_2} = 10 \Omega$ (igual a $R_2$ ). ....	34
Figura 13: Circuito RLC série. ....	35
Figura 14: Evolução do $ Z_{in} $ de um circuito RLC série com o aumento da frequência. ....	37
Figura 15: Evolução da $\varnothing_{Z_{in}}$ de um circuito RLC série com o aumento da frequência. ....	38
Figura 16: Circuito RLC série com indutor acoplado magneticamente a outro (a); circuito equivalente aplicando-se o modelo T de transformadores (b). Neste modelo é apresentado $R_T$ como resistência intrínseca de $L_T$ .....	39
Figura 17: Variação da fase da impedância de entrada do circuito ressonante de leitura de acordo com o valor da indutância do transdutor – ver equação (42). ....	44
Figura 18: Modulação do fator de qualidade do circuito ressonante em função da resistência do transdutor, evidenciando uma maximização na variação da fase de entrada e, conseqüentemente, na sensibilidade do sistema. ....	45
Figura 19: Comparativo entre a sensibilidade simulada e a teórica para variação de $\varnothing_{Z_{in}}$ , evidenciando a relação ideal entre $R_T$ e $X_{L_T}$ . ....	46
Figura 20: Ilustração do arranjo montado para o experimento visando comprovar a variação da fase da impedância de entrada do circuito de leitura de acordo com a alteração do valor da indutância do transdutor.....	47
Figura 21: Ilustração da bobina utilizada como $L_T$ , possibilitando a variação da indutância através da seleção do número de espiras com um resistor. ....	48

Figura 22: Distorção na verificação experimental da variação da fase da impedância de entrada do circuito ressonante de leitura de acordo com o valor da indutância do transdutor. ....	50
Figura 23: Verificação experimental da variação da fase da impedância de entrada do circuito ressonante de leitura de acordo com o valor da indutância do transdutor. ....	51
Figura 24: Relação entre os valores de referência de $L_T$ e os resultados obtidos com o uso da técnica proposta. ....	53
Figura 25: Relação entre os valores de referência de $k$ e os valores medidos com o uso da técnica proposta. ....	54
Figura 26: Representação ilustrativa dos princípios de transdução envolvidos na técnica proposta. ....	55
Figura 27: Circuito equivalente de indutores reais. ....	58
Figura 28: Formas de bobina avaliadas para bobina de leitura (a) bobina tipo anel. (b) bobina tipo solenóide. ....	59
Figura 29: Formas de bobina tipo anel (a), solenóide (b) e panqueca (c) avaliadas para uso como bobina da unidade sensora. ....	60
Figura 30: Forma de bobina tipo panqueca. Linhas tracejadas não representam valores teóricos, mas servem apenas para facilitar a visualização. ....	62
Figura 31: Ilustração do transdutor proposto, formado por dois enrolamentos em série, e da bobina de leitura. ....	63
Figura 32: Variação da indutância e da resistência total da bobina $L_T$ composta por dois enrolamentos planares em função do afastamento entre eles. ....	65
Figura 33: Variação do coeficiente de acoplamento para associações em série e contra-série dos enrolamentos de $L_T$ afastados por 0,75 mm. ....	66
Figura 34: Bobina solenóide com núcleo de ferrite. ....	69
Figura 35: Avaliação de diferentes solenóides para sua utilização como bobina de leitura. ....	70
Figura 36: Banco de capacitores associados em paralelo utilizado como $C_T$ . ....	71
Figura 37: Circuito de leitura utilizado para validação dos componentes especificados. ....	72
Figura 38: Circuito equivalente a um LC série considerando efeitos parasitas de $L_T$ . ....	73
Figura 39: Variação da fase da impedância de entrada de um circuito LC série comparando os valores experimentais e os teóricos considerando ou não os efeitos parasitas em $L_T$ . ....	76
Figura 40: Circuito RLC série com indutor acoplado magneticamente a outro, considerando o modelo completo de $L_T$ (a); circuito equivalente aplicando-se o modelo T de transformadores (b). Neste modelo é apresentado $R_T$ como resistência intrínseca de $L_T$ . ....	78
Figura 41: Transformação do modelo completo para o modelo equivalente da bobina de leitura. ....	79
Figura 42: Comparação das curvas teóricas da fase do sistema proposto considerando o modelo completo e o equivalente da bobina de leitura, praticamente sobrepostas. ....	80
Figura 43: Diferenças entre as curvas teóricas da fase do sistema proposto considerando o modelo completo e o equivalente da bobina de leitura. ....	81
Figura 44: Variação ilustrativa de algumas características da bobina de leitura com a temperatura – $L_T$ medido em 5 kHz e $R_{L,T}$ medido em 39,3 kHz. ....	82

Figura 45: Comportamento da indutância própria do transdutor (a) e do coeficiente de acoplamento resultante (b) em relação a variações na distância entre ele e a bobina de leitura, considerando diferentes valores para o afastamento entre seus enrolamentos – linhas tracejadas representam tendências e os valores para $d$ igual a 1.000 mm representam medidas com a ausência de $L_I$ .....	84
Figura 46: Comportamento da indutância própria do transdutor (a) em relação ao afastamento entre seus enrolamentos e diferentes distâncias de acoplamento e (b) a razão entre os valores de $L_T$ com e sem a presença de $L_I$ para diferentes afastamentos – a linha tracejada representa a média dos valores.....	85
Figura 47: Comparação entre a média dos valores experimentais de $k$ e de sua equação empírica.....	87
Figura 48: Caracterização da influência da proximidade de $L_I$ sobre o valor de $L_T$ .....	89
Figura 49: Curva de resposta do transdutor $L_T$ em função do afastamento entre seus enrolamentos.....	90
Figura 50: Configuração do protótipo construído para medições: 1) Suporte para enrolamento móvel de $L_I$ ; 2) Suporte para enrolamento fixo de $L_I$ ; 3) Bobina de leitura; 4) Encosto móvel do paquímetro; 5) Encosto fixo do paquímetro; 6) Parafuso de ajuste do afastamento entre enrolamentos de $L_I$ ; 7) Base fixa de $L_I$ ; 8) Base móvel de $L_I$ para ajuste da distância de acoplamento; 9) Escala de medição de $a$ ; 10) Escala de medição de $d$ .....	94
Figura 51: Valores de $\mathcal{O}_{Z_{in}}$ medidos no experimento para verificação do alcance, linearidade, sensibilidade e exatidão do sistema de medição proposto.....	96
Figura 52: Valores medidos (a) e erros relativos (b) de $L_T$ no experimento para verificação do alcance, linearidade, sensibilidade e exatidão do sistema de medição proposto.....	98
Figura 53: Valores medidos (a) e erros relativos (b) de $k$ no experimento para verificação do alcance, linearidade, sensibilidade e exatidão do sistema de medição proposto.....	99
Figura 54: Valores medidos (a) e erros relativos (b) de $a$ no experimento para verificação do alcance, linearidade, sensibilidade e exatidão do sistema de medição proposto.....	100
Figura 55: Valores medidos (a) e erros relativos (b) de $L_T$ no experimento para verificação da repetibilidade do sistema de medição proposto.....	102
Figura 56: Valores medidos (a) e erros relativos (b) de $k$ no experimento para verificação da repetibilidade do sistema de medição proposto.....	103
Figura 57: Valores medidos (a) e erros relativos (b) de $a$ no experimento para verificação da repetibilidade do sistema de medição proposto.....	104
Figura 58: Montagem do sensor utilizado para medição de pressão com a técnica proposta: a) base acrílica em forma de copo; b) enrolamento fixo colado ao fundo da base; c) enrolamento móvel afastado do fixo por espuma; d) sensor selado com membrana látex.....	107
Figura 59: Montagem para determinação dos parâmetros elétricos do sensor: a) medidor de referência de pressão; b) analisador de impedância; c) seringa de ajuste de pressão; d) seringa onde o sensor estava inserido; e) pinça para estabilização de pressão; f) sensor de pressão proposto dentro da seringa.....	108
Figura 60: Curva característica do sensor de pressão proposto.....	109
Figura 61: Montagem para medição de pressão: a) sensor de pressão no interior da seringa; b) bobina de leitura...	110
Figura 62: Valores medidos (a) e erros relativos (b) de pressão utilizando a técnica de medição proposta.....	112
Figura 63: Comparação entre resultados de $L_T$ medidos com a técnica proposta e com o analisador de impedância.....	113

Figura 64: Modelo equivalente de um circuito RLC com um segundo indutor acoplado magneticamente, considerando-se a resistência interna  $R_T$  deste segundo (Reapresentação para o apêndice 1)..... 129

Figura 65: Circuito RLC série com indutor acoplado magneticamente a outro, considerando o modelo completo de  $L_1$  (a); circuito equivalente aplicando-se o modelo T de transformadores (b). Neste modelo é apresentado  $R_T$  como resistência intrínseca de  $L_T$  (reapresentação para o apêndice 4)..... 137

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Comparativo de algumas características de transdutores indutivos aplicados à monitoração de deslocamentos (adaptado de Bronzino, 2000).....	20
Tabela 2: Valores de indutância de $L_T$ utilizado para verificação experimental da técnica proposta, onde $N$ corresponde ao número de espiras da bobina. ....	48
Tabela 3: Valores medidos para determinação do coeficiente de acoplamento.....	49
Tabela 4: Ângulos da fase da impedância de entrada do circuito de leitura, em graus, medidos em diferentes frequências e com diferentes valores de $L_T$ . ....	52
Tabela 5: Valores de $L_T$ medidos com o uso da técnica proposta.....	52
Tabela 6: Valores de $k$ medidos com o uso da técnica proposta. ....	53
Tabela 7: Comparativo de algumas formas possíveis para $L_T$ – avaliação do produto $f_0 L_T$ . ....	59
Tabela 8: Comparativo de algumas formas possíveis para $L_T$ – avaliação de $k$ . ....	61
Tabela 9: Características dos enrolamentos planares que compõem $L_T$ (ver Figura 29). ....	64
Tabela 10: Características construtivas e elétricas de solenóides com núcleos de ferrite. ....	69
Tabela 11: Valores de $k$ entre possíveis bobinas de leitura e transdutor proposto. ....	69
Tabela 12: Ângulos de fase de $Z_m$ medidos para validação dos componentes especificados. ....	72
Tabela 13: Valores dos componentes para verificação de $f_0$ sem considerar efeitos parasitas. ....	73
Tabela 14: Valores dos componentes para verificação de $f_0$ considerando efeitos parasitas. ....	74
Tabela 15: Valores dos componentes do sistema – verificação do alcance, linearidade, sensibilidade e exatidão. ....	95
Tabela 16: Alguns valores de $L_T$ e $k$ medidos – verificação do alcance, linearidade, sensibilidade e exatidão. ....	97
Tabela 17: Alguns valores de $a$ medidos – verificação do alcance, linearidade, sensibilidade e exatidão. ....	97
Tabela 18: Valores dos componentes do sistema – verificação da repetibilidade. ....	101
Tabela 19: Valores de indutância e resistência do sensor de pressão proposto. ....	109
Tabela 20: Valores dos componentes do circuito de leitura – medição de pressão. ....	111
Tabela 21: Valores medidos – verificação de pressão medida. ....	111
Tabela 22: Valores médios dos erros relativos obtidos na medição de $L_T$ e $k$ . ....	116
Tabela 23: Valores médios dos erros relativos obtidos na medição de $a$ . ....	116
Tabela 24: Desvio padrão obtido na verificação de repetibilidade. ....	117
Tabela 25: Valores medidos e resultados do experimento para verificação do alcance, linearidade, sensibilidade e exatidão. ....	141
Tabela 26: Valores medidos e resultados do experimento para verificação da repetibilidade. ....	143





## RESUMO

Para realizar medições de parâmetros fisiológicos que precisem ser determinados de maneira invasiva, técnicas de biotelemetria envolvendo unidades sensoras implantáveis passivas mostram-se bastante úteis, pois permitem sua monitoração por longos períodos. Neste trabalho é apresentado o desenvolvimento de uma nova técnica de biotelemetria que concentra qualidades desejáveis neste tipo de monitoração, tais como ausência de baterias e número mínimo de componentes eletrônicos na unidade sensora, que é formada apenas pelo próprio transdutor indutivo. Tanto a modelagem teórica do sistema quanto a especificação prática de seus componentes para realização de experimentos para sua validação são apresentadas e discutidas, resultando em um conjunto de condições a serem respeitadas e em um método de 15 passos para realização de medições. A fase da impedância de um circuito ressonante de leitura acoplado magneticamente à unidade sensora é utilizada para determinar o parâmetro de interesse. Modelos matemáticos do comportamento do circuito são apresentados detalhadamente, considerando diferentes aspectos existentes em aplicações práticas, tais como capacitâncias parasitas em bobinas e variações de indutância devidas à distância de acoplamento entre a unidade de leitura e o transdutor. A especificação de diferentes condições de contorno, necessárias para obtenção de modelos matemáticos aplicáveis, é também apresentada neste trabalho. Os resultados obtidos, tanto teóricos como experimentais, apontam para a viabilidade da proposta, e erros relativos menores do que 5 % foram obtidos na medição de indutâncias remotas com distâncias de acoplamento de até 10 mm. Além de sugestões para a continuidade do desenvolvimento da pesquisa, objetivando uma aplicação envolvendo uma unidade sensora de pequenas dimensões, neste trabalho é ainda apresentado o desenvolvimento de um sensor para medição remota de pressão, sendo que neste caso os resultados obtidos mostraram erros menores que 15 %. Os resultados obtidos neste trabalho mostram que unidades sensoras para fins biotelemétricos podem ser obtidas com construções simples compostas por apenas por um componente, oferecendo assim uma nova alternativa para monitoração de diferentes parâmetros fisiológicos.



## ***ABSTRACT***

### **PASSIVE BIOTELEMETRY TECHNIQUE WITH IMPLANTABLE UNIT COMPOSED BY A SINGLE COMPONENT**

Biotelemetry techniques with passive implantable sensing units are very useful to monitor physiological parameters that must be invasively measured, once they are able to remain inside the observed patient for long periods. This work describes the development of a new biotelemetry technique, which offers desirable characteristics in this kind of application, such as batteryless sensing unit and a minimal number of electronic components on it: only an inductive transducer itself. Besides theoretical modelling, also practical specifications of components for the validation of the system are presented and discussed, resulting in a set of conditions that must be fulfilled and in a 15 step method to perform measurements. Impedance phase measurements of a resonant reading circuit, which is magnetically coupled to the sensor unit, are used to obtain the value of the target parameter. Mathematical models of circuit behaviour are presented in details, considering different aspects of practical applications, like parasitic capacitances in coils or inductance changes due to the variation of the distance between the reading unit and the sensor. Also the definition of different boundary values to the mathematical models is presented in this work. Theoretical and experimental results point to the viability of the suggested technique, and remote inductances could be measured with more than 95 % accuracy, when separated by 10 mm from the reading unit. Apart from suggestions for further developments with focus on the application of the presented technique with a small dimensions sensing unit, this work also describes the development of an inductive sensor to monitor pressure remotely and the obtained experimental results, with measurement errors below 15 %. Results from this work indicate that sensor units for biotelemetry applications can be build in a simple way, made of a single component, offering thus a new alternative to monitor different physiological parameters.

#### **KEYWORDS**

Biotelemetry; Passive Implants; Inductive Transducer; Mutual Inductance; Pressure



## **ZUSAMMENFASSUNG**

### **TECHNIK FÜR PASSIVE BIOTELEMETRIE MIT IMPLANTIERBAREN SENSOR AUS EINEM EINZIGEN BAUTEIL**

Biotelemetrische Techniken, die mit implantierbaren Sensoren arbeiten, sind nützlich bei der invasiven Evaluierung von physiologischen Parametern, da der zu beobachtende Patient für längere Zeit die Implantate in sich behalten kann. Die Entwicklung einer neuen Technik für Biotelemetrie wird in dieser Arbeit dargestellt. Diese Technik erfüllt einige der gewünschten Bedingungen für diese Art von Anwendung und ermöglicht die Nutzung eines Sensors ohne Batterien, gebaut aus einem einzigen elektronischen Element, welches der induktive Transduktor selber ist. Neben der theoretischen Modellierung, werden auch praktischen Angaben bezüglich der Komponenten für die Evaluierung der vorgeschlagenen Technik präsentiert und diskutiert. Daraus wird eine Gruppe von Bedingungen, die beachtet werden müssen, als auch eine aus 15 Schritten bestehende Methode für die Durchführung einer Messung abgeleitet. Es werden Phasenwinkelwerte von der Impedanz eines externen zu dem Sensor magnetisch gekoppelten Schaltkreis verwendet, um die gewünschten Parameter zu messen. Es werden ausführliche Mathematische Modelle zum Verhalten des Schaltkreises präsentiert. Dabei werden unterschiedliche Aspekte von praktischen Anwendungen, wie zum Beispiel parasitäre Kapazitäten innerhalb von Spulen und Induktanzänderungen aufgrund des Kupplungsabstandes zwischen der Leseinheit und den Transduktor, betrachtet. Die Bestimmung verschiedener Randbedingungen, notwendig für den Erhalt anwendbare mathematische Modelle, werden in dieser Arbeit ebenfalls präsentiert. Sowohl theoretische als auch praktische Ergebnisse deuten auf die Funktionstüchtigkeit der Technik hin, und Induktivitäten, die sich 10 mm von der Leseinheit entfernt befanden, konnten mit mehr als 95 % Genauigkeit gemessen werden. Die Arbeit enthält einige Vorschläge für die Entwicklung neuer Anwendungen mit der hier vorgestellten Technik, mit Hinsicht auf Sensoren mit kleinen Dimensionen. Die Entwicklung eines induktiven Sensors, welcher für die ferne Messung von Druck geeignet ist, wird in der Arbeit dargestellt. Mit dem Sensor wurden Messfehler von weniger als 15 % bei der Messung von Luftdruck erreicht. Die mit dieser Arbeit gewonnenen Erkenntnisse deuten auf eine Möglichkeit der Nutzung einfacher Sensoren, bestehend aus nur einem Baustein, in der Biotelemetrie. Hiermit wird eine neue Alternative für die Messung unterschiedlicher physiologischer Parameter vorgestellt.

#### **SCHLÜSSELWÖRTER**

Biotelemetrie; Passive Implantate; Induktiver Transduktor; Gegeninduktivität; Druck



## CAPÍTULO 1

### INTRODUÇÃO

#### 1.1 A BIOTELEMETRIA E ALGUMAS APLICAÇÕES EM ENGENHARIA BIOMÉDICA

Dentre as evidências mais antigas relacionadas à prática da medicina estão crânios com aberturas realizadas intencionalmente com o uso de ferramentas específicas. Estes são exemplos de cirurgias efetuadas para aliviar o sofrimento de enfermos, visando talvez a liberação de maus espíritos que estariam infestando os indivíduos. Casos como estes foram encontrados tanto na Europa, como na Ásia e na América do Sul e, por mais primitivas que fossem as condições de sua realização, alguns pacientes sobreviveram, como fica evidente pelos cantos arredondados do osso ao redor dos buracos abertos, evidenciando o crescimento do osso após o procedimento [Bronzino, 1986]. Quando analisados os procedimentos clínicos realizados anteriormente ao início do século XX, nota-se que estes se concentram basicamente em ações voltadas a fins terapêuticos, normalmente relacionados a ferimentos ou fraturas. O surgimento do conceito de agentes patológicos como responsáveis por infecções, introduzido por Louis Pasteur no século XIX, o estudo profundo sobre os efeitos da penicilina por Alexander Fleming e também seu emprego como antibiótico proposto por Howard Walter Florey e Ernst Boris Chain em 1939 [Simmons, 2002], possibilitou o aumento do número de intervenções em pacientes, pois o uso de tal medicamento associado a outros, como a sulfanilamida, reduziu drasticamente a taxa de óbitos devidos a infecções contraídas em decorrência de procedimentos clínicos. Associado a este fato, o nascimento e posterior fortalecimento da engenharia biomédica, que pode ser definida como sendo a aplicação dos princípios de engenharia, matemática e física a problemas da biologia e medicina [Profio, 1993], gerou diversos avanços tecnológicos que transformaram o conceito de medicina do início do século XX, quando os médicos pouco tinham a oferecer com seus recursos tecnológicos, limitados a alguns instrumentos cirúrgicos e uma quantidade relativamente pequena de medicamentos.

Uma das áreas que compõem a engenharia biomédica é a biotelemetria, que tem gerado soluções para monitoração remota de parâmetros de interesse clínico de seres vivos. Quando grandezas fisiológicas internas precisam ser avaliadas com o uso de unidades implantáveis, o cumprimento de algumas condições impostas pelas características de cada aplicação faz-se

necessário. Ao longo das últimas décadas, estudos neste sentido vêm sendo apresentados, resultando técnicas e aplicações envolvendo diferentes tipos de transdutores. A melhoria do acoplamento magnético entre as unidades de leitura e as unidades sensoras é bastante estudada, pois grande parte das aplicações propostas emprega bobinas acopladas tanto para a alimentação como para comunicação nos circuitos implementados.

A diversidade de aplicações de biotelemetria envolvendo unidades implantáveis é bastante grande, como, por exemplo, na monitoração de pressões e temperaturas intracorpóreas, na avaliação de forças e deslocamentos a que músculos e tendões são submetidos, no controle de dispositivos para terapia de doenças, e diversas outras. Muitas destas aplicações, porém, fazem uso de técnicas de comunicação similares entre si, que podem ser agrupadas de acordo com as características e as necessidades de cada aplicação.

## 1.2 OBJETIVO DESTE TRABALHO

Este trabalho visa apresentar o desenvolvimento de uma nova técnica de medição remota que possibilite o uso de sensores indutivos implantáveis compostos por apenas um componente em aplicações biomédicas. O intuito de tal proposta é que o uso desta técnica viabilize aplicações na área de biotelemetria, pois ela permite a construção de unidades sensoras bastante simples e com dimensões que podem ser bastante reduzidas.

## 1.3 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO

Conceitos gerais sobre biotelemetria e sobre comunicação com unidades sensoras remotas são apresentados no capítulo 2, focando especialmente sensores passivos, que não possuem fonte própria de energia. Neste capítulo são também expostos alguns conceitos relativos a transdutores indutivos, tais como sua classificação e exemplos de sua utilização em aplicações biomédicas.

A modelagem teórica da técnica que visa possibilitar a utilização de unidades sensoras aplicáveis em biotelemetria compostas por apenas um componente é detalhada no capítulo 3. Conceitos básicos de análise de circuitos são utilizados e o equacionamento da proposta é



apresentado, evidenciando a possibilidade da determinação da condição do transdutor a partir de medições de ângulos de fase de impedância de um circuito de leitura, desde que alguns requisitos necessários para garantir sensibilidade de leitura sejam respeitados.

No capítulo 4 são apresentados aspectos práticos relevantes para implementação de sistemas de medição utilizando a técnica proposta. Através de análises teóricas e empíricas é apresentado o desenvolvimento que resulta em um conjunto de componentes capazes de satisfazer as condições impostas. O procedimento para realizar medições práticas também é apresentado.

Os experimentos realizados para comprovação da viabilidade da técnica proposta são apresentados no capítulo 5. Tais experimentos buscam reunir dados suficientes para avaliação da linearidade, do alcance, da sensibilidade e da repetibilidade dos resultados obtidos. São apresentados experimentos realizados com o transdutor em si e também com um sensor de pressão construído para ilustrar a aplicabilidade deste tipo de sistema em aplicações biomédicas.

Resultados obtidos neste trabalho, bem como propostas para desenvolvimentos futuros são sumarizados e brevemente discutidos no último capítulo. Nele é destacada especialmente a simplicidade da unidade sensora, encorajando novas aplicações no campo da biotelemetria.



## CAPÍTULO 2

### ESTUDO SOBRE UNIDADES IMPLANTÁVEIS COM FINS BIOTELEMÉTRICOS E INTRODUÇÃO A TRANSDUTORES INDUTIVOS

#### 2.1 PRELÚDIO

Uma atribuição da engenharia biomédica é tentar explicar o funcionamento dos sistemas biológicos como um conjunto de sistemas modelados interagindo constantemente. Estes sistemas podem ser mecânicos, elétricos, químicos, térmicos, hidráulicos ou ainda de outra natureza, e a monitoração de suas características pode auxiliar tanto no diagnóstico como na terapia de doenças, indicando as melhores possibilidades de tratamento.

Devido à sua complexidade, a engenharia biomédica é dividida em diversas áreas, das quais uma é a instrumentação biomédica, dedicada entre outras coisas a monitorar ou medir eventos fisiológicos. A partir dos parâmetros monitorados, que certamente variam com o tempo e com as características de cada indivíduo, o estado do paciente em observação pode ser localizado dentro de distribuições estatísticas e classificado como normal ou não [Webster, 1998]. Registros de parâmetros fisiológicos não têm, entretanto, apenas a função de diagnosticar. Eles podem também ser utilizados como sinais de controle. Sinais de eletromiografia (EMG) podem ser, por exemplo, utilizados para controlar próteses mecânicas de membros amputados [Cobbold, 1974]. Os registros podem ainda servir apenas como subsídios para uma compreensão mais profunda sobre o funcionamento dos sistemas biológicos, possibilitando novos desenvolvimentos.

Em casos onde os parâmetros precisam ser monitorados remotamente, como sinais vitais de animais em sua vida selvagem, a transmissão dos dados de uma unidade de medição junto ao paciente, ou até mesmo internamente a este, para uma unidade remota é necessária. A biotelemetria pode ser definida justamente como a área da engenharia biomédica que desenvolve as técnicas necessárias para que esta comunicação seja possível [Mackay, 1993]. Seu campo de atuação é bastante vasto, e inclui atividades como a monitoração de movimentos migratórios de aves ou a monitoração da folga de próteses implantadas de quadril [Puers *et al.*, 1999].

## 2.2 ALGUNS ASPECTOS COMUNS EM SISTEMAS BIOTELEMÉTRICOS

Embora não possa ser encontrada uma definição única para os componentes de um sistema de biotelemetria [Cromwell, Weibell e Pfeiffer, 1980; Jeutter, 1983; Mackay, 1993], pode-se representá-lo de maneira genérica conforme exposto na Figura 1. Basicamente, sistemas como este são compostos por dois grandes blocos, podendo o primeiro ser denominado como “unidade de leitura”, e o segundo como “unidade sensora”. A unidade sensora é normalmente posicionada junto ao indivíduo que se deseja analisar, podendo ser até mesmo em seu interior, e a unidade de leitura pode ficar poucos milímetros, em situações envolvendo unidades implantáveis subcutâneas, ou até mesmo quilômetros afastada da sensora, em situações como monitoração de parâmetros fisiológicos de animais selvagens. Como fica evidente, as características de cada um destes blocos pode variar de acordo com cada aplicação específica. Entretanto, em se tratando de sistemas de telemetria, é necessário que informações transmitidas pela unidade sensora sejam recebidas pela unidade de leitura.

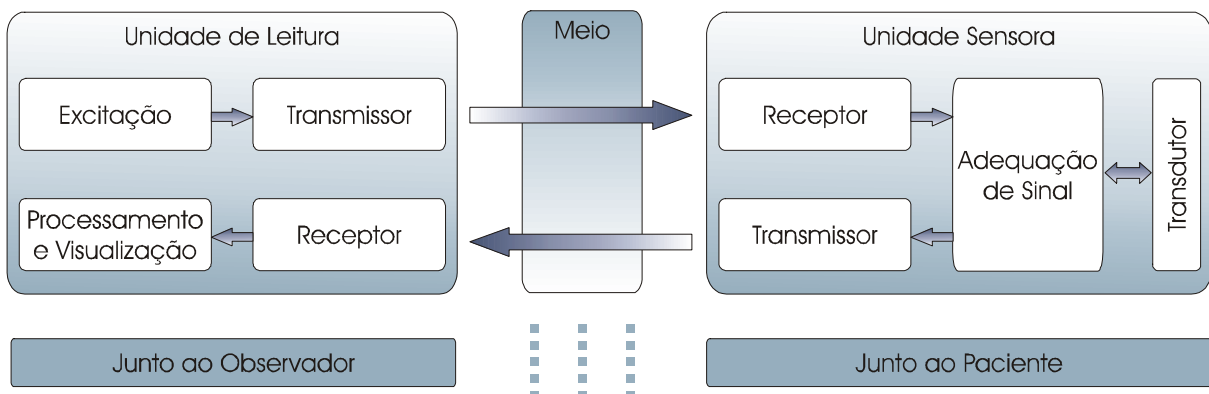


Figura 1: Uma representação genérica dos componentes de um sistema biotelemétrico.

O transmissor e o bloco de excitação podem não existir em sistemas que operem somente com a recepção de sinais provenientes da unidade sensora dita ativa que, por possuir bateria ou outra fonte de energia própria, como células solares, pode transmitir o sinal à unidade de leitura independente de outros fatores. Estes blocos podem, mesmo em um sistema que utilize uma unidade sensora ativa, ser responsáveis pelo envio de sinais de controle a estas, de maneira a otimizar o uso da energia disponível [Pichorim & Abatti, 1995; Schnakenberg *et al.*, 2004] ou seleccionar a informação que se deseja obter [Oberle, 2003]. Eles podem também ser responsáveis pelo envio de energia para alimentação do circuito de unidades sensoras ditas passivas, que não possuam fonte de energia própria [Abatti, Schneider Jr. & Hara, 1998]. E podem, ainda, ser

responsáveis por ambas as tarefas, tanto alimentando as unidades sensoras como enviando sinais de controle a estas.

Comumente, em aplicações voltadas à biotelemetria há o processamento do sinal recebido na unidade de leitura. Este processamento pode ocorrer de diferentes formas, já que o parâmetro a ser monitorado modula o sinal transmitido pela unidade sensora de acordo com a técnica utilizada. Os transdutores, responsáveis pela transformação do parâmetro fisiológico a ser medido em uma grandeza elétrica, geralmente possuem comportamento indutivo, capacitivo ou resistivo. Porém, a utilização de biosensores tem aparecido com frequência em diversos desenvolvimentos [Hall, 1991; George, Parak & Gaub, 2000]. Tais biosensores caracterizam-se basicamente por serem compostos por materiais biológicos ou interagir com o organismo aos quais são expostos, através de membranas seletivas, alterando suas características de acordo com a concentração das substâncias que se deseja medir [Lambrechts e Sansen, 1992]. Biosensores podem assumir o lugar de transdutores e geralmente são utilizados em conjunto com microcontroladores na unidade sensora.

O meio de comunicação entre as duas unidades também varia de acordo com cada aplicação. Em casos onde o comportamento de parâmetros de peixes é analisado, por exemplo, tem-se a água como meio. Já onde aves são os indivíduos analisados, o ar deve ser considerado [Mackay, 1993]. Em casos de monitoração de parâmetros fisiológicos de astronautas, por exemplo, o sinal transmitido para a unidade remota viaja pelo vácuo [Somps & Hines, 1998]. Ainda, em situações onde unidades sensoras implantáveis se comuniquem com unidades de leitura junto ao corpo do indivíduo, o próprio corpo serve como meio de comunicação. Além disto, como se pode claramente supor a partir das afirmações anteriores, a distância entre as duas unidades também varia brutalmente entre diferentes aplicações. Este conjunto da natureza do meio e da distância que os sinais devem percorrer entre as duas unidades é determinante para a caracterização de diferentes aplicações.

Muitas vezes a identificação dos blocos apresentados em sistemas de biotelemetria torna-se difícil. Sistemas mais complexos, por vezes empregando circuitos integrados na unidade sensora, apresentam blocos individuais mais facilmente destacáveis. Em sistemas mais simples, especialmente onde unidades implantáveis passivas compostas apenas por componentes lineares são utilizadas, esta identificação pode não ser tão óbvia. A proposta de sistema apresentada neste

trabalho, por exemplo, prevê o emprego do próprio transdutor também como receptor e transmissor da unidade sensora, como será descrito posteriormente.

### 2.3 COMUNICAÇÃO COM UNIDADES IMPLANTÁVEIS

Restringindo o campo da biotelemetria a aplicações onde unidades sensoras implantáveis estejam presentes, automaticamente tanto a natureza do meio de comunicação como a distância para as unidades de leitura passam a ter condições bastante particulares.

Os primeiros trabalhos registrados na área de biotelemetria mostram o uso de condutores elétricos interligando a unidade sensora e a unidade de leitura [Mackay, 1993]. Tal configuração é atualmente evitada, pois além de limitar a mobilidade do indivíduo em análise, pode expô-lo a riscos de infecção caso estes condutores tenham que atravessar sua pele [Schuylenbergh & Puers, 1996a]. Para acabar com a necessidade destes condutores, diversas técnicas apresentadas fazem uso de baterias que alimentam circuitos transmissores da unidade sensora, permitindo assim que o sinal possa ser recebido pela unidade de leitura utilizando-se antenas específicas. Sabe-se, porém, que o uso de baterias limita a vida útil desta unidade e pode demandar intervenções caras e com risco ao indivíduo, especialmente quando estas unidades são implantáveis [O'Handley *et al.*, 2008]. Uma terceira possibilidade, comumente preferida neste tipo de aplicação, é enviar energia a partir da unidade de leitura para a unidade sensora, e receber o sinal modulado por ela, evitando assim os riscos expostos anteriormente e diminuindo o desconforto dos pacientes sob observação. A alimentação remota de unidades implantáveis pode ocorrer de diferentes maneiras, como através de acoplamentos indutivos ou óticos [Goto *et al.*, 2001]. Tais unidades sensoras que não possuem fontes próprias de energia e também não são conectadas por fios às unidades de leitura são conhecidas como passivas.

Desde o início das aplicações envolvendo biotelemetria passiva, energizar remotamente a unidade sensora tem sido um desafio. Kadefords, Kaiser e Petersén [1969] afirmaram: "...a alimentação externa através de campos magnéticos de bobinas indutivas oferece uma proposta promissora para a solução do problema".

Ao longo dos anos, vários autores apresentaram métodos e técnicas para aprimorar este acoplamento magnético, focando, por exemplo, em sua eficiência e a tolerância a

desalinhamentos entre as unidades. Ko, Liang e Fung [1977] apresentam um procedimento composto por sete passos para maximizar a transferência de potência para o circuito da unidade remota. Soma, Galbraith e White [1987] propõem um procedimento para projeto das bobinas envolvidas neste tipo de acoplamento indutivo, visando manter a eficiência da transferência de energia a despeito de possíveis desalinhamentos laterais e angulares entre as unidades, apresentando uma análise do comportamento da indutância mútua nestas condições.

Troyk e Schwan [1995] sugerem uma lista de parâmetros que devem ser considerados durante o projeto de um acoplamento magnético transcutâneo envolvendo implantes, tais como tamanho e formato de bobinas, posicionamento da unidade implantável, complexidade da unidade de leitura, volume e complexidade do circuito da unidade de leitura, entre outros. Schnakenberg *et al.* [2004] empregaram bobinas com formato de um círculo duplo na unidade de leitura para incrementar o coeficiente de acoplamento ( $k$ ) com sua unidade sensora para monitoração de pressão, evidenciando a importância do formato das bobinas, assim como Schuylembergh e Puers haviam apresentado em seu trabalho anterior [1996a].

Donaldson e Perkins [1983] sugerem um valor ótimo para  $k$ , afirmando que a tolerância a desalinhamentos e a eficiência não podem ser simultaneamente maximizadas em um acoplamento indutivo, mostrando a necessidade de se considerar o sistema completo e não apenas partes dele durante sua especificação. Zierhofer e Hochmair [1996] mostram que o coeficiente de acoplamento entre bobinas circulares acopladas magneticamente pode ser aumentada se os enrolamentos das bobinas forem distribuídos em toda sua área, e não ficarem concentrados em seu diâmetro externo, aumentando a eficiência da transferência de energia, mesmo com a diminuição do fator de qualidade de cada bobina.

Heetderks [1988] aponta que a tensão induzida na bobina da unidade sensora é proporcional ao fator de qualidade das bobinas envolvidas no acoplamento, ao valor da indutância mútua ( $M$ ) entre elas, e que esta tensão pode ser maximizada se ambas as bobinas forem sintonizadas na mesma frequência de ressonância. Kim *et al.* [1997] mostram um estudo sobre a indutância mútua entre duas bobinas circulares não coaxiais, evidenciando as variações sofridas por este parâmetro em função da distância de acoplamento e deslocamento lateral entre as bobinas. Pichorim e Abatti [2004] apresentaram uma equação simples para projetar bobinas circulares para a unidade de leitura maximizando o valor de  $M$  com unidades sensoras que utilizam bobinas solenóides com dimensões reduzidas.

Kurs *et al.* [2007] demonstraram que a eficiência da transferência de potência de maneira remota pode ser consideravelmente elevada empregando-se circuitos ressonantes de alto fator de qualidade para esta função, abrindo, talvez, a possibilidade de utilização destes conceitos em aplicações de biotelemetria. Com sua técnica, foi possível transferir 60 W de potência a 2 m de distância com aproximadamente 40 % de eficiência.

Na área biomédica, Jow e Ghovanloo [2007] propuseram um método que visa aumentar o rendimento da transferência de potência em acoplamentos indutivos utilizando bobinas planares. Considerando simultaneamente no projeto das bobinas as suas componentes indutivas, capacitivas e resistivas distribuídas, demonstraram ser possível aprimorar o fator de qualidade e o coeficiente de acoplamento das bobinas, obtendo eficiência de aproximadamente 80 % na transferência de potência a 10 mm de distância de acoplamento. Ainda com fins biomédicos, Si *et al.* [2008] obtiveram eficiência de aproximadamente 80 % na transmissão de 15 W a 15 mm de distância, no ar, utilizando uma técnica de controle ativo da frequência do sinal transmitido para alimentar remotamente sua unidade implantável.

Assim fica demonstrado que diversos fatores precisam ser considerados durante o projeto de sistemas como estes. Além de fatores relacionados à geometria e aos circuitos envolvidos, a atenuação do campo eletromagnético por diferentes materiais, por exemplo, limita a faixa de frequência em aplicações biomédicas.

A profundidade de penetração ( $\delta$ ), ou *skin depth*, de ondas eletromagnéticas em materiais condutivos, como metais ou meios iônicos, depende da permeabilidade magnética do meio ( $\mu_R\mu_0$ ), de sua condutividade ( $\sigma$ ) e decresce com o aumento da frequência ( $f$ ), conforme

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi\sigma\mu_R\mu_0 f}} \quad . \quad (1)$$

Kadefords, Kaiser e Petersén [1969] mostram que a intensidade do campo magnético é reduzida à metade do valor após percorrer 90 cm de tecido muscular ou 200 cm de gordura animal para sinais de 1 MHz. Após continuar sua análise, eles indicam que a transmissão de energia por acoplamento indutivo seria possível até algumas dezenas de MHz e que o extremo inferior da



faixa de frequências aplicáveis seria limitado pelo tamanho dos componentes da unidade sensora, implantável no caso referido, e pela redução no fator de qualidade das bobinas.

Coerentemente com o apresentado anteriormente, outro estudo voltado a RFID (*Radio Frequency Identification*), mostra que a profundidade de penetração de ondas eletromagnéticas em tecidos animais decai significativamente com o aumento da frequência, sendo igual a 200, 60, 4 e 0,8 cm para frequências de 125 kHz, 13,56 MHz, 900 MHz e 2,4 GHz, respectivamente [Dobkin, 2008]. Desta forma, sistemas de RFID para uso envolvendo animais comumente empregam frequências padronizadas entre 125 kHz e 40 MHz [Oberle, 2003].

Em sistemas nos quais o comprimento de onda ( $\lambda$ ) é muito maior do que o tamanho possível para antenas são empregados normalmente acoplamentos indutivos entre bobinas, onde a energia fica confinada a uma região próxima à antena e decai ao cubo com o aumento da distância. Em sistemas onde o comprimento de onda seja similar ao tamanho da antena, acoplamentos eletromagnéticos entre antenas dipolo pode ser utilizado, promovendo maior alcance quando o meio de propagação é o ar, pois a energia irradiada decai com o quadrado da distância [Dobkin, 2008].

O comprimento de onda é inversamente proporcional à frequência, conforme

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad , \quad (2)$$

onde  $c$  representa a velocidade da luz no vácuo. Percebe-se então que na faixa de frequências úteis envolvendo unidades sensoras implantáveis, limitada a algumas dezenas de MHz, os comprimentos de onda são de no mínimo alguns metros, muito maiores do que os tamanhos de antenas que poderiam ser implantadas. Para frequência de 125 kHz, por exemplo,  $\lambda$  vale 2,4 km.

A Figura 2 mostra uma indicação do tipo de acoplamento utilizado em sistemas de RFID, que não necessariamente envolvem unidades implantáveis, porém ilustra a divisão no espectro de frequências entre sistemas que utilizam acoplamento magnético com, indutores acoplados, e outros que utilizam acoplamento eletromagnético com antenas dipolo [Dobkin, 2008]. Para transmissão de dados, a utilização de frequências mais altas é vantajosa, pois possibilita maiores taxas de transmissão de informação entre as unidades sensora e de leitura. Sistemas biotelemétricos envolvendo unidades sensoras baseadas em protocolos de RFID costumam

utilizar acoplamentos magnéticos em 125 kHz, quando taxas de transmissão mais baixas são permitidas, ou em 27 ou 40 MHz, quando taxas mais altas são necessárias [Oberle, 2003].

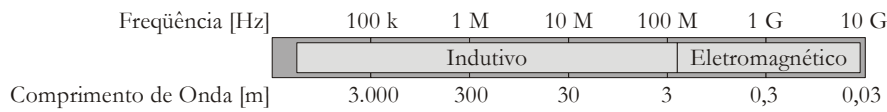


Figura 2: Espectro de frequências evidenciando as faixas onde são usados acoplamentos magnéticos ou eletromagnéticos em sistemas de RFID (adaptado de Dobkin, 2008).

Assim, vê-se que o uso de acoplamentos magnéticos em sistemas de biotelemetria envolvendo unidades implantáveis apresenta vantagens em relação à utilização de antenas dipolo. Desta forma, é interessante que alguns aspectos sobre o acoplamento magnético entre dois indutores sejam apresentados.

Os indutores da unidade externa (unidade remota) e da interna (unidade sensora) formam um transformador fracamente acoplado. O acoplamento magnético entre os indutores da unidade externa e da unidade implantável é usado tanto para a passagem de energia necessária para o funcionamento do implante, como também para a transmissão do sinal do implante para a unidade de leitura. Diversos modelos que descrevem o comportamento de indutores acoplados magneticamente (transformadores) são encontrados na literatura. O objetivo de todos eles é descrever o comportamento elétrico do acoplamento completo, da maneira mais apropriada para a aplicação desejada. Em aplicações de biotelemetria, o modelo T de transformadores é bastante utilizado [Troyk & Schwan, 1995]. Para sua compreensão, é interessante uma breve introdução a dois importantes conceitos: o da indutância mútua ( $M$ ) e o do fator de acoplamento ( $k$ ).

O conceito de indutância mútua pode ser compreendido imaginando-se duas bobinas dispostas espacialmente próximas uma à outra, de maneira que, caso um campo magnético surja em uma delas, ao menos parte deste campo envolveria também a outra. Com a variação da corrente ( $i_1$ ) que flui no primeiro indutor ( $L_1$ ), o campo magnético criado ao seu redor também varia no primeiro indutor (lei de Biot-Savart). No segundo indutor ( $L_2$ ) surge então uma tensão induzida em função da variação do campo magnético que o percorre (lei de Faraday). O mesmo ocorre caso uma corrente variável circule em  $L_2$ , induzindo uma tensão em  $L_1$ . Este fenômeno é conhecido como indutância mútua [Küpfmüller, Mathis e Reibiger, 2006]. Ou seja, caso existam dois indutores nas condições descritas, ditos acoplados magneticamente, a tensão final sobre  $L_1$  (ou  $L_2$ , analogamente) passa a ser uma composição das parcelas da tensão surgida pela variação

da própria corrente  $i_1$  e da surgida pela variação da corrente  $i_2$ . Em situações como esta, costuma-se representar os indutores acoplados com uma indutância mútua  $M$ , conforme ilustrado na Figura 3, onde as indutâncias individuais de cada um dos indutores,  $L_1$  e  $L_2$ , são também chamadas de auto-indutâncias.

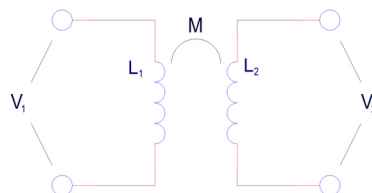


Figura 3: Representação de indutores acoplados magneticamente.

Os coeficientes que indicam a amplitude da tensão induzida em  $L_2$  devido à circulação de  $i_1$ , ou em  $L_1$  devido à circulação de  $i_2$  têm a mesma dimensão de uma indutância e são conhecidos como  $M_{12}$  e  $M_{21}$ , respectivamente.

As equações (3) e (4) mostram as tensões ( $v_1$  e  $v_2$ ) resultantes em  $L_1$  e  $L_2$ , respectivamente, com a circulação das correntes  $i_1$  e  $i_2$  em um sistema onde os indutores estão magneticamente acoplados. Os sinais de +/- representam a possibilidade de que os fluxos magnéticos próprio (devido à circulação de corrente no próprio indutor) e o proveniente do outro indutor tenham sentidos contrários. A alteração entre os sinais de positivo ou negativo é possível, por exemplo, pela inversão no sentido de enrolamento das espiras de um dos indutores do conjunto, fazendo com que o seu fluxo próprio inverta o sentido. Avaliando-se estas equações com técnicas de análise de circuitos, pode ser comprovado que  $M_{12}$  é igual a  $M_{21}$  [Abatti, Pichorim e Schneider Jr., 2008]. Tal conclusão também pode ser atingida avaliando-se o acoplamento indutivo com leis de eletromagnetismo, evidenciando que em um meio homogêneo, a indutância mútua é igual nos dois sentidos e, comumente, seus valores passam a ser chamados apenas de  $M$  em sistemas envolvendo duas bobinas [Feynman, Leighton e Sands, 2006].

$$v_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} \pm M_{21} \frac{di_2}{dt} \quad (3)$$

$$v_2 = L_2 \frac{di_2}{dt} \pm M_{12} \frac{di_1}{dt} \quad (4)$$

Comumente, apenas uma parcela do campo magnético gerado em  $L_1$  percorre  $L_2$ , como pode ser visto na Figura 4, onde a parcela do fluxo magnético gerado no primeiro indutor,  $\Phi_1$ ,

responsável pela indução de tensão em  $L_2$  é chamada de  $\Phi_{12}$ . Neste caso, tanto  $L_1$  como  $L_2$  seriam bobinas circulares.

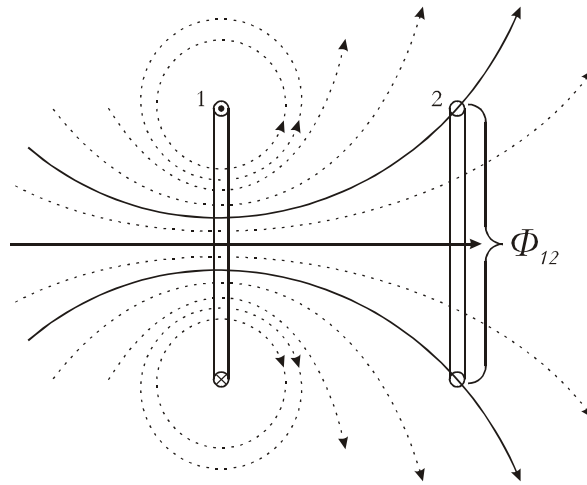


Figura 4: Parte do fluxo magnético gerado pela passagem de corrente em uma espira percorrendo uma segunda espira acoplada magneticamente (adaptado de Küpfmüller, Mathis e Reibiger, 2006).

Pode-se então dizer que a indutância de  $L_1$  que efetivamente participa do acoplamento é menor do que sua indutância total, devido ao espalhamento do campo. Esta parcela, que pode ser chamada de  $L_{1P}$ , pode ser descrita por

$$L_{1P} = \frac{N_1 \Phi_{12}}{i_1} \quad , \quad (5)$$

onde  $N$  representa seu número de espiras.

O valor da indutância  $M$  pode ser calculado como a componente indutiva que surge em  $L_1$  em função da presença de  $L_2$ , sendo, portanto, igual a

$$M = \frac{N_2 \Phi_{12}}{i_1} \quad . \quad (6)$$

Destas relações envolvendo  $\Phi_{12}$  chega-se a

$$L_{1P} = \frac{N_1}{N_2} M \quad . \quad (7)$$

De maneira análoga, pode-se dizer que

$$L_{2P} = \frac{N_2}{N_1} M \quad . \quad (8)$$

Logo, a indutância mútua vale

$$M = \sqrt{L_{1P}L_{2P}} \quad . \quad (9)$$

Caso todo o fluxo magnético gerado por  $L_1$  percorra  $L_2$  e vice-versa, os valores de  $L_{1P}$  e  $L_{2P}$  seriam iguais aos de  $L_1$  e  $L_2$ , respectivamente. Porém, na maioria dos casos práticos esta condição não é válida e o coeficiente de acoplamento,  $k$ , pode ser inserido na equação (9) para representar a parcela do campo magnético gerado que percorre as duas bobinas. Intuitivamente, o valor deste coeficiente varia entre zero, quando as indutâncias das bobinas independem uma da outra, e um, quando todo o fluxo magnético gerado por uma bobina percorre a outra, e vice-versa. Assim, a expressão que relaciona  $M$  com o valor de  $L_1$  e  $L_2$  é [Küpfmüller, Mathis e Reibiger, 2006]

$$M = k\sqrt{L_1L_2} \quad . \quad (10)$$

Após esta breve introdução aos conceitos de indutância mútua e coeficiente de acoplamento, pode-se retornar ao modelo T para transformadores. Ele pode ser compreendido com auxílio das equações (3) e (4), que podem ser interpretadas como equações de malhas de um quadripolo, onde  $v_1$  e  $v_2$  seriam as tensões de entrada e saída. Nas equações (3) e (4) vê-se que  $L_1$  pertence apenas à primeira malha, e  $L_2$  apenas à segunda. Nelas percebe-se também a existência do termo  $M$ , comum às duas malhas, sendo percorrido tanto por  $i_1$  como por  $i_2$ . Porém, a influência que o termo  $M$  exerce na malha de  $v_1$  é apenas proporcional a  $i_2$ , e vice-versa. Para se obter um modelo que represente tais equações, pode-se somar um termo igual a “ $-M$ ”, tanto à  $L_1$  como à  $L_2$ , resultando no circuito da Figura 5, conhecido como modelo T de transformadores [Hayt & Kemmerly, 1975].

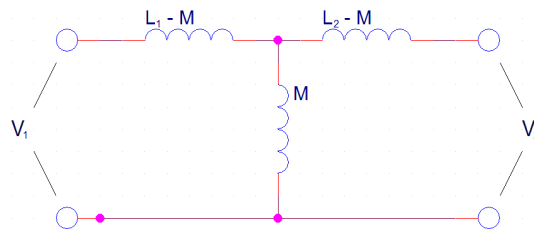


Figura 5: Modelo T de transformadores.

O emprego deste modelo de transformadores para o acoplamento entre as bobinas da unidade de leitura e da unidade sensora pode simplificar a análise do sistema, pois possibilita a visualização direta dos efeitos provocados no circuito de leitura em função de variações ocorridas no circuito sensor. Um complicador comum é o baixo valor do coeficiente de acoplamento que, em casos de aplicações transcutâneas, envolvendo bobinas fracamente acopladas, costuma variar entre 0,01 e 0,2 [Troyk & Schwan, 1995; Oberle, 2003].

#### 2.4 ALGUMAS TÉCNICAS DE COMUNICAÇÃO APLICADAS EM BIOTELEMETRIA PASSIVA

A biotelemetria passiva caracteriza-se pelo uso de circuitos transmissores sem sua própria fonte de energia, sendo esta fornecida à unidade sensora por uma unidade externa remota. Parte da energia recebida é modulada e retransmitida para a unidade remota, que pode demodular o sinal recebido e obter a informação desejada. Como apresentado anteriormente, a maioria das aplicações faz uso de acoplamentos indutivos tanto para alimentar como para se comunicar com as unidades sensoras. Porém, além do desenvolvimento do acoplamento indutivo em si, diferentes técnicas de comunicação têm sido apresentadas para aplicações biotelmétricas.

Dentro da biotelemetria passiva, são encontrados exemplos de unidades sensoras compostas apenas por componentes lineares, como resistores, capacitores e indutores, nos quais a corrente circulante é proporcional ao valor da tensão aplicada (lei de Ohm), e outras que fazem uso de componentes não lineares, como diodos, transistores e circuitos integrados.

Ainda quanto à classificação, pode-se agrupar as unidades sensoras passivas em dois conjuntos distintos quanto ao instante de transmissão. Em um primeiro grupo podem ser alocadas todas as aplicações nas quais o sinal é transmitido para a unidade de leitura ao mesmo

tempo em que esta a alimenta. Em um segundo grupo estão as unidades nas quais a energia vinda da unidade de leitura é primeiramente armazenada em um capacitor, por exemplo, para posterior envio da informação desejada (conhecidas como *transponders*).

A transmissão da informação para a unidade externa de leitura pode ocorrer de diferentes formas, mesmo quando as unidades sensoras passivas são compostas apenas por componentes lineares. Talvez a mais difundida seja a modulação da indutância ou da capacitância desta unidade, variando a frequência na qual o sinal emitido pela unidade de leitura é absorvido com maior intensidade. Pode-se detectar externamente a frequência em que o circuito sensor está sintonizado, pois nela o consumo de corrente aumenta. Basta então que uma varredura em frequência seja realizada na bobina da unidade de leitura, anotando-se os valores de corrente drenada para cada frequência. Esta técnica é conhecida como “*grid-dip*” [Mackay, 1993]. O emprego deste princípio pode ser visto no sensor de pressão intraocular proposto por Collins [1967], no qual a distância entre dois enrolamentos na unidade sensora era alterada pela pressão dentro do globo ocular, variando a frequência de ressonância do circuito.

Um método para determinação da frequência de sintonia de circuitos LC que não necessita da varredura em frequências, mas apenas da medição em três frequências fixas foi apresentado. O método apresenta ainda a vantagem de obter o fator de qualidade do circuito ressonante, tornando possível a medição de dois transdutores simultaneamente (um resistivo e um indutivo ou capacitivo) [Pichorim & Abatti, 2008].

Outras técnicas propostas para comunicação passiva utilizam componentes não lineares nas unidades sensoras para separar os sinais de excitação, proveniente da unidade remota, e de transmissão, proveniente da unidade sensora, no espectro de frequências. A simples associação de um diodo ao circuito LC da unidade sensora faz com que surjam harmônicas na corrente circulante em seu indutor. Estas harmônicas podem ser recebidas na unidade de leitura, indicando a condição de um transdutor [Schuylenbergh & Puers, 1996b]. Em outro exemplo, um circuito implantável com um varactor pode ser utilizado para gerar oscilações na metade da frequência do sinal de excitação, através da oscilação paramétrica [Saitoh *et al.*, 1996].

Uma técnica de comunicação, apresentada por Hara [2003], expõe a possibilidade da utilização de unidades sensoras passivas não ressonantes compostas apenas por dois componentes lineares, sendo eles um transdutor resistivo e a própria bobina para acoplamento

com a unidade de leitura. A técnica propõe a monitoração da fase da impedância de um circuito de leitura para a determinação da temperatura na unidade sensora, influenciada pela impedância refletida da unidade sensora acoplada magneticamente. Como resultado, além da determinação do valor do transdutor, a indutância mútua entre as unidades de leitura e sensora também pode ser determinada. Também se baseando em alterações da impedância de um circuito de leitura, Cho e Asada [2003] propuseram uma técnica para determinar a capacitância de um transdutor capacitivo remoto, juntamente com a indutância mútua. Neste sistema, porém, a unidade remota era ressonante e composta por três componentes.

Em aplicações biotelemétricas envolvendo circuitos integrados nas unidades sensoras, é comum que a comunicação ocorra de maneira digital, na qual uma seqüência de *bits* é enviada à unidade de leitura. Além de facilitar a utilização de diferentes unidades sensoras simultaneamente, pois cada uma delas pode ser reconhecida por determinado cabeçalho da seqüência digital, este tipo de modulação facilita também o emprego de transdutores com larga faixa de variação, pois o sinal transmitido possui sempre a mesma característica e apenas os códigos transmitidos são alterados. A maioria das aplicações que empregam tal tipo de transmissão utiliza modulação por chaveamento de freqüência, conhecida como FSK (*Frequency Shift Keying*), ou por chaveamento de amplitude, conhecida como ASK (*Amplitude Shift Keying*). Na primeira delas, usualmente uma reatância adicional é chaveada junto ao circuito tanque ressonante da unidade sensora, e na segunda é chaveada uma carga resistiva, sendo que esta técnica é muitas vezes também chamada de LSK (*Load Shift Keying*) [Oberle, 2003]. Diversas aplicações recentes têm sido apresentadas baseadas neste tipo de estrutura, como, por exemplo, um dosímetro implantável para medição da dose no tecido durante terapias de câncer, no qual a resistência do canal de um transistor de efeito de campo é chaveada para comunicação com a unidade de leitura [Beyer *et al.*, 2008].

Algumas das técnicas descritas podem ser encontradas em diferentes aplicações biotelemétricas utilizando unidades sensoras passivas, patenteadas há diversos anos. Trembley e Buckles [1998], por exemplo, patentearam um sistema de biotelemetria com uma unidade sensora microprocessada para melhorar o tratamento de hidrocefalia. Anteriormente, Hildebrand [1993] registrou uma patente de um sistema de biotelemetria que empregava um sensor passivo no qual a comunicação com a unidade de leitura era baseada em variações de freqüência de ressonância proporcionais às condições de um transdutor capacitivo e também em variações de amplitude provocadas pela intensidade da absorção de corrente na freqüência de ressonância, que era proporcional a um transdutor resistivo. Esta patente permitia a medição remota de dois



diferentes parâmetros ao mesmo tempo, desde que a distância de acoplamento e as características do meio entre a unidade de leitura e a sensora fossem conhecidas.

Como pode ser observado, técnicas de comunicação com unidades sensoras são comumente empregadas em diferentes aplicações e sua escolha ocorre em função das características e necessidades de cada caso. Por exemplo, o uso de técnicas como a de *grid-dip* pode ser observado com frequência em diversas aplicações envolvendo biotelemetria passiva.

## 2.5 TRANSDUTORES INDUTIVOS E ALGUMAS APLICAÇÕES EM BIOTELEMETRIA

A indutância pode ser definida como um parâmetro elétrico que caracteriza elementos, chamados indutores, que se transformam em fontes de campo magnético quando correntes elétricas fluem através deles [Webster, 1999]. Estes componentes são normalmente construídos com condutores enrolados e seu valor de indutância ( $L$ ) é dado em henry (H). Para compreensão básica de como indutores podem ser empregados como transdutores, pode-se dizer que  $L$  é proporcional à permeabilidade magnética relativa do meio,  $\mu_R\mu_0$ , a um fator de forma correspondente às suas características geométricas,  $G$ , e ao quadrado do número de espiras,  $N$  [Webster, 1998]:

$$L = N^2 G \mu_R \mu_0 \quad . \quad (11)$$

Alterando-se algum destes parâmetros, tem-se a variação do valor da indutância [Geddes e Baker, 1989].

Transdutores são dispositivos que convertem sinais de um tipo de energia em um sinal equivalente de outra espécie. Eles podem ser classificados basicamente como físicos ou químicos, sendo que na engenharia biomédica tanto um como outro tipo pode ser utilizado para transformar parâmetros biomédicos em, comumente, sinais elétricos. Transdutores físicos podem ser, por exemplo, geométricos, mecânicos, térmicos, hidráulicos, elétricos ou ópticos. Já os químicos podem ser sensíveis a gases, eletromecânicos, fotométricos, bioanalíticos e sensíveis a outros parâmetros físico-químicos [Bronzino, 2000].

Os transdutores indutivos, classificados como físicos, não são afetados pelas propriedades dielétricas do meio, como os capacitivos, mas podem ser afetados pela proximidade de materiais magnéticos ou campos magnéticos externos [Webster, 1998]. Ilustrativamente, transdutores indutivos apresentados por Fuller e Gordon Jr. [1948] foram utilizados para monitorar o fluxo de ar durante a respiração e as variações de pressão na carótida. Eles eram compostos por uma bobina e materiais ferromagnéticos que se deslocavam em função do parâmetro monitorado. Ainda, quando comparados a transdutores capacitivos, costumam ser menos sensíveis a fatores ambientais, tais como umidade e poeira [Webster, 1999].

Grandezas como pressão, posição, deslocamentos lineares e angulares são comumente medidos com este tipo de transdutor. Destes valores, outros parâmetros podem ser derivados, tais como, por exemplo, força, deslocamento ou elasticidade [Pichorim, 2003]. Com relação à medição de grandezas físicas, como pressão, pode-se dizer que os transdutores indutivos apresentam vantagens e desvantagens em relação a outros. Como vantagens podem ser citadas a construção simples, a robustez e a imunidade a ruídos, a possibilidade de suportar grandes cargas mecânicas e altas temperaturas, possuir boas características dinâmicas e prover grande sensibilidade e baixo custo. Algumas desvantagens seriam a necessidade de compensação da temperatura, a dificuldade de miniaturização e o fato de normalmente não poderem ser empregados em sistemas que utilizem apenas corrente contínua [Hoffmann, 2007].

Naturalmente, os aspectos construtivos de transdutores indutivos variam de acordo com suas diversas aplicações. Porém, eles podem ser classificados em três grupos, sendo que no primeiro estariam os transdutores compostos apenas por componentes que possuem sua indutância própria alterada, no segundo transdutores compostos por dois indutores que possuem sua indutância mútua alterada, e no terceiro aqueles conhecidos como LVDT (*Linear Variable Differential Transformer*). Bronzino [2000] apresenta um comparativo de algumas características destes tipos de transdutores quando empregados para medir deslocamentos, conforme apresentado na Tabela 1.

Tabela 1: Comparativo de algumas características de transdutores indutivos aplicados à monitoração de deslocamentos (adaptado de Bronzino, 2000).

Transdutor Indutivo	Sensibilidade	Precisão	Faixa Aplicável
Auto-Indutância	Alta	Moderada	Larga
Indutância Mútua	Moderada a Alta	Moderada a Baixa	Moderada a Larga
LVDT	Alta	Alta	Larga

### 2.5.1 Transdutores com Auto-Indutância Modulável

De acordo com a equação (11), a indutância de um transdutor pode ser alterada de diversas formas, como, por exemplo, pela presença de materiais magnéticos em sua proximidade, alterando a permeabilidade magnética do meio ou alterando-se sua forma. Um exemplo de aplicação deste tipo de transdutor é apresentado por Webster [1999]. Neste caso são usadas duas bobinas para a realização de um exame de pletismografia, sendo uma presa à caixa torácica e a outra ao abdômen do paciente. As duas bobinas são utilizadas para sintonizar osciladores independentes e durante a respiração, o formato de cada uma delas se altera, variando conseqüentemente as frequências de ressonância. A partir destes valores podem ser estimadas as mudanças de volume ocorridas durante os ciclos respiratórios.

Alterações no fator de forma, como descrito no item anterior, também são responsáveis pela modulação do transdutor proposto por Butler *et al.* [2002]. Neste caso, porém, o transdutor localiza-se em uma unidade sensora remota, acoplado a um capacitor fixo, e a técnica de *grid-dip* é empregada para medi-lo. Apesar de não ser uma aplicação específica em biotelemetria, é interessante observar neste trabalho a confrontação das previsões teóricas da alteração sofrida por um transdutor solenoidal quando sua seção transversal é alterada de um formato circular para uma elipse, possibilitando a medição de tensões mecânicas.

Ainda, pode-se considerar nesta categoria determinado tipo de transdutor, no qual tensões sobre ele são geradas pela variação de sua posição relativa a fontes de campos magnéticos constantes. Um exemplo deste tipo de transdutor é citado por Bronzino [2000], no qual um ímã permanente é acoplado ao peito de um paciente e uma bobina à suas costas. Com o movimento relativo do ímã é induzida uma tensão na bobina (lei de Faraday), e análises da respiração do paciente podem ser realizadas.

### 2.5.2 Transdutores com Indutância Mútua Modulável

A indutância mútua entre bobinas, conforme visto anteriormente, depende de diversos parâmetros e está fortemente relacionada com aspectos geométricos e com a permeabilidade magnética do meio. O coeficiente de acoplamento pode ser alterado de várias maneiras, fortalecendo ou enfraquecendo a interação entre os dois indutores acoplados. Uma maneira

simples de se construir tal tipo de transdutor indutivo é dispor duas bobinas concêntricas afastadas, porém centralizadas em seu eixo comum. Alterando-se então a distância de acoplamento tem-se a modulação da indutância mútua. Deve-se atentar para que o movimento aconteça apenas sobre o eixo comum das bobinas, pois caso haja deslocamentos laterais ou angulares pode ser bastante complicado obter a informação desejada [Bronzino, 2000].

A Figura 6 representa duas possibilidades de conexão elétrica de bobinas acopladas magneticamente, que podem ter a indutância mútua  $e$ , conseqüentemente, a indutância total do arranjo modulada [Hagmann, 2008]. Caso sejam associados no mesmo sentido de enrolamento, a indutância total do transdutor vale

$$L = L_1 + L_2 + 2M \quad . \quad (12)$$

No segundo caso, em que as bobinas são associadas com seus enrolamentos em sentidos opostos,  $L$  vale

$$L = L_1 + L_2 - 2M \quad . \quad (13)$$

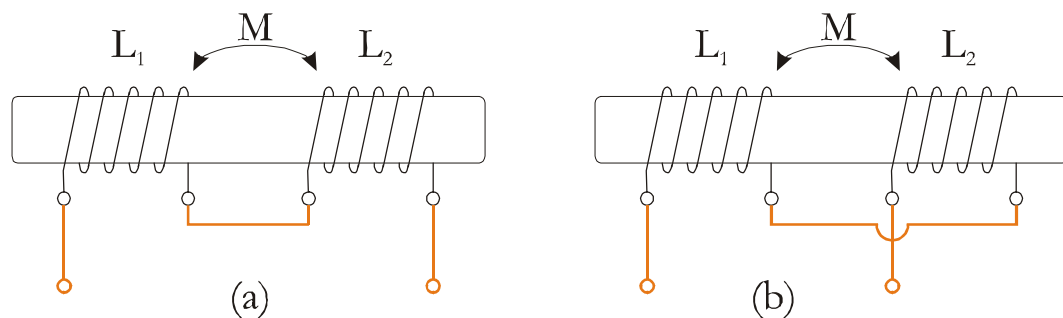


Figura 6: Ligação em série (a) e contra-série (b) de bobinas acopladas magneticamente (adaptado de Hagmann, 2008).

Para detectar os movimentos respiratórios fetais, Goovaerts, Rompelman e Geijn [1989], utilizaram um transdutor indutivo baseado na variação da indutância mútua, constituído por uma bobina fixa e outra, em curto circuito, presa a um diafragma flexível. A bobina fixa foi utilizada para sintonizar um oscilador que tinha, desta maneira, sua freqüência de ressonância modulada pela indutância mútua, que, por sua vez, era dependente da distância de acoplamento entre as bobinas. Os autores apresentam ainda que sua escolha por transdutores indutivos deu-se por

estes apresentarem maior sensibilidade a deslocamentos quando comparados a transdutores capacitivos, entre outros fatores, tais como a baixa derivação de curto prazo, adequada para monitorar sinais de baixa frequência.

Um exemplo de transdutor indutivo onde a indutância mútua é sensível a mudanças nas características do meio foi proposto por González, Horowitz e Rubinsky [2007]. Neste caso, duas bobinas foram dispostas circunscrevendo o corpo de ratos, que eram submetidos a infusões de soluções salinas com diferentes concentrações e com mesma temperatura. Na primeira bobina foram aplicados sinais de diferentes frequências, e o sinal induzido na segunda bobina foi analisado. Os autores puderam concluir que a fase do sinal induzido sofre alterações proporcionais às concentrações das infusões salinas, mostrando maior sensibilidade para frequências mais altas. Com este estudo preliminar, esperam aplicar este tipo de técnica na detecção do progresso de hemorragias internas ou da formação de edemas.

### 2.5.3 LVDT (*Linear Variable Differential Transformer*)

Os transdutores indutivos do tipo LVDT são os mais comumente utilizados. Basicamente, são transdutores compostos por três enrolamentos, dispostos da maneira apresentada na Figura 7, onde se vê a bobina de excitação no centro e as duas bobinas das extremidades conectadas em contra-série. Percebe-se então que as tensões induzidas nos dois enrolamentos das extremidades são iguais quando o núcleo encontra-se em sua posição central, fazendo com que a tensão de saída,  $v_{out}$ , seja igual à zero. Assim que o núcleo é deslocado para qualquer um dos lados, o equilíbrio entre as tensões induzidas deixa de existir, e tensões com amplitude proporcional ao deslocamento podem ser medidas em  $v_{out}$ . Outra característica importante deste tipo de transdutor é que posições do núcleo simétricas em relação à bobina de excitação geram tensões de saída com a mesma amplitude, porém defasadas por 180°. Desta maneira, o LVDT pode ser usado para detectar o sentido do movimento [Geddes e Baker, 1989].

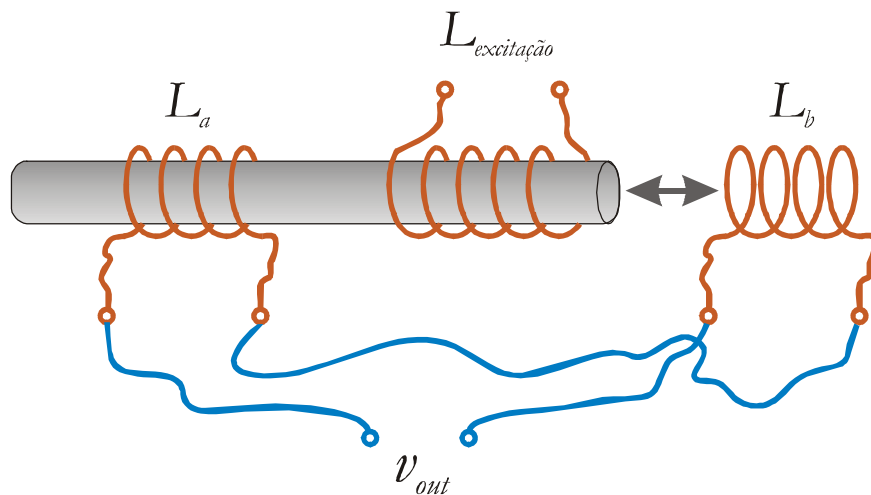


Figura 7: Construção esquemática de transdutores indutivos do tipo LVDT (adaptado de Geddes e Baker, 1989).

Assim, esta construção aparentemente simples é capaz de monitorar deslocamentos lineares bastante pequenos. Comercialmente podem ser encontrados LVDT de diferentes tamanhos e formas, destinados a medir deslocamentos desde dezenas de micrometros até vários centímetros [Bronzino, 2000].

Em aplicações biomédicas, tais transdutores aparecem com grande frequência e são largamente utilizados em pesquisas fisiológicas e em aplicações clínicas para medir pressão, deslocamento e força [Webster, 1998]. São empregados de diversas formas, como, por exemplo, na monitoração de movimentos de músculos com precisão ou na identificação de contrações uterinas em pacientes em trabalho de parto ou com risco de parto prematuro [Bronzino, 2000].

## 2.6 RESUMO DO CAPÍTULO

Transdutores indutivos são bastante utilizados em aplicações de engenharia biomédica para medição de diferentes parâmetros, como deslocamento, pressão, força e outros. Normalmente possuem construção robusta, simples e barata, e podem ser adequados a diferentes aplicações de acordo com sua construção, que, geralmente, encontra-se dentro de um dos três grupos descritos neste capítulo.

Conceitos básicos sobre a biotelemetria e sobre comunicação com unidades implantáveis, que normalmente ocorre através da utilização de bobinas acopladas magneticamente, também foram apresentados. Tais acoplamentos vêm sendo estudados há algumas décadas, pois suas características são determinantes tanto para eficiência da transferência de energia para unidade sensora, bem como para leitura dos dados medidos. Certamente este assunto ainda não está esgotado e, especialmente em função da miniaturização de dispositivos através de processos de microeletrônica, novos desafios nesta área estarão sendo propostos.

Além de alguns estudos sobre os acoplamentos em si, diferentes técnicas de comunicação comumente empregadas em biotelemetria foram apresentadas e brevemente caracterizadas. A diversidade de aplicações propostas é certamente maior do que o número de técnicas desenvolvidas. Diversas aplicações envolvendo microcontroladores nas unidades sensoras fazem uso de técnicas digitais de comunicação, possibilitando maior versatilidade. Porém, técnicas analógicas, tais como a do *grid-dip*, continuam sendo empregadas, especialmente por possibilitarem o uso de unidades sensoras bastante simples.

A partir do próximo capítulo será apresentado o desenvolvimento de uma nova técnica de comunicação que possibilita o uso de unidades sensoras remotas compostas apenas por um transdutor indutivo acoplado magneticamente a uma unidade de leitura.





## CAPÍTULO 3

### PROPOSTA DE UM SISTEMA DE BIOTELEMETRIA PASSIVA UTILIZANDO SENSOR IMPLANTÁVEL COMPOSTO POR APENAS UM COMPONENTE

#### 3.1 ANÁLISE DA IMPEDÂNCIA REFLETIDA EM UM ACOPLAMENTO MAGNÉTICO

Circuitos elétricos podem ser remotamente conectados através de indutores magneticamente acoplados. Os conceitos necessários para o entendimento deste acoplamento foram brevemente apresentados no capítulo 2, onde foi mostrado que quando um indutor está presente no espaço preenchido pelo campo magnético gerado pela passagem de corrente alternada por um segundo indutor, ambos não podem mais ser vistos isoladamente e a análise de seu comportamento deve sempre considerar os efeitos do conjunto.

Assim, um indutor que esteja magneticamente acoplado a outro deixa de ter sua impedância determinada apenas por suas características e passa a apresentar uma impedância refletida somada à sua própria. Na Figura 8 pode ser visto um circuito acoplado magneticamente a outro através de dois indutores, onde  $R_{i1}$  e  $R_{i2}$  representam as resistências internas dos indutores  $L_1$  e  $L_2$ , respectivamente, e  $Z_L$  uma impedância de carga ligada ao segundo indutor.

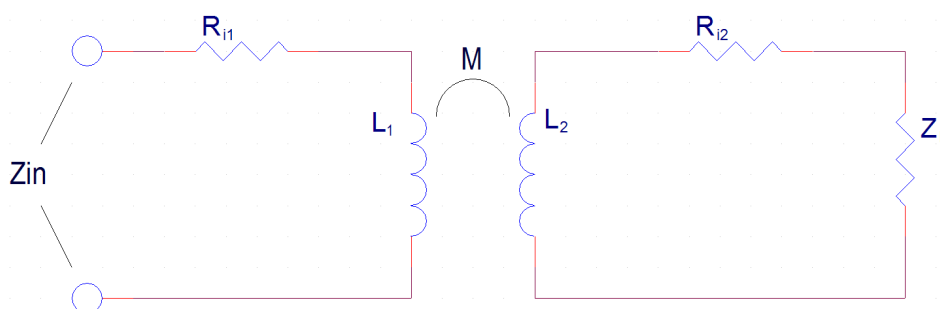


Figura 8: Representação de um indutor acoplado magneticamente a outro circuito.

Considerando-se que a impedância de carga  $Z_L$  é composta por uma parcela resistiva e uma parcela indutiva, pode-se equacionar a impedância de entrada ( $Z_{in}$ ) do circuito da Figura 8 como:

$$Z_{in} = Z_{11} + \frac{X_M^2 R_{22}}{R_{i2}^2 + X_{L2}^2} - j \frac{X_M^2 X_{22}}{R_{i2}^2 + X_{L2}^2} , \quad (14)$$

onde

$$Z_{11} = R_{i1} + jX_{L1} \quad (15)$$

e

$$Z_{22} = R_{i2} + jX_{L2} + R_L + jX_{LL} , \quad (16)$$

onde  $Z_{11}$  e  $Z_{22}$  representam as impedâncias dos circuitos primário, onde se encontra  $L_1$ , e secundário, onde se encontra  $L_2$ , respectivamente. Analogamente,  $R_{22}$  e  $X_{22}$  representam a resistência e a reatância do circuito secundário, respectivamente.

A partir destas equações pode-se chegar a conclusões úteis sobre a impedância refletida na tentativa de tornar possível a monitoração remota de circuitos sensores. Sua análise direta, porém, não é trivial, pois a impedância final depende de pelo menos seis parâmetros, além da influência de  $Z_L$

$$Z_{in} = f(R_{i1}, L_1, k, R_{i2}, L_2, f) \quad (17)$$

onde  $k$  e  $f$  representam o coeficiente de acoplamento e a frequência, respectivamente.

Para simplificar esta análise é interessante que sejam avaliados diferentes casos. Suponha-se então primeiramente a situação em que  $Z_{22}$  seja composta apenas pela indutância  $L_2$  em curto-circuito, ou seja,

$$R_{i2} = 0 \quad \text{e} \quad Z_L = 0 . \quad (18)$$

Neste caso, e aplicando-se a equação (10) na equação (14), tem-se que

$$Z_{in} = Z_{11} - j \frac{k^2 X_{L1} X_{L2}^2}{X_{L2}^2} \quad (19)$$

ou

$$Z_{in} = R_{i1} + jX_{L1}(1 - k^2) . \quad (20)$$

A partir da equação (20) pode ser concluído que:

- a) caso um circuito composto apenas por um indutor em curto-circuito seja acoplado magneticamente a outro indutor, a impedância de entrada deste não se altera de acordo com o valor do primeiro, mas apenas em função de sua presença, representada pelo coeficiente de acoplamento e
- b) considerando-se que em aplicações biomédicas o coeficiente de acoplamento entre unidades de leitura e sensores costuma ser menor do que 0,1, pode-se concluir que a máxima modulação possível utilizando-se tal configuração será menor que 1 % da parcela reativa da impedância da bobina de leitura.

Apesar das conclusões acima poderem ser úteis em outras aplicações, não o são no tocante ao objetivo deste trabalho. Felizmente, a configuração suposta acima não é inteiramente válida, pois, empregando-se materiais condutores reais não é possível construir um indutor com resistência interna igual a zero. Assim, supondo-se que a impedância de carga ( $Z_L$ ) conectada a  $L_2$  seja igual a zero, a resistência de seu enrolamento  $R_{i2}$  continua presente, configurando um segundo caso em que

$$Z_L = 0 \quad (21)$$

e

$$Z_{in} = Z_{11} + \frac{k^2 X_{L1} X_{L2} R_{i2}}{R_{i2}^2 + X_{L2}^2} - j \frac{k^2 X_{L1} X_{L2}^2}{R_{i2}^2 + X_{L2}^2} . \quad (22)$$

A equação (22) é mais interessante do que a (20), no tocante ao presente trabalho, pois, mesmo continuando com a suposição de que o circuito acoplado remotamente é composto apenas por um componente, vê-se nela que a impedância de entrada total é influenciada tanto pela parcela resistiva como pela parcela reativa de  $L_2$ , caracterizando o efeito da impedância refletida. A partir desta observação, pode-se então analisar esta modulação da impedância original.

Considerando-se que  $R_{i1}$  seja muitas vezes menor do que  $X_{L1}$  pode-se admitir que

$$Z_{11} = X_{L1} . \quad (23)$$

Note-se que tanto a reatância de  $L_1$  como de  $L_2$  são resultados da combinação de seus valores de indutância e da frequência ( $f$ ), que podem ser alterados independentemente, uma vez que de forma geral

$$X_L = 2\pi fL \quad . \quad (24)$$

Ainda, como o interesse desta breve análise sobre a impedância refletida recai sobre a modulação da impedância original, a variação da impedância de entrada de um indutor em função da presença de um circuito composto apenas por um segundo indutor acoplado magneticamente a ele pode ser representada pelo quociente da equação (22) por  $X_{L1}$ :

$$\Delta(Z_{in}) = \frac{Z_{in} - Z_{11}}{X_{L1}} = \frac{k^2 X_{L2} R_{i2}}{R_{i2}^2 + X_{L2}^2} - j \frac{k^2 X_{L2}^2}{R_{i2}^2 + X_{L2}^2} \quad . \quad (25)$$

Esta equação mostra a intensidade da variação tanto da componente resistiva como da componente reativa da impedância original do indutor de leitura, em função das características do indutor remotamente acoplado. Esta modulação da impedância original pela impedância refletida é capaz de transportar informações, sendo então útil para sistemas de telemetria. Porém, é importante que esta modulação seja analisada com maior profundidade para que se possam extrair os melhores resultados possíveis.

Avaliando-se a componente reativa da equação (25), vê-se que quanto maior o valor de  $X_{L2}$  em relação a  $R_{i2}$ , mais esta componente se aproxima ao valor de  $k^2$ . Esta tendência pode ser verificada no diagrama da Figura 9, onde também um ponto de inflexão pode ser detectado. Tomando-se a segunda derivada desta parcela em relação a  $R_{i2}$  e igualando-se a zero, pode determinar que este ponto de inflexão ocorre quando

$$X_{L2} = \frac{R_{i2}}{\sqrt{3}} \quad . \quad (26)$$

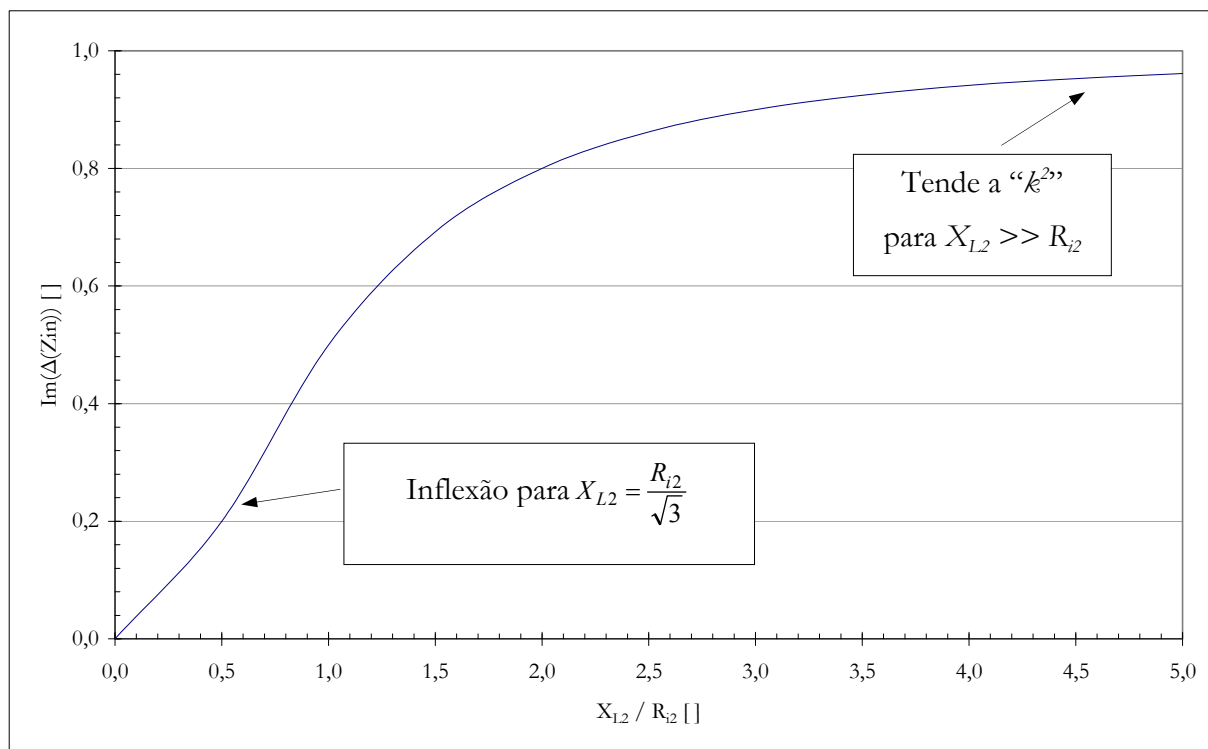


Figura 9: Comportamento da variação da componente reativa da impedância refletida em um indutor acoplamento magneticamente a outro em curto-circuito.

Assim, a maior variação da componente reativa da impedância original é obtida quando o valor de  $X_{L2}$  é muito maior do que o valor de  $R_{L2}$ . Esta situação, porém, é uma aproximação do caso analisado anteriormente que resultou na equação (20), onde a modulação de  $Z_{in}$  não é proporcional ao valor de  $L_2$ , mas apenas ao valor de  $k$ . Todavia, deve-se também observar que a maior inclinação da curva ocorre para valores menores que 1,5 para a relação entre  $X_{L2}$  e  $R_{L2}$ , passando pela inflexão citada acima. Ainda, como anteriormente, a componente reativa da impedância refletida é limitada ao valor de  $k^2 X_{L1}$ . A superfície do diagrama da Figura 10 ilustra estas colocações, evidenciando que o valor máximo independe do valor de  $L_1$  e é limitado a 1 % do valor original, quando  $k$  é igual a 0,1. Nesta figura  $k$  foi considerado igual a 0,1, a frequência  $f$  igual a 500 kHz e  $R_{L2}$  igual a 10  $\Omega$ .

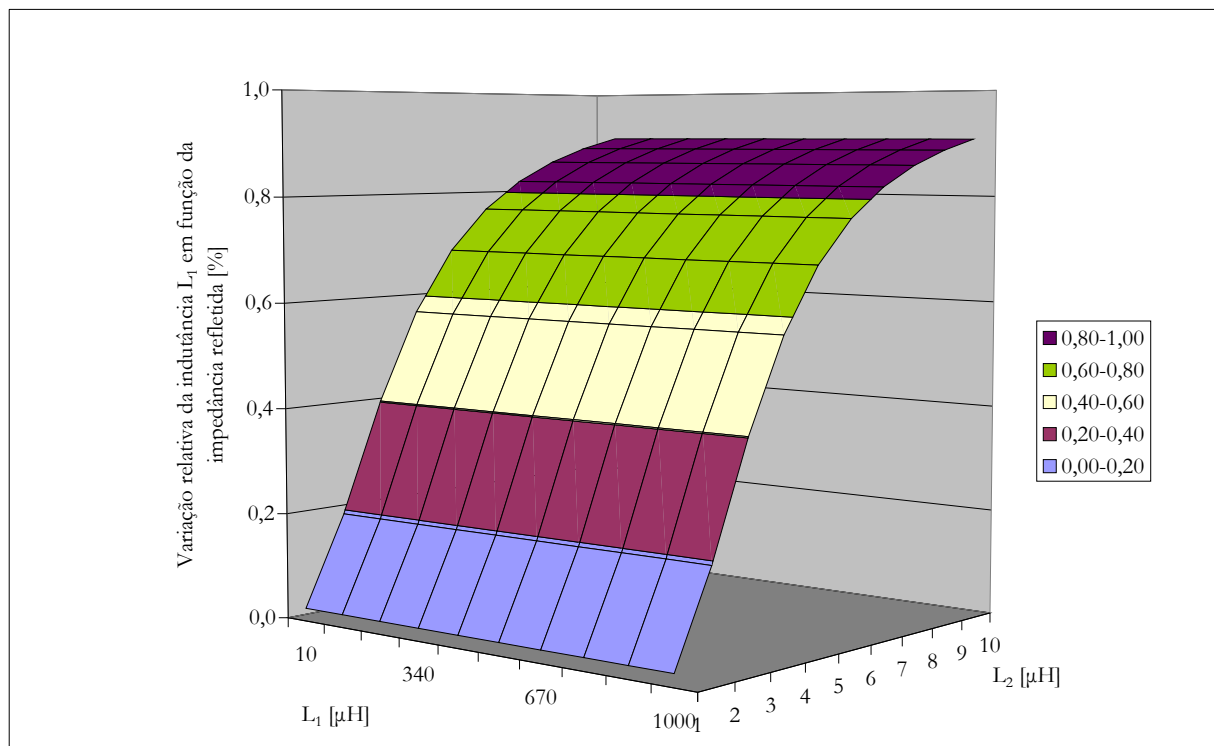


Figura 10: Variação relativa da indutância  $L_1$  em função da impedância refletida. Máxima variação igual a 1 %, independente dos valores de  $R_{i2}$  e  $L_2$ . Valores utilizados na simulação:  $k = 0,1$ ,  $f = 500$  kHz e  $R_{i2} = 10 \Omega$

A componente resistiva da variação da impedância de entrada apresenta, por sua vez, um comportamento diferente, podendo este ser visualizado na Figura 11. Como previsto anteriormente, seu valor tende a zero quando  $X_{L2}$  é muito maior do que  $R_{i2}$ . Para determinação do ponto de máximo desta curva, pode-se igualar a zero o resultado de sua derivada, sendo o resultado

$$X_{L2} = R_{i2} \quad . \quad (27)$$

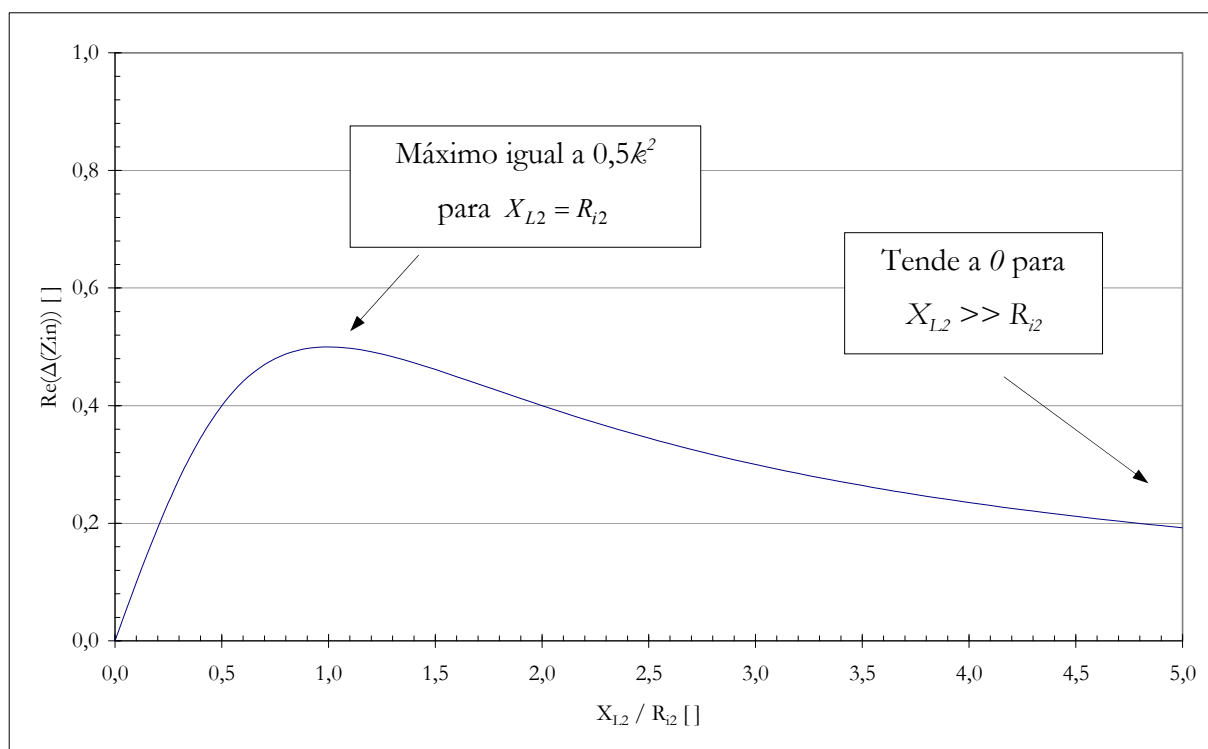


Figura 11: Comportamento da variação da componente resistiva da impedância refletida em um indutor acoplado magneticamente a outro em curto-circuito.

Desta forma, fica caracterizado que a condição para que a máxima componente resistiva da impedância refletida seja somada à impedância original é que o valor de  $X_{L2}$  deve ser igual ao valor de  $R_{22}$ . Independente dos valores absolutos destes dois parâmetros, o valor da componente resistiva refletida está limitado a

$$\text{Máx}(\text{Re}(\Delta Z_{in})) = 0,5k^2 X_{L1} \quad . \quad (28)$$

Da mesma maneira que a componente reativa, a componente resistiva refletida está também relacionada com o coeficiente de acoplamento. Porém, esta componente é somada ao valor da resistência interna de  $L_1$ , e com isto a variação proporcional da componente resistiva de  $Z_{in}$  pode ser ampliada caso seja obtida uma alta relação entre  $X_{L1}$  e  $R_{11}$ . A superfície do diagrama da Figura 12 ilustra estas colocações, evidenciando que a posição do valor máximo não depende do valor de  $L_1$ , mas apenas da relação entre  $R_{22}$  e  $X_{L2}$ . Nesta figura, o coeficiente de acoplamento foi considerado igual a 0,1,  $f$  igual 500 kHz e  $R_{22}$  igual 10  $\Omega$ . Note-se que quando  $L_2$  vale 3,2  $\mu\text{H}$ , sua reatância se iguala ao valor de  $R_{22}$  (10  $\Omega$ ).

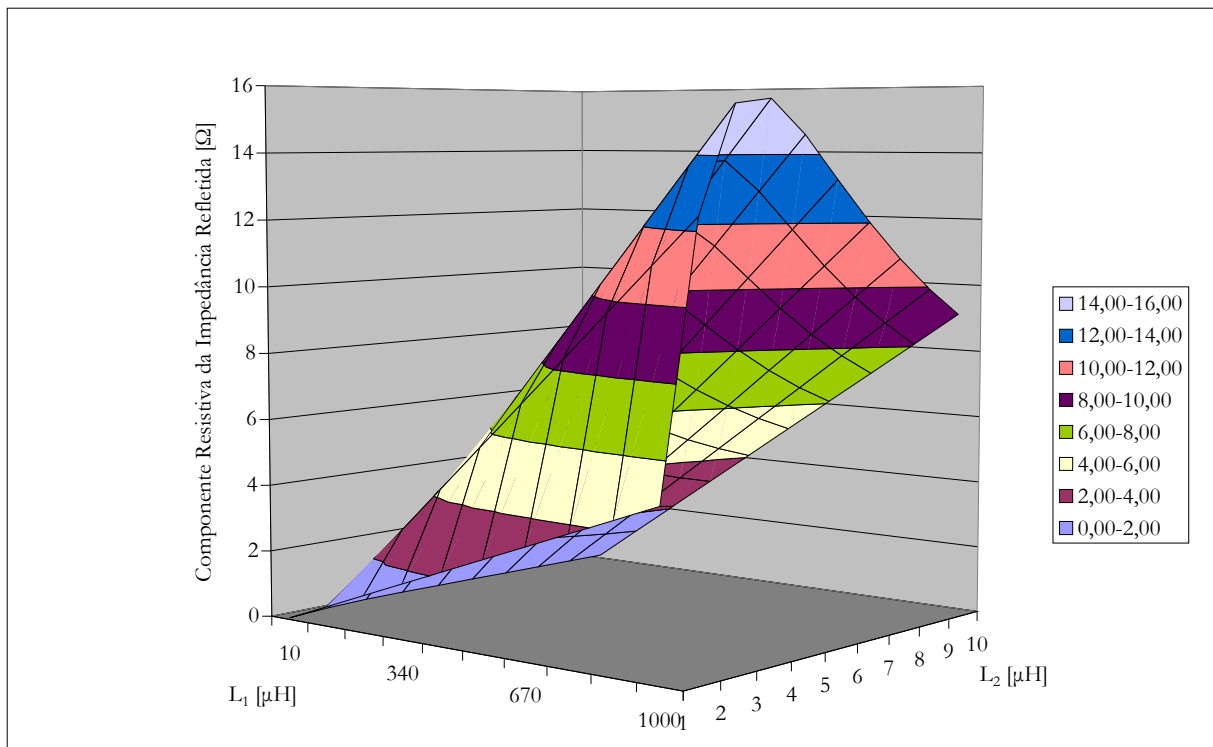


Figura 12: Componente resistiva da impedância refletida. Máximo independente do valor de  $L_1$ , sempre que  $X_{L_2}$  é igual a  $R_2$ . Valores utilizados:  $k=0,1$ ,  $f=500$  kHz,  $R_{i2} = 10 \Omega$ . Observação: para  $L_2 = 3,2 \mu\text{H}$ ,  $X_{L_2} = 10 \Omega$  (igual a  $R_{i2}$ ).

Assim, fica então configurado um conjunto de condições desejáveis que devem ser respeitadas para que a variação da impedância refletida seja ampliada:

- a) a reatância do indutor remoto  $X_{L_2}$  deve ser igual à sua resistência interna,  $R_{i2}$ ;
- b) a reatância do indutor de leitura  $X_{L_1}$  deve ser tão alta quanto possível;
- c) a resistência da bobina de leitura  $R_{ii}$  deve ser tão baixa quanto possível;
- d) o coeficiente de acoplamento deve ser tão alto quanto possível.

Contudo, apesar da análise apresentada acima evidenciar que é possível transportar informações através da impedância refletida de um indutor acoplado magneticamente, ela também deixa claro que a influência do circuito remoto sobre o circuito original é limitada pelo coeficiente de acoplamento. As condições listadas apresentam uma maneira de ampliar os efeitos desejáveis de modulação da impedância de entrada de um indutor de leitura. Porém apenas estas condições podem não ser suficientes para possibilitar a realização de um sistema de biotelemetria, onde sabidamente os coeficientes de acoplamento costumam ser baixos. Para que isto seja



possível, deve-se determinar uma maneira de amplificar os efeitos desta modulação de impedância.

Uma possível forma de se obter tal amplificação é a utilização do indutor de leitura em um circuito ressonante com alto fator de qualidade, conforme será exposto a seguir.

### 3.2 VARIAÇÃO DA FASE DA IMPEDÂNCIA DE UM CIRCUITO RESSONANTE ACOPLADO MAGNETICAMENTE À UNIDADE IMPLANTÁVEL

Circuitos RLC série, como o exposto na Figura 13, são formados pela ligação em série de um resistor ideal (R), de um indutor ideal (L) e de um capacitor ideal (C). A análise de suas características pode ser efetuada utilizando-se uma equação integral-diferencial representada no domínio do tempo, ou uma equação no domínio da frequência, podendo-se utilizar neste último caso o conceito de frequência complexa (s) ou o conceito de fasores. As equações (29), (30) e (31) mostram as equações integral-diferencial, com a frequência complexa (s) e com o uso de fasores, respectivamente [Hayt & Kemmerly, 1975].

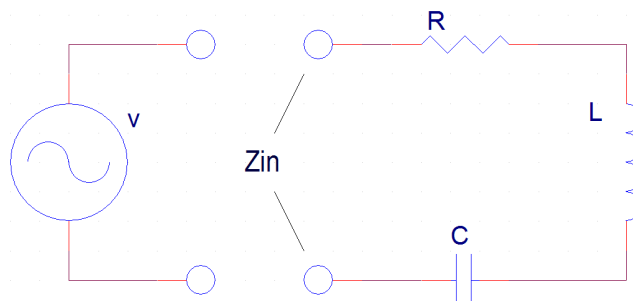


Figura 13: Circuito RLC série.

$$v(t) = L \frac{di}{dt} + Ri(t) + \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i dt \quad (29)$$

$$V(s) = I(s) \left( R + sL + \frac{1}{sC} \right) \quad (30)$$

$$V = I(R + jX_L - jX_C) \quad (31)$$

Por ser a mais intuitiva, a representação fasorial foi adotada para o desenvolvimento deste trabalho. Na equação (31) existem os fasores  $V$  e  $I$ , ambos números complexos com um módulo ( $|V|$ ,  $|I|$ ) e um ângulo de fase ( $\phi$ ). A relação entre estes dois fasores recebe o nome de impedância, representada pela letra  $Z$ . A impedância pertence ao domínio da frequência, mas não é um fasor. Como todo número complexo, seu valor pode ser representado nas formas polar ou retangular, sendo que nesta segunda ele é composto por uma parcela real, a componente resistiva, representada por  $R_z$ , e por uma parcela imaginária, a componente reativa, representada por  $jX$ , que pode ser positiva (indutiva) ou negativa (capacitiva). Os valores destas reatâncias são as representações no domínio da frequência das relações entre a tensão e a corrente sobre indutâncias e capacitâncias do circuito. As equações (32) e (33) apresentam as relações das grandezas de  $Z$  em sua forma polar e retangular.

$$R_Z = |Z| \cos \phi \quad (32)$$

$$jX = j|Z| \sin \phi \quad (33)$$

As equações (24) e (34) determinam os valores das reatâncias de um indutor ( $X_L$ ) e de um capacitor ( $X_C$ ), respectivamente, em função da frequência.

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C} \quad (34)$$

Como  $X_L$  é diretamente proporcional à frequência, e  $X_C$  inversamente, pode-se facilmente observar que, em um circuito composto por pelo menos um indutor e um capacitor, as reatâncias indutivas são dominantes em frequências altas, e as capacitivas em baixas. No caso do circuito RLC exposto, existe ainda uma situação em que as reatâncias indutivas e capacitivas assumem o mesmo valor, tornando a impedância do circuito puramente resistiva. Esta condição é chamada de ressonância. Assim, sabendo-se que a impedância de entrada ( $Z_{in}$ ) do circuito pode ser representada por

$$Z_{in} = R + j2\pi f L - j \frac{1}{2\pi f C} \quad , \quad (35)$$

a frequência de ressonância  $f_0$  que satisfaz a condição de ressonância pode ser facilmente deduzida. Ou seja, para que  $Z_{in}$  seja puramente resistiva (note-se que esta é a condição de ressonância, e, portanto,  $f = f_0$ ):

$$2\pi f_0 L = \frac{1}{2\pi f_0 C} \quad . \quad (36)$$

Isolando-se  $f_0$  da equação (36), tem-se:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad . \quad (37)$$

Este comportamento ressonante fica bastante evidenciado quando analisadas as características do módulo e da fase de  $Z_{in}$  com relação à frequência. A Figura 14 mostra a evolução do módulo ( $|Z_{in}|$ ) e a Figura 15 a da fase ( $\theta_{Z_{in}}$ ) com o aumento da frequência, passando por  $f_0$ . Nos gráficos fica evidente que em  $f_0$  o módulo atinge seu valor mínimo, igual ao valor de  $R$ . Também pode ser visto que nas baixas frequências a reatância de entrada é dominada pelo capacitor  $C$ , deixando  $\theta_{Z_{in}}$  próximo a  $-90^\circ$ , enquanto nas altas frequências o domínio evidente é do indutor  $L$ , com  $\theta_{Z_{in}}$  próximo a  $+90^\circ$ . Os gráficos representam a característica de impedância de um circuito RLC série, com  $R=10 \Omega$ ,  $L=1 \text{ mH}$  e  $C=150 \text{ pF}$ .

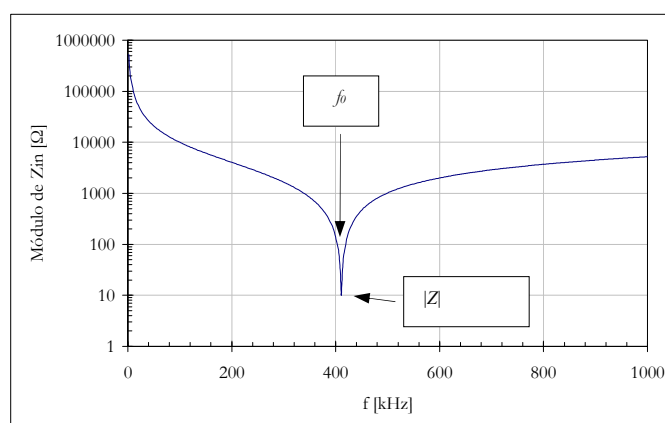


Figura 14: Evolução do  $|Z_{in}|$  de um circuito RLC série com o aumento da frequência.

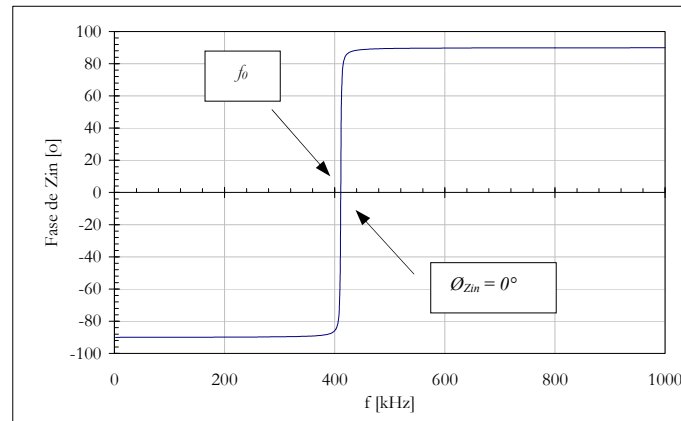


Figura 15: Evolução da  $\varnothing_{Z_{in}}$  de um circuito RLC série com o aumento da frequência.

Também é interessante notar a grande variação tanto no módulo quanto na fase de  $Z_{in}$  para frequências próximas a  $f_0$ . As inclinações com que tanto a fase como o módulo variam é função do fator de qualidade do circuito ( $Q$ ), que é definido como  $2\pi$  vezes a máxima energia armazenada e a máxima energia perdida por período no circuito [Hayt & Kemmerly, 1975]. Para um circuito RLC série, quanto maior o valor da relação entre  $L$  e  $R$ , maior o fator de qualidade e, conseqüentemente, maior a inclinação nas curvas de  $Z_{in}$ . Neste caso o fator de qualidade  $Q_0$ , na frequência de ressonância é dado por:

$$Q_0 = \frac{2\pi f_0 L}{R} \quad (38)$$

Extrapolando-se a idéia exposta acima a um circuito onde a componente reativa da impedância contemple um segundo indutor magneticamente acoplado ao primeiro, chega-se ao circuito exposto na Figura 16 (a). Aplicando-se então o modelo T de transformadores [Hayt & Kemmerly, 1975], chega-se ao circuito equivalente da Figura 16 (b), possibilitando um equacionamento da impedância de entrada ( $Z_{in}$ ) do circuito do primário (RLC série) considerando os efeitos do circuito do secundário (sensor). Nesta representação está sendo considerado que os indutores  $L_l$  (leitura) e  $L_T$  (transdutor) estão magneticamente acoplados com um coeficiente de acoplamento  $k$ , resultando no surgimento da indutância mútua  $M$ .

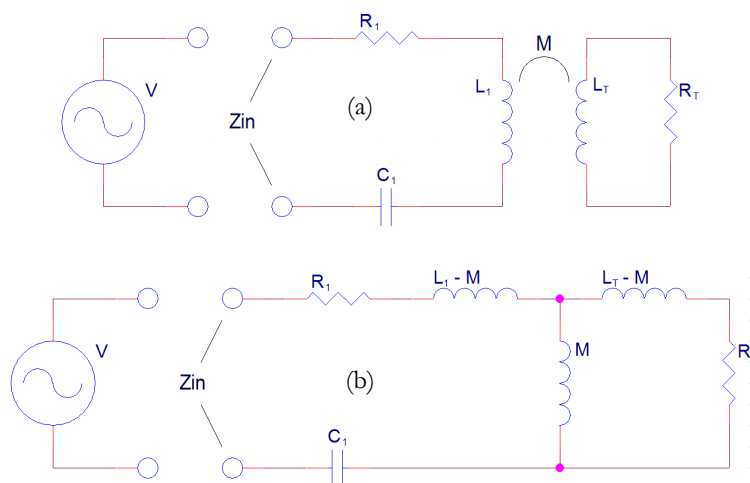


Figura 16: Circuito RLC série com indutor acoplado magneticamente a outro (a); circuito equivalente aplicando-se o modelo T de transformadores (b). Neste modelo é apresentado  $R_T$  como resistência intrínseca de  $L_T$ .

O comportamento de ressonância do circuito RLC original é mantido, porém a frequência em que a condição de ressonância ocorre é levemente alterada pelos valores de  $L_T$ ,  $R_T$  e de  $M$  (ou  $k$ ). A equação de  $Z_{in}$  é diferente da equação do circuito primário original, pois existem agora duas malhas de corrente. Com isto, a parcela reativa de  $Z_{in}$  será diminuída, elevando  $f_0$ , e a parcela resistiva de  $Z_{in}$  será aumentada, diminuindo  $Q$ , pois

$$Z_{in} = R_1 - jX_{C1} + jX_{L1} - jX_M + [jX_M // (R_T + jX_{LT} - jX_M)] \quad . \quad (39)$$

Portanto, a variação na impedância de circuitos ressonantes pode ser utilizada para promover a leitura de transdutores com grande sensibilidade, já que pequenas variações nos componentes do circuito podem ser percebidas como grandes variações no módulo ou na fase da impedância total do circuito. Este efeito de amplificação obtido pela transformação da variação da indutância em variação de fase de  $Z_{in}$  ( $\theta_{Z_{in}}$ ), por exemplo, pode ser utilizado para garantir sensibilidade suficiente para que medições dos componentes alterados sejam realizadas [Hara & Abatti, 2004].

### 3.3 MEDIÇÃO DA INDUTÂNCIA DO TRANSDUTOR

Considerando o circuito equivalente mostrado na Figura 16 (b), e a partir da equação (39), chega-se a (o desenvolvimento destas equações é apresentado no apêndice 1):

$$Z_{in} = \frac{R_1 R_T^2 + R_T k^2 X_{L1} X_{LT} + R_1 X_{LT}^2}{R_T^2 + X_{LT}^2} + \frac{j(R_T^2 X_{L1} - R_T^2 X_{C1} + X_{L1} X_{LT}^2 - X_{C1} X_{LT}^2 - k^2 X_{L1} X_{LT}^2)}{R_T^2 + X_{LT}^2}, \quad (40)$$

$$|Z_{in}| = \sqrt{\left( \frac{X_{LT}^2 R_1 + X_{LT} R_T k^2 X_{L1} + R_T^2 R_1}{R_T^2 + X_{LT}^2} \right)^2 + \left[ \frac{X_{LT}^2 (X_{L1} - X_{C1} - k^2 X_{L1}) + R_T^2 (X_{L1} - X_{C1})}{R_T^2 + X_{LT}^2} \right]^2} \quad (41)$$

e

$$\phi_{Z_{in}} = \text{atg} \left( \frac{X_{LT}^2 (X_{L1} - X_{C1} - k^2 X_{L1}) + R_T^2 (X_{L1} - X_{C1})}{X_{LT}^2 R_1 + X_{LT} R_T k^2 X_{L1} + R_T^2 R_1} \right). \quad (42)$$

Nas equações (41) e (42) vê-se que o valor de  $L_T$  influencia tanto no módulo como na fase de  $Z_{in}$ . Analisando-se esta influência pode-se imaginar um sistema em que o valor de uma indutância em curto-circuito acoplada magneticamente a um circuito de leitura possa ser determinado, desde que o valor de sua resistência intrínseca,  $R_T$ , seja diferente de zero. Resultados obtidos com unidades sensoras similarmente não ressonantes foram anteriormente apresentados [Hara & Abatti, 2004], porém estas eram compostas por dois componentes e voltadas à medição de transdutores resistivos.

Conhecido o comportamento da impedância de entrada do circuito de leitura, descrito pela equação (40), pode-se imaginar diferentes maneiras de se obter o valor da indutância que se deseja medir, tais como medição da fase ou do módulo de  $Z_{in}$ , ou ainda através de uma combinação entre seu módulo e sua fase. O módulo de  $Z_{in}$  apresenta valores idênticos para freqüências diferentes, abaixo e acima da freqüência de ressonância. Enquanto isto, a fase de  $Z_{in}$  não se repete, uma vez que o circuito apresenta comportamento capacitivo para freqüências abaixo de  $f_0$  e indutivo para freqüências acima desta, fazendo com que o sinal resultante da fase medida seja negativo no primeiro caso e positivo no segundo. Além disto, a influência de ruídos em medições de amplitude costuma ser mais intensa do que em medições de fase. Ainda, a

inclinação da curva de fase em frequências próximas à ressonância é maior do que a inclinação da curva de amplitude, que tem inclinação igual à zero em  $f_0$ , como mostrado anteriormente, proporcionando maior sensibilidade a variações de  $L_T$ , evidenciando vantagens para que sejam empregadas medições da fase.

Considerando-se o sistema de medição proposto na Figura 16, onde  $L_T$  é a indutância do transdutor que se deseja determinar, vê-se que as únicas variáveis que determinam a fase de  $Z_{in}$  são  $k$  e o próprio valor de  $L_T$ , ambos desconhecidos, onde  $k$  varia em função da geometria e do meio do acoplamento magnético [Hayt & Kemmerly, 1975], uma vez que os outros parâmetros são constantes. Para que se possa então determinar o valor de  $L_T$ , é proposta a realização de duas medições de  $\theta_{Z_{in}}$  em duas frequências diferentes e conhecidas,  $f_a$  e  $f_b$ , próximas à frequência de ressonância. As reatâncias indutivas,  $X_{Ll}$ ,  $X_M$  e  $X_{Lr}$ , e a capacitiva,  $X_{Cl}$ , presentes na equação (42) variam direta e inversamente com relação à frequência, respectivamente, e assumem valores diferentes de acordo com a frequência. Assim, de posse dos dois valores de fase medidos em frequências diferentes é possível se obter um sistema de equações, onde os índices  $a$  e  $b$  representam que o valor do parâmetro deve ser considerado de acordo com a frequência  $f_a$  ou  $f_b$ , respectivamente:

$$\begin{cases} \phi_a = f(k, L_T) \Big|_{f_a} \\ \phi_b = f(k, L_T) \Big|_{f_b} \end{cases} \quad (43)$$

O sistema acima possui duas equações e duas incógnitas e para que admita solução é necessário que as duas equações que o compõem sejam linearmente independentes, condição satisfeita neste caso proposto, visto que o comportamento da fase da impedância de entrada não é linear de acordo com a variação da frequência de leitura. A resolução deste sistema de equações composto para determinação de  $X_{Lr}$  é apresentada no apêndice 2 e sua solução é uma equação do 3º grau, exposta a seguir.

$$\begin{aligned} & X_{Lr}^3 (A^3 Y_a - A^2 Y_b) + X_{Lr}^2 (A^2 Y_a R_T \operatorname{tg} \phi_b - A^2 Y_b R_T \operatorname{tg} \phi_a) + \\ & + X_{Lr} (A^3 Y_a - Y_b) + A^2 Y_a R_T \operatorname{tg} \phi_b - Y_b R_T \operatorname{tg} \phi_a = 0 \end{aligned} \quad (44)$$

onde

$$Y_a = (X_{Ll} - X_{Cl} - R_1 \operatorname{tg} \phi_a) \quad , \quad (45)$$

$$Y_b = R_T^2 (X_{Ll} - X_{Cl} - R_1 \operatorname{tg} \phi_a) \quad , \quad (46)$$

$$Y_b = (AX_{L1a} - BX_{C1a} - R_1 \text{tg} \phi_b) , \quad (47)$$

$$Y_b' = R_T^2 (AX_{L1a} - BX_{C1a} - R_1 \text{tg} \phi_b) , \quad (48)$$

$$A = \frac{f_b}{f_a} \quad (49)$$

e

$$B = \frac{f_a}{f_b} . \quad (50)$$

A equação (44) possui três raízes. Um método para sua solução é apresentado no apêndice 3 [Spiegel, 1973]. Existem três possibilidades quanto à natureza destas raízes em função de seus coeficientes. Em um primeiro caso, a equação admite uma raiz real e duas complexas. Em um segundo caso, a equação admite três raízes reais, sendo pelo menos duas iguais. Existe ainda um terceiro caso, no qual as três raízes são reais e diferentes. As condições que determinam qual a natureza das raízes de uma equação do terceiro grau estão também apresentadas no apêndice 3. Devido ao grande número de parâmetros envolvidos nos coeficientes desta equação, sua solução analítica não é viável e para obtenção de  $X_{LT}$ , é necessário se realizar a solução numérica conforme o método indicado (ver apêndice 3).

Note-se que  $X_{L1a}$  é a reatância do transdutor indutivo na frequência de leitura  $f_a$  e que, a partir deste valor, para a determinação de  $L_T$  basta saber-se que:

$$L_T = \frac{X_{L1a}}{2\pi f_a} . \quad (51)$$

O coeficiente de acoplamento pode ser também obtido a partir da resolução do sistema e sua solução é exposta a seguir, sendo que o desenvolvimento desta equação também está apresentado no apêndice 2

$$k = \sqrt{\frac{X_{L1a}^2 Y_a + Y_a'}{X_{L1a}^2 X_{L1a} + X_{L1a} X_{L1a} R_T \text{tg} \phi_a}} . \quad (52)$$

Assim, através destas equações, fica configurado um processo para a determinação das incógnitas do sistema, permitindo então a medição de parâmetros físicos que modulem a indutância  $L_T$  do transdutor. Porém, para que a solução do sistema seja possível, é necessária a



determinação prévia dos valores das constantes que o compõem, tais como  $R_l$ ,  $C_l$  e  $L_l$ , além das frequências de leitura  $f_a$  e  $f_b$ . Sobre o coeficiente de acoplamento,  $k$ , é importante lembrar que sua determinação não é trivial, pois nas aplicações para as quais o sistema de biotelemetria é proposto, com a utilização de unidades implantáveis, a geometria do acoplamento é, na maioria dos casos, variável. Todavia o cálculo de seu valor é parte do processo completo de solução apresentado, o que é de fundamental importância, como ficará claro na continuidade do trabalho.

### 3.4 AVALIAÇÃO DAS EQUAÇÕES DESENVOLVIDAS

Neste ponto do trabalho é importante a apresentação de uma avaliação do desenvolvimento proposto, para se determinar eventuais fatores que possam ocasionar dificuldades na implementação e para que seu funcionamento seja mais amplamente compreendido. Para isto, é interessante a realização de simulações da fundamentação teórica apresentada e também a realização de um experimento preliminar para visualização de resultados.

Uma vez que o fundamento no qual a técnica proposta está baseada é a variação da fase da impedância de entrada do circuito de leitura de acordo com o valor da indutância do transdutor remoto acoplado magneticamente, as simulações realizadas visam verificar e otimizar este comportamento. Assim, a resposta da equação (42) foi avaliada, gerando o diagrama exposto na Figura 17. Neste gráfico fica evidenciada a modulação sofrida pela curva da fase da impedância de entrada com a variação da indutância do transdutor. Para esta avaliação a frequência foi variada de 400 a 440 kHz em 61 passos de aproximadamente 655 Hz de maneira a construir uma curva contínua de variação de fase. Os valores utilizados para esta simulação não são aleatórios e estão de acordo com as características do experimento mencionado no parágrafo anterior.

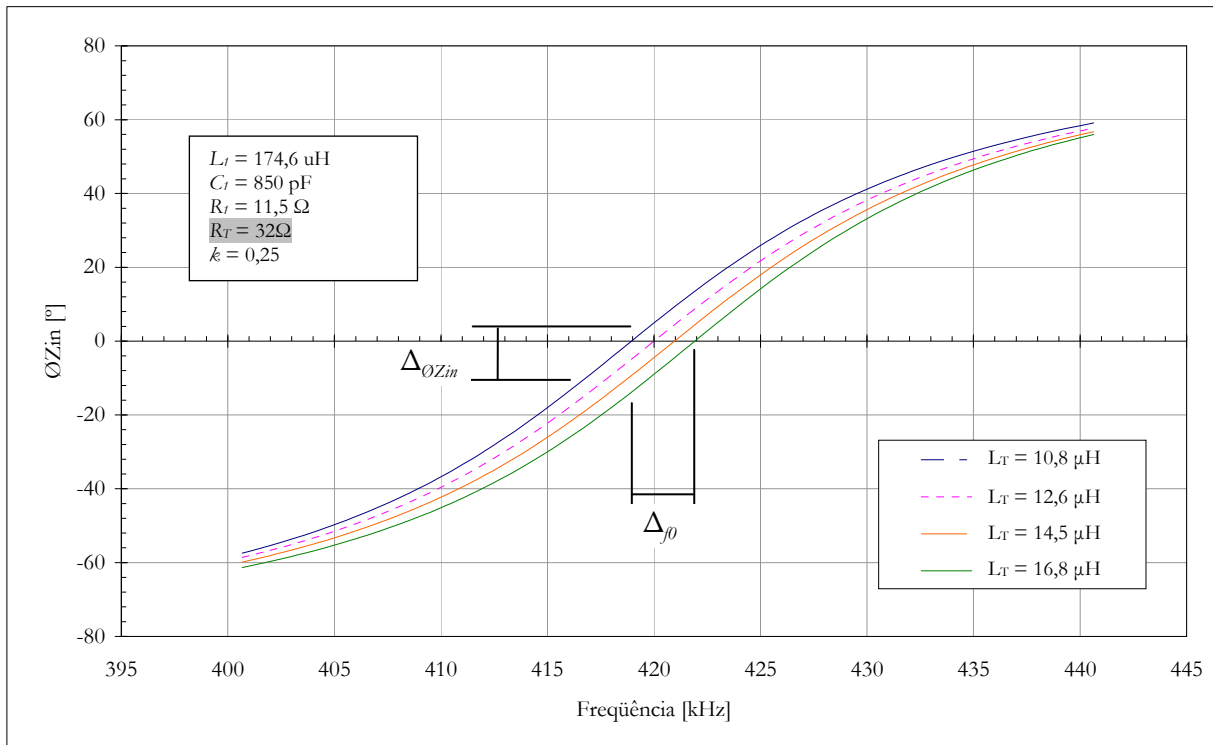


Figura 17: Variação da fase da impedância de entrada do circuito ressonante de leitura de acordo com o valor da indutância do transdutor – ver equação (42).

O gráfico mostrado na Figura 17 permite observar que uma variação da indutância ( $L_T$ ) de  $6 \mu\text{H}$  reflete diretamente em uma variação de  $f_0$  de cerca de  $4 \text{ kHz}$  e em uma variação de  $\varnothing_{Z_{in}}$  igual a  $13,9^\circ$ . Como mencionado anteriormente, esta maior sensibilidade na variação de  $\varnothing_{Z_{in}}$  deve-se à grande inclinação da curva de fase em frequências próximas à ressonância do circuito.

O valor de  $R_T$ , que conforme visto anteriormente precisa ser diferente de zero para possibilitar o funcionamento da técnica proposta, está destacado dentro da Figura 17. Sua variação causa um interessante efeito de modulação na inclinação da curva da fase em frequências próximas à ressonância. Isto pode ser primeiramente entendido como uma alteração do fator de qualidade do circuito, uma vez que uma parcela da resistência  $R_T$  também é transferida ao circuito ressonante de leitura através do acoplamento indutivo entre a bobina de leitura e o transdutor. Basicamente, o fator de qualidade ( $Q$ ) de um circuito RLC série ressonante pode ser visto como a relação entre a reatância indutiva na frequência de ressonância deste circuito e sua resistência [Hayt & Kemmerly, 1975]. Quanto maior o valor de  $Q$ , mais inclinada a curva de fase em frequências próximas à ressonância. Porém, analisando-se o gráfico da Figura 18, vê-se que os efeitos da variação do valor de  $R_T$  não podem ser resumidos apenas à variação da inclinação da curva de fase, pois pode ser observada uma maximização na sensibilidade do sistema para um

valor intermediário deste parâmetro. Para facilitar tal visualização são apresentados nesta figura quadros com diferentes valores de  $R_T$  considerados nas simulações e as respectivas máximas variações na fase da impedância de entrada ( $\Delta\phi_{Zin}$ ) em função de uma variação de  $6 \mu\text{H}$  em  $L_T$ . Nota-se então que quando  $R_T$  é igual a  $32 \Omega$ , o valor de  $\Delta\phi_{Zin}$  é igual a  $13,9^\circ$ , maior que quando  $R_T$  é igual a  $10 \Omega$  ou  $55 \Omega$ , resultando em  $\Delta\phi_{Zin}$  iguais a  $7,6^\circ$  e  $12,8^\circ$ , respectivamente.

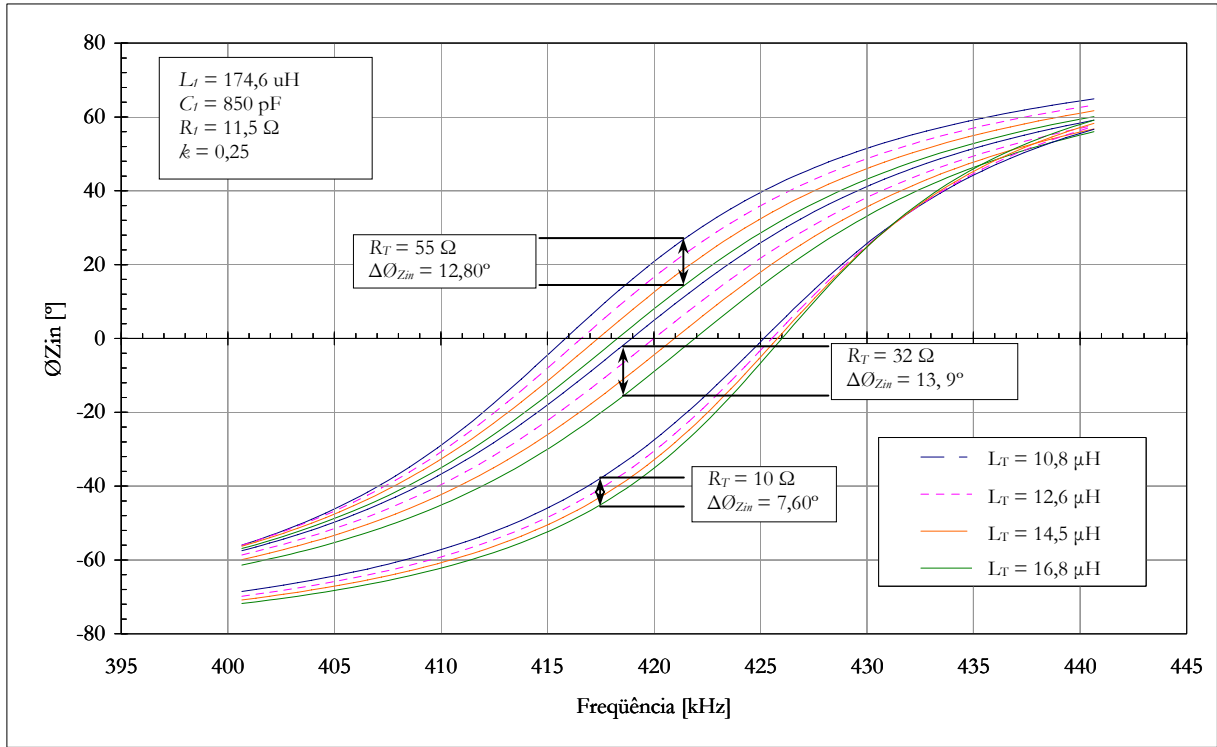


Figura 18: Modulação do fator de qualidade do circuito ressonante em função da resistência do transdutor, evidenciando uma maximização na variação da fase de entrada e, conseqüentemente, na sensibilidade do sistema.

A fase da impedância de entrada depende dos parâmetros do sistema. De forma geral, partindo-se da equação (42), considerando-se  $L_l$ ,  $R_l$  e  $C_l$  constantes pode-se escrever

$$\phi_{Zin} = f(L_T, k, R_T, f) \Big|_{L_l, C_l, R_l = cte} \quad (53)$$

Assim, a sensibilidade do sistema pode ser determinada considerando-se adicionalmente  $k$ ,  $R_T$  e  $f$  constantes, ou seja,

$$\Delta\phi_{Zin} = \phi_{Zin} \Big|_{L_{T1}} - \phi_{Zin} \Big|_{L_{T2}} \quad (54)$$

Desenvolver as equações para maximizar  $\Delta\theta_{Zin}$  partindo das equações acima seria um caminho extenso e matematicamente desafiador. Afortunadamente esta análise não é necessária, pois, como discutido anteriormente, a maximização da sensibilidade do sistema em função do valor de  $R_T$  pode ser atingida respeitando-se a condição exposta na equação (27).

Para ilustrar esta afirmação, na Figura 19 é apresentado um comparativo entre os valores obtidos para  $\Delta\theta_{Zin}$  e os valores da variação da componente resistiva da impedância refletida (parte real da equação (25)). O diagrama foi gerado considerando-se os mesmos parâmetros das simulações anteriores e assumindo-se uma maior variação de  $R_T$ . Ainda, é necessário colocar que os valores considerados para o cálculo de  $X_{LT}$  foram frequência igual a 420 kHz e o valor médio de  $L_T$  usado nas simulações anteriores, ou seja, 13,8  $\mu$ H, resultando em um valor de 36,4  $\Omega$ . As duas escalas verticais do diagrama foram ajustadas em função de seus máximos.

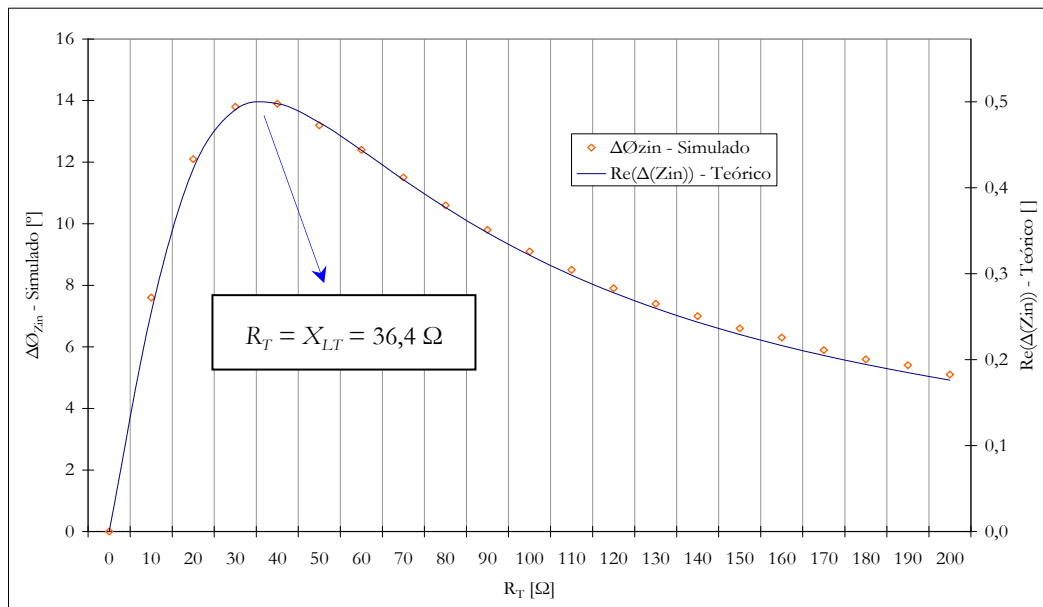


Figura 19: Comparativo entre a sensibilidade simulada e a teórica para variação de  $\theta_{Zin}$ , evidenciando a relação ideal entre  $R_T$  e  $X_{LT}$ .

Observa-se que estas simulações, permitem visualizar a relação entre a indutância do transdutor e a fase da impedância de entrada do circuito de leitura,  $\theta_{Zin}$ , incluindo-se a determinação do ponto de máxima sensibilidade do sistema. Porém para validar os conceitos da teoria desenvolvida, foi concebido um experimento preliminar. Os resultados deste experimento, bem como a especificação prática de um sistema que permite avaliar a viabilidade da aplicação da técnica proposta em sistemas de biotelemetria são expostos no capítulo seguinte.

## CAPÍTULO 4

### ESPECIFICAÇÃO PRÁTICA DO SISTEMA

#### 4.1 RESULTADOS PRÁTICOS PRELIMINARES

Na Figura 20 pode ser visto, de maneira ilustrativa, o arranjo montado para verificação experimental preliminar da técnica proposta. No centro da bobina de leitura  $L_I$  (31 espiras, núcleo de ar, 106 mm de diâmetro, fio 20 AWG com diâmetro de aproximadamente 0,81 mm, 174,6  $\mu\text{H}$ ), foi posicionada a bobina  $L_T$  (número de espiras variável, núcleo de ar, 55 mm de diâmetro, fio 20 AWG com diâmetro de aproximadamente 0,81 mm, indutância variável).

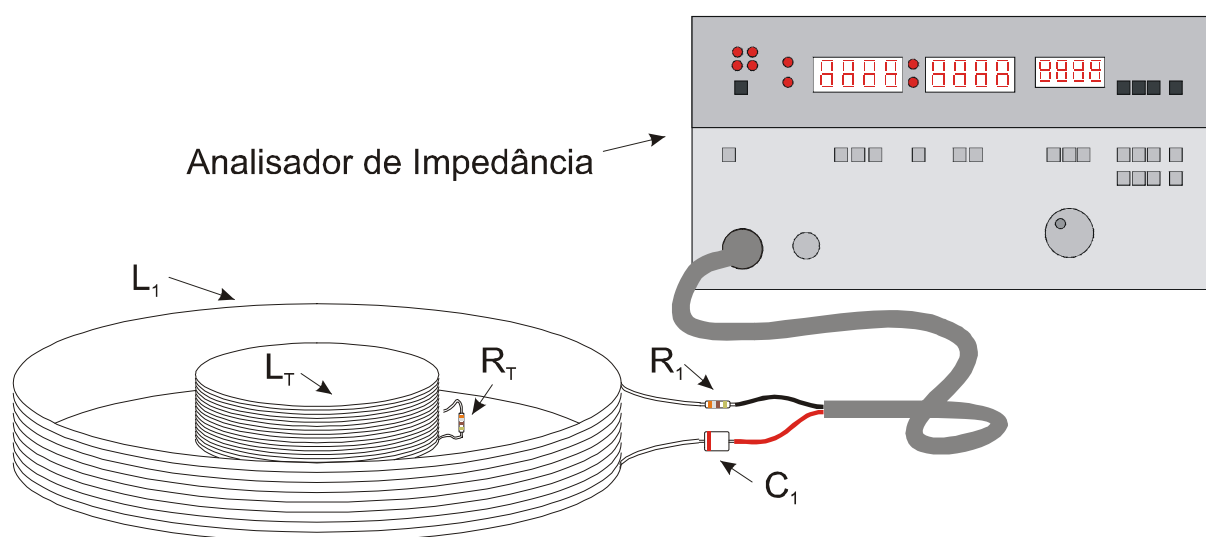


Figura 20: Ilustração do arranjo montado para o experimento visando comprovar a variação da fase da impedância de entrada do circuito de leitura de acordo com a alteração do valor da indutância do transdutor.

A Tabela 2 mostra o valor da indutância  $L_T$  em função do número de espiras. De fato,  $L_T$  foi construído com 22 espiras, sendo a seleção do número efetivo realizada manualmente soldando-se o resistor  $R_T$  (Figura 21). Para completar o circuito de leitura selecionou-se  $C_I$  (861 pF),  $R_I$  (11,5  $\Omega$ ) e  $R_T$  (39  $\Omega$ ), sendo que as resistências internas do capacitor e dos indutores utilizados foram desprezadas. Além disto, ressalta-se que as espiras não utilizadas de  $L_T$  podem, devido a capacitâncias parasitas, influenciar no resultado final. Porém, esta possível influência não foi considerada.

Tabela 2: Valores de indutância de  $L_T$  utilizado para verificação experimental da técnica proposta, onde  $N$  corresponde ao número de espiras da bobina.

Componente	Valor
$L_T (N = 10)$	10,8 $\mu\text{H}$
$L_T (N = 11)$	12,6 $\mu\text{H}$
$L_T (N = 12)$	14,5 $\mu\text{H}$
$L_T (N = 13)$	16,8 $\mu\text{H}$

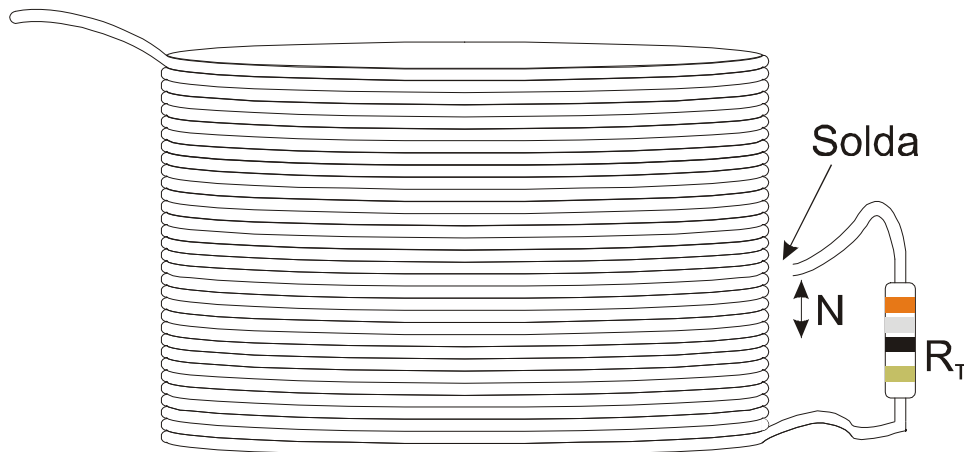


Figura 21: Ilustração da bobina utilizada como  $L_T$ , possibilitando a variação da indutância através da seleção do número de espiras com um resistor.

No presente experimento, um analisador vetorial de impedância comercial (HP modelo 4193A) foi utilizado tanto para medir o valor dos componentes do circuito, bem como a fase da impedância de entrada do circuito de leitura em diferentes frequências. Este equipamento é capaz de medir tanto o módulo como o ângulo de fase de impedâncias genéricas em uma faixa de frequências entre 0,4 e 110 MHz, selecionáveis em passos de 1 kHz.

Para se medir  $k$  utilizou-se o método proposto por Kim [1997], que faz uso da relação entre o módulo da tensão induzida ( $V_{LT}$ ) na bobina secundária pelo módulo da corrente circulante na bobina primária ( $I_1$ ) para determinar  $M$ , ou seja,

$$M = \frac{V_{LT}}{2\pi f I_1} \quad . \quad (55)$$

Sabendo-se que

$$I_1 = \frac{V_{L1}}{2\pi f L_1} \quad , \quad (56)$$

onde  $V_{L1}$  é o módulo da tensão do primário, tem-se então

$$M = \frac{V_{LT}}{V_{L1}} L_1 \quad . \quad (57)$$

Assim, os valores de  $k$  foram medidos aplicando-se um sinal alternado, com frequência de aproximadamente 737 kHz na bobina de leitura e medindo-se o valor da tensão induzida em  $L_T$ , centralizada em seu interior. Os resultados desta medição são apresentados na Tabela 3. Acredita-se que a pequena variação apresentada no valor de  $k$  deve-se principalmente ao diferente comprimento de  $L_T$  em função da variação do número de espiras, o que de fato altera, mesmo que de maneira mínima, a geometria do acoplamento.

Tabela 3: Valores medidos para determinação do coeficiente de acoplamento.

	$L_T$ (N=10)	$L_T$ (N=11)	$L_T$ (N=12)	$L_T$ (N=13)
$V_{L1}$ [V]	7,44	7,44	7,44	7,44
$V_{LT}$ [mV]	440	488	528	576
$M$ [ $\mu$ H]	10,29	11,35	12,28	13,39
$k$ []	0,242	0,246	0,248	0,252

Uma vez obtidos todos os dados para a modelagem do sistema, foram medidas as fases da impedância de entrada do circuito de leitura em treze frequências diferentes, de 410 kHz a 434 kHz, com intervalos de 2 kHz entre elas, para cada um dos quatro possíveis valores de  $L_T$  (Figura 22), possibilitando a visualização experimental do princípio de funcionamento da técnica proposta. Notem-se os valores utilizados no modelo teórico, expostos no quadro no interior do gráfico. Estes valores foram medidos com o analisador de impedância e aplicados à equação (42) para gerar as curvas representadas pelas linhas contínuas. Os diferentes valores de  $k$  apresentados na Tabela 3, resultantes das diferentes configurações de  $L_T$ , foram também considerados na simulação teórica que foi comparada aos resultados do experimento. Especial atenção deve ser dada às diferenças entre os valores esperados e os medidos que indicam, basicamente, deslocamentos nas frequências de ressonância teórica e experimental.

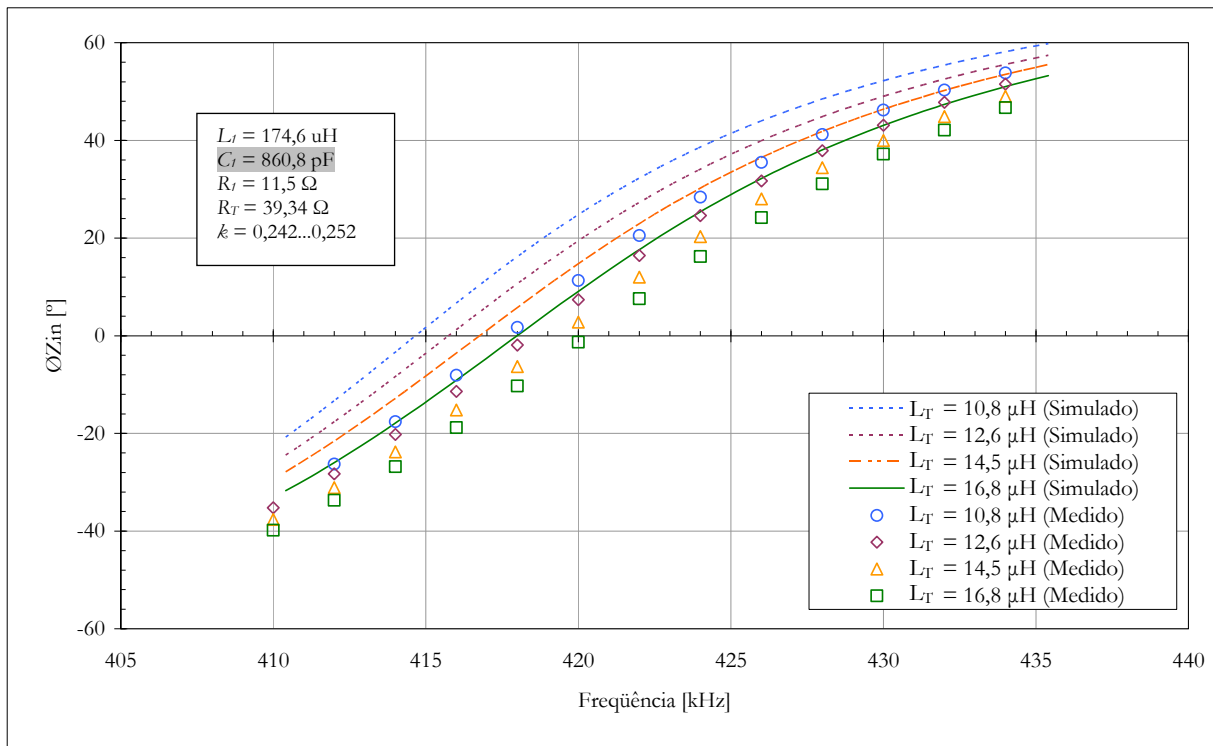


Figura 22: Distorção na verificação experimental da variação da fase da impedância de entrada do circuito ressonante de leitura de acordo com o valor da indutância do transdutor.

Deslocamentos na frequência de ressonância similares a este foram verificados em trabalhos anteriores, durante tentativas de medição de transdutores resistivos [Hara, 2003]. Naquele caso, correções no valor da capacitância  $C_T$  do modelo teórico foram suficientes para se atingir melhores resultados. Tais observações resultaram em um método para a obtenção do valor desta capacitância a ser utilizado nas equações, baseado na medição da frequência de ressonância do circuito de leitura na ausência da unidade sensora. A partir do valor medido para  $L_T$ , o valor de  $C_T$  passou a ser determinado matematicamente a partir desta medição e da equação (37).

Desta maneira foi então medida a frequência de ressonância do circuito de leitura fornecendo 413 kHz. Assumindo-se o valor de  $L_T$  indicado na Tabela 3, chega-se a um novo valor para  $C_T$  igual a 850 pF que, quando utilizado no modelo teórico, resulta em uma melhor sobreposição dos valores experimentais sobre as curvas teóricas. Este resultado, exposto na Figura 23, ilustra com clareza o efeito de como pequenas variações no valor de  $L_T$  são refletidas em variações de fase do circuito de leitura, fato evidente quando comparados os valores de  $\phi_{Zin}$  em uma mesma frequência para diferentes valores de  $L_T$ .



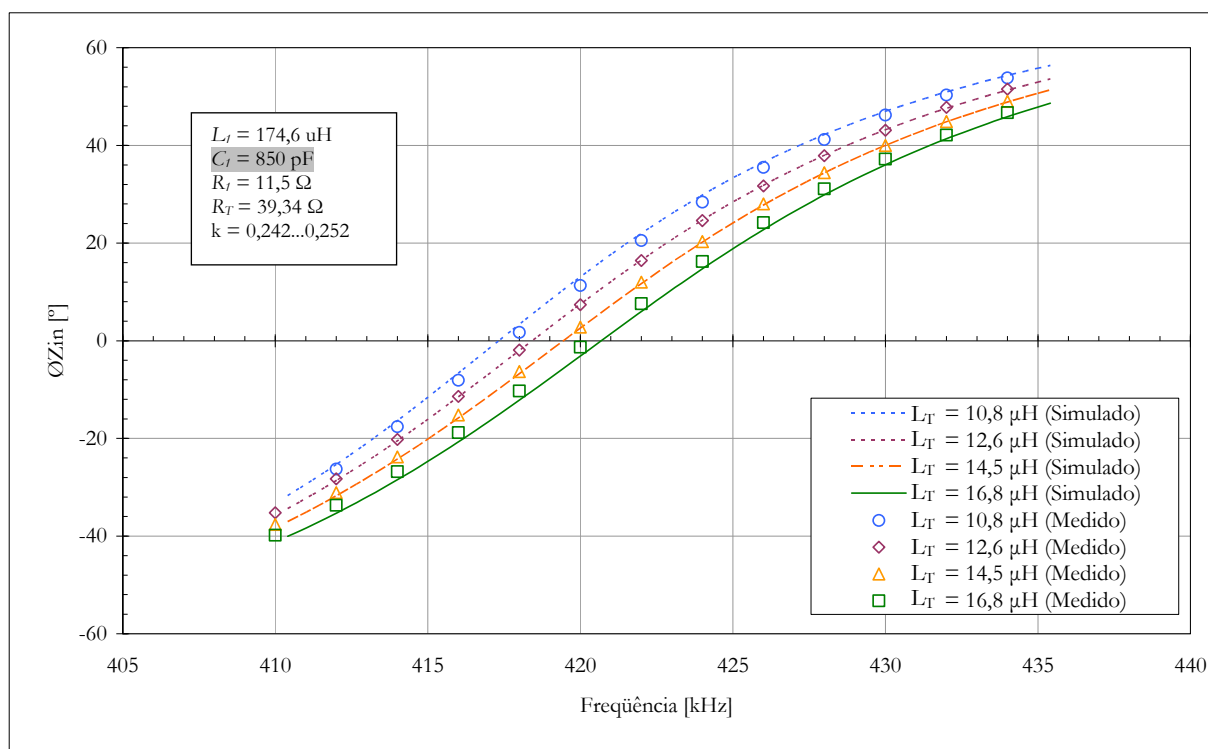


Figura 23: Verificação experimental da variação da fase da impedância de entrada do circuito ressonante de leitura de acordo com o valor da indutância do transdutor.

Apesar do ajuste realizado no valor de  $C_I$ , pequenas diferenças entre os valores teóricos e os experimentais continuam sendo evidentes. Cabe, porém, colocar que estes são resultados de um experimento preliminar, no qual eventuais erros de medição podem ter sido negligenciados, uma vez que o fim ao qual este se destinou foi apenas a visualização prática dos efeitos de modulação de fase previstos na teoria desenvolvida. Enfim, mesmo com a presença destes desvios, este breve experimento forneceu dados suficientes para que as equações (44) e (52) fossem primariamente alimentadas, resultando em valores preliminares medidos remotamente para  $k$  e  $L_T$ .

#### 4.1.1 Determinação Preliminar de $L_T$

Mesmo sendo um experimento preliminar, os dados medidos e descritos no item anterior são úteis para a determinação do valor de  $L_T$  a partir de medições de ângulos de fase da impedância de entrada do circuito de leitura em diferentes frequências (Tabela 4), os quais aplicados à equação (44) permitem a determinação de  $X_{L_T}$  e, conseqüentemente,  $L_T$ .

Tabela 4: Ângulos da fase da impedância de entrada do circuito de leitura, em graus, medidos em diferentes frequências e com diferentes valores de  $L_T$ .

$L_T$ [ $\mu\text{H}$ ]	$f$ [kHz]												
	410	412	414	416	418	420	422	424	426	428	430	432	434
10,8	-34,1	-26,3	-17,6	-8,1	1,7	11,3	20,5	28,4	35,5	41,2	46,2	50,3	53,8
12,6	-35,2	-28,3	-20,2	-11,4	-1,9	7,4	16,4	24,6	31,7	37,9	43,1	47,8	51,5
14,5	-37,6	-31,1	-23,8	-15,2	-6,3	2,8	12,0	20,3	28,0	34,4	40,0	44,9	49,0
16,8	-39,8	-33,7	-26,8	-18,8	-10,3	-1,3	7,6	16,2	24,2	31,1	37,2	42,1	46,7

Ressalta-se que, testando-se várias combinações possíveis para os valores de fase lidos em diferentes frequências  $f_a$  e  $f_b$ , foram encontrados apenas casos em que a solução da equação resultou em uma raiz real e duas complexas. Como o valor de  $X_{LT}$  é, neste caso, necessariamente um número real, as duas raízes complexas podem ser ignoradas e a solução torna-se única.

A Tabela 5, mostra três diferentes combinações de frequências de leitura e as respectivas fases lidas, para cada uma dos quatro possíveis valores de  $L_T$ . Nesta tabela são mostrados ainda os valores de  $L_T$  medidos com o analisador de impedância, considerado neste caso como referência, possibilitando a determinação dos valores dos erros absolutos e relativos. No diagrama da Figura 24 pode ser vista a relação entre estes resultados.

Tabela 5: Valores de  $L_T$  medidos com o uso da técnica proposta.

$f_a$ [kHz]	$f_b$ [kHz]	$\varnothing_a$ [°]	$\varnothing_b$ [°]	$L_T$ [ $\mu\text{H}$ ]	$L_T$ ref. [ $\mu\text{H}$ ]	Erro abs. [ $\mu\text{H}$ ]	Erro rel. [%]
414	422	-17,6	20,5	11,524	10,80	0,72	6,70
414	422	-20,2	16,4	12,438	12,60	-0,16	-1,29
414	422	-23,8	12,0	14,296	14,50	-0,20	-1,40
414	422	-26,8	7,6	15,732	16,80	-1,07	-6,36
412	430	-26,3	46,2	11,537	10,80	0,74	6,82
412	430	-28,3	43,1	12,485	12,60	-0,11	-0,91
412	430	-31,1	40,0	14,106	14,50	-0,39	-2,72
412	430	-33,7	37,2	15,745	16,80	-1,05	-6,28
418	426	1,7	35,5	11,850	10,80	1,05	9,72
418	426	-1,9	31,7	12,538	12,60	-0,06	-0,49
418	426	-6,3	28,0	14,352	14,50	-0,15	-1,02
418	426	-10,3	24,2	15,893	16,80	-0,91	-5,40

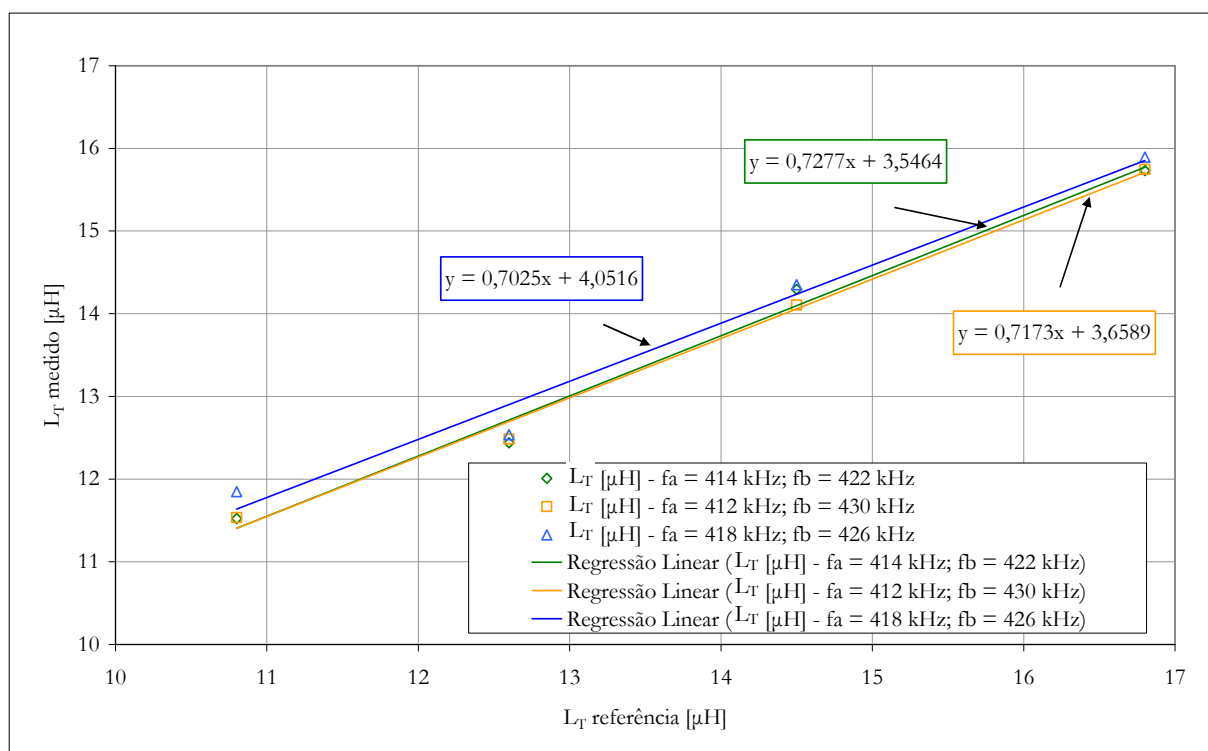


Figura 24: Relação entre os valores de referência de  $L_T$  e os resultados obtidos com o uso da técnica proposta.

De maneira análoga ao descrito anteriormente, a Tabela 6 mostra os resultados obtidos para a medição do valor do coeficiente de acoplamento através da técnica proposta. Para isto, os valores de  $L_T$  apresentados na Tabela 5 foram aplicados à equação (52). Neste caso, os valores de  $k$  utilizados como referência são os apresentados na Tabela 3. A Figura 25 mostra a relação entre os valores referidos do coeficiente de acoplamento e os obtidos pela técnica aqui desenvolvida.

Tabela 6: Valores de  $k$  medidos com o uso da técnica proposta.

$f_a$ [kHz]	$f_b$ [kHz]	$\theta_a$ [°]	$\theta_b$ [°]	$k$ []	$k$ ref. []	Erro abs. []	Erro rel. [%]
414	422	-17,6	20,5	0,242	0,242	-375,61E-6	-0,16
414	422	-20,2	16,4	0,249	0,246	2,82E-3	1,15
414	422	-23,8	12,0	0,249	0,248	1,42E-3	0,57
414	422	-26,8	7,6	0,254	0,252	2,29E-3	0,91
412	430	-26,3	46,2	0,241	0,242	-1,45E-3	-0,60
412	430	-28,3	43,1	0,248	0,246	1,55E-3	0,63
412	430	-31,1	40,0	0,250	0,248	2,44E-3	0,98
412	430	-33,7	37,2	0,253	0,252	788,19E-6	0,31
418	426	1,7	35,5	0,238	0,242	-3,70E-3	-1,53
418	426	-1,9	31,7	0,248	0,246	1,62E-3	0,66
418	426	-6,3	28,0	0,249	0,248	738,98E-6	0,30
418	426	-10,3	24,2	0,253	0,252	569,10E-6	0,23

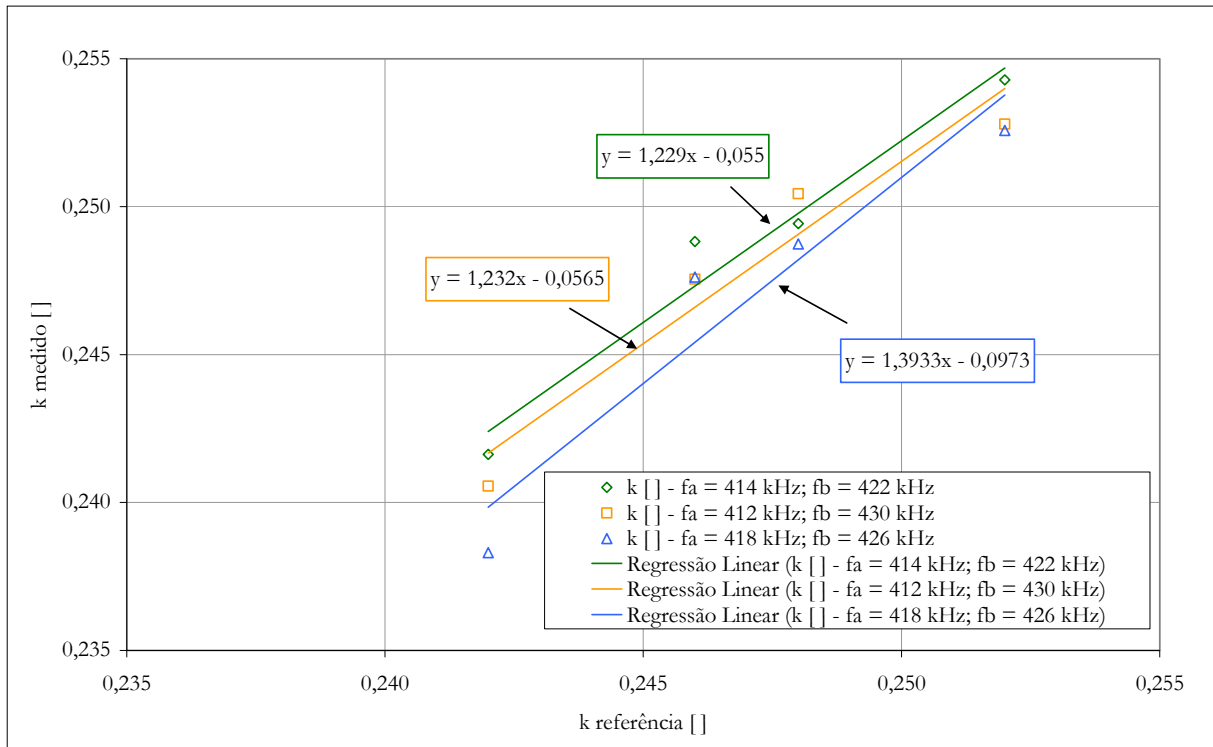


Figura 25: Relação entre os valores de referência de  $k$  e os valores medidos com o uso da técnica proposta.

Destes dados pode-se concluir que os erros existentes na medição de  $L_T$  são relativamente pequenos, menores que 10 %, e que aqueles obtidos na medição de  $k$ , quando observados isoladamente, podem ser considerados insignificantes, próximos a 1 %. Além disto, observa-se que o coeficiente angular resultante da regressão da relação entre os valores de referência de  $L_T$  e os obtidos através de medições com o uso da proposta são menores do que 1 (valor que seria ideal), sendo que no caso de  $k$  nota-se o efeito contrário. Obviamente, equações de correção deste coeficiente podem ser utilizadas como forma de calibração do sistema. Porém neste ponto do desenvolvimento é mais interessante destacar a linearidade obtida nas medições e deixar as causas que provocam tais erros para uma análise posterior.

#### 4.2 CONFIGURAÇÃO DESEJADA PARA O SISTEMA BIOTELEMÉTRICO

Os resultados do experimento preliminar apresentado anteriormente coroam a teoria desenvolvida para formulação de um sistema de telemetria, evidenciando seu funcionamento. Porém, até este ponto do trabalho foram apresentadas formulações teóricas e experimentais sem

que fossem considerados aspectos de viabilização do emprego da técnica proposta. Assim, para a continuidade do desenvolvimento é necessária a apresentação de aspectos práticos que devem ser considerados na tentativa de se atingir o objetivo deste trabalho.

No capítulo 2 foram apresentados alguns aspectos comuns em sistemas de biotelemetria e também critérios que viabilizam sua realização, especialmente em relação às bobinas utilizadas. A técnica de medição proposta neste trabalho busca satisfazer estas condições, visando a obtenção de um sistema como exposto na Figura 26, no qual um parâmetro fisiológico será transduzido primeiramente em um valor de indutância que, por sua vez, modificará a fase da impedância de um circuito de leitura acoplado magneticamente a ele. Estas modificações de fase podem ser medidas e os valores resultantes alimentam um sistema de equações cuja solução reduz-se ao valor do transdutor remoto. Conhecendo-se o comportamento do transdutor em relação ao parâmetro fisiológico de interesse, pode-se então determiná-lo.

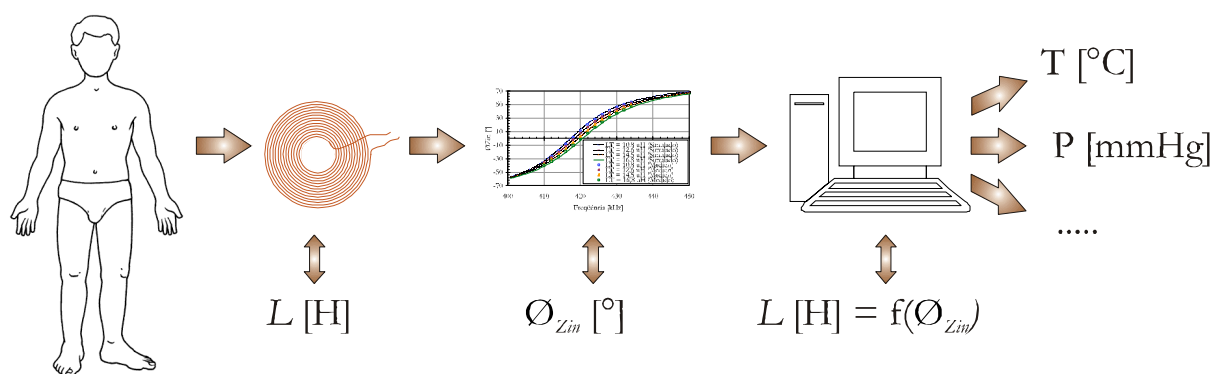


Figura 26: Representação ilustrativa dos princípios de transdução envolvidos na técnica proposta.

Com a exposição da configuração desejada para o sistema proposto, tanto em sua formulação teórica quanto ao tipo de aplicação ao qual se destina, fica evidente a necessidade de que as características de cada um de seus componentes sejam cuidadosamente especificadas.

#### 4.3 ESPECIFICAÇÃO DOS COMPONENTES PARA IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA

O conjunto de condições desejadas apresentado após a análise da impedância refletida descrita no item 3.1 impõe algumas relações que devem ser respeitadas na determinação dos valores dos componentes. Caso não sejam obedecidas, a sensibilidade e até mesmo o

funcionamento do sistema podem ficar prejudicados. Pontos de vista adicionais, considerando também aspectos práticos àquelas conclusões teóricas, buscam reiterar os conceitos apresentados e tornar viável a implementação de um sistema que possa ser empregado em aplicações biotelemétricas.

Observando-se o modelo exposto na Figura 16, torna-se claro que o valor de  $X_M$  deve ser grande o suficiente para possibilitar que variações no valor de  $L_T$  sejam percebidas na impedância de entrada do circuito, pois caso contrário a corrente circulante seria restrita à malha composta por  $R_T$ ,  $L_T$  e  $C_T$ . Como toda reatância,  $X_M$  não é determinada apenas pelos valores dos componentes, mas também pela frequência de operação, podendo ser definida como:

$$X_M = 2\pi f M \quad . \quad (58)$$

Porém  $M$  não é uma indutância própria de um componente, mas neste caso a indutância mútua resultante da interação de dois indutores acoplados remotamente, cuja intensidade é representada pelo coeficiente de acoplamento magnético, que em sistemas de telemetria costuma ser pequeno. Conforme a equação (10), o baixo valor de  $k$  é inoportuno para o aumento de  $M$ , e precisa ser compensado de outra maneira.

Pode-se dizer de maneira simplista, que o valor da indutância de uma bobina está relacionado, entre outros parâmetros, diretamente às suas dimensões. Como sensores implantáveis devem ter tamanho reduzido, existe um fator limitante para o aumento do valor de  $L_T$ . Porém, a bobina de leitura não possui tal restrição, já que durante a aplicação permanece ao redor do paciente. Assim, pode-se buscar aumentar  $M$  através do uso de uma bobina de leitura com elevado valor para  $L_T$ . Além disso, o valor de  $X_M$  pode ser aumentado empregando-se frequências de leitura mais altas. Note-se então que o resultado desta análise coincide com a condição apresentada anteriormente, a qual define que  $X_{L_T}$  deve ser tão alto quanto possível, pois a parcela resistiva da impedância refletida é diretamente proporcional a este valor.

Quanto ao circuito do sensor remoto que é, de fato, composto apenas pelo transdutor indutivo em curto-circuito, deve-se lembrar que sua reatância, resultante da combinação do valor de sua auto-indutância e da frequência de leitura, deve ter o mesmo valor de sua resistência interna. Desta maneira, é importante que seu desenho seja combinado às características do fio de seu enrolamento para que este equilíbrio seja atingido.

Apesar de não participar diretamente do acoplamento entre a unidade de leitura e a sensora, os valores de  $R_l$  e  $C_l$  são determinantes para o correto funcionamento do sistema. Como visto acima, a escolha das frequências de leitura deve ser feita de maneira criteriosa. A sua determinação ocorre basicamente através da sintonia do circuito RLC, já que elas devem ser próximas a  $f_0$ . Assim, o valor de  $C_l$  pode ser determinado como:

$$C_l = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L_l} \quad . \quad (59)$$

Uma das condições já apontadas para garantir sensibilidade do sistema é que o valor da resistência  $R_l$  deve ser tão baixo quanto possível, fazendo assim com que a componente resistiva da impedância refletida tenha maior influência sobre a fase da impedância de entrada. Porém,  $R_l$  é a composição de todas as resistências em série do circuito de leitura e não necessariamente um componente individual. Assim como os indutores reais, todo capacitor real possui uma resistência série equivalente diferente de zero, que representa as perdas ativas do componente. Por isto, é interessante que tanto a resistência interna de  $L_l$  como de  $C_l$  sejam baixas.

#### 4.3.1 Configuração da Bobina de Leitura

Como pôde ser visto, a bobina de leitura deve satisfazer determinadas condições simultaneamente, dentre as quais oferecer alta reatância indutiva nas frequências de leitura. Isto aponta para se utilizar bobinas com valores elevados de auto-indutância empregando altas frequências de leitura. Porém, deve ser colocado que indutores reais diferenciam-se dos ideais e não podem ser modelados como indutâncias puras. A Figura 27 mostra o circuito equivalente de um indutor real, onde  $R_i$  e  $C_p$  representam, respectivamente, a resistência interna e a capacitância parasita (principalmente entre as espiras, camadas e entre espiras e eventuais núcleos) [Massarini e Kazimierczuk, 1997; Yu e Holmes, 2001].

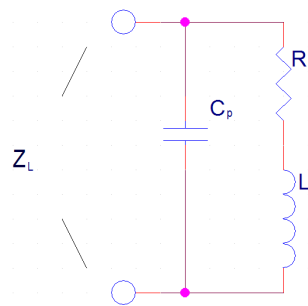


Figura 27: Circuito equivalente de indutores reais.

A presença de  $C_p$  em indutores reais faz com que os mesmos apresentem freqüências de ressonância próprias, podendo ser expressa como

$$f_{0L1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_p}} \quad (60)$$

Assim, aumentos no valor de  $L_l$  resultantes do aumento do número de espiras de seu enrolamento implicam simultaneamente em maiores valores de  $C_p$ . Por outro lado, a utilização de núcleos de ferrite também ocasiona aumentos neste valor. O formato construtivo da bobina, em princípio livre de restrições, também influencia seu valor de auto-indutância, porém deve ser considerado que, neste tipo de aplicação onde se busca maximizar o coeficiente de acoplamento entre a unidade de leitura e o sensor remoto, a maior parcela possível do campo magnético produzido pela bobina deve atravessar a área do enrolamento da bobina do sensor.

Este conjunto de três fatores inter-relacionados, composto pelo número de espiras, presença de núcleo e formato do enrolamento, gera diferentes possibilidades para a implementação da bobina de leitura. Todavia deve-se lembrar que a obtenção do maior valor de  $X_{Ll}$  é desejada neste desenvolvimento. Logo, foi estabelecido que devem ser buscadas configurações construtivas que possibilitem altos valores de indutância associadas a pequenas capacitâncias parasitas, surgindo desta maneira um critério para avaliação de possíveis formas para a bobina de leitura, sendo desejável o maior valor do produto  $f_{0L1}L_l$ .

Para determinação de qual configuração para a bobina de leitura ( $L_l$ ) seria a mais adequada comparou-se experimentalmente bobinas tipo anel, com 2, 3 e 4 camadas e núcleos de ar, com solenóides de 3 camadas e núcleos de ar e com solenóides de 1, 2 e 3 camadas e núcleos



de ferrite, tendo sido todas elas enroladas com fio 24 AWG (diâmetro aproximado de 0,51 mm). A Figura 28 ilustra esquematicamente as bobinas construídas, enquanto a Tabela 7 apresenta os resultados obtidos.

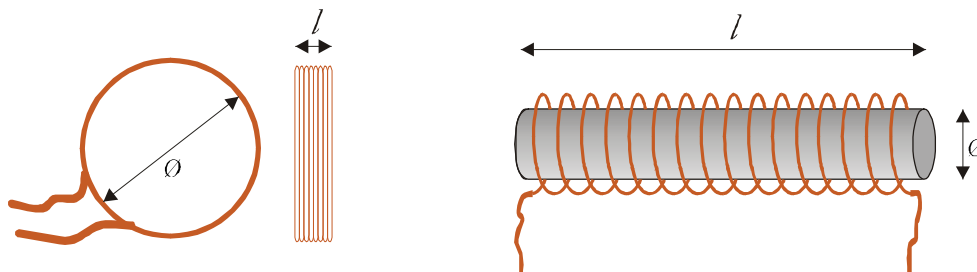


Figura 28: Formas de bobina avaliadas para bobina de leitura (a) bobina tipo anel. (b) bobina tipo solenóide.

Tabela 7: Comparativo de algumas formas possíveis para  $L_f$  – avaliação do produto  $f_0 L_f$ .

	Forma	Núcleo	Camadas	$N$ [ ]	$\emptyset$ [mm]	$l$ [mm]	$L$ [ $\mu$ H]	$f_0$ [kHz]	$R_f$ [ $\Omega$ ]	$f_0 L_f$ [ $\Omega$ ]
1	Anel	Ar	2	24	31	4,9	74	5.850	1,4	431
2	Anel	Ar	3	36	58	2	57	3.406	1,4	193
3	Anel	Ar	4	100	80	15	1.010	436	3,8	440
4	Solenóide	Ar	3	120	16	26	945	478	6,8	542
5	Solenóide	Ferrite	3	250	8	25	915	569	4,8	521
6	Solenóide	Ferrite	1	30	16	33	62	6.282	0,2	390
7	Solenóide	Ferrite	1	80	16	48	618	985	1,0	609
8	Solenóide	Ferrite	2	150	16	38	1.016	1.413	1,7	1.436
9	Solenóide	Ferrite	2	190	16	49	1.463	822	3,1	1.202

Dentre as configurações ensaiadas, vê-se que as bobinas enroladas em formato solenoidal com núcleos de ferrite apresentam maiores valores do produto de  $f_0 L_f$ . Logo, sem considerar outras relações entre comprimentos, número de espiras, diâmetros, número de camadas, entre outras, foi definido previamente que este seria o formato utilizado para a bobina de leitura. Obviamente, este não foi o único critério empregado para sua construção, porém antes de ser apresentada sua construção final, devem ser considerados outros aspectos do sistema.

### 4.3.2 Configuração da Bobina da Unidade Sensora

De maneira similar a  $L_T$ , diferentes formas podem ser empregadas para a bobina do sensor remoto. Porém, no caso desta última, sabe-se que por ser objetivo do sistema gerar uma unidade sensora implantável, seu tamanho deve ser reduzido. O fator limitante para a redução de suas dimensões é o compromisso com o coeficiente de acoplamento. Ainda, há que se considerar que esta bobina deve oferecer reatância igual à resistência de seu enrolamento na frequência de leitura. Felizmente, como tanto o valor desta indutância como o da sua capacitância parasita devem ser baixos em função de suas dimensões, as considerações sobre frequência de ressonância própria aplicáveis a  $L_T$  neste caso não são úteis. Ainda assim, inúmeras são as possibilidades para sua implementação e uma vez mais é necessário encontrar uma configuração focando em alguns critérios.

Da análise do modelo do sistema proposto sabe-se que a modulação da fase da impedância de entrada do circuito de leitura pela impedância refletida é proporcional ao quadrado do valor do coeficiente de acoplamento. No sentido de determinar qual forma da bobina de leitura apresentaria maior acoplamento a um indutor solenoidal com núcleo de ferrite, algumas possíveis configurações para  $L_T$  foram construídas, inclusive do tipo panqueca (Figura 29).

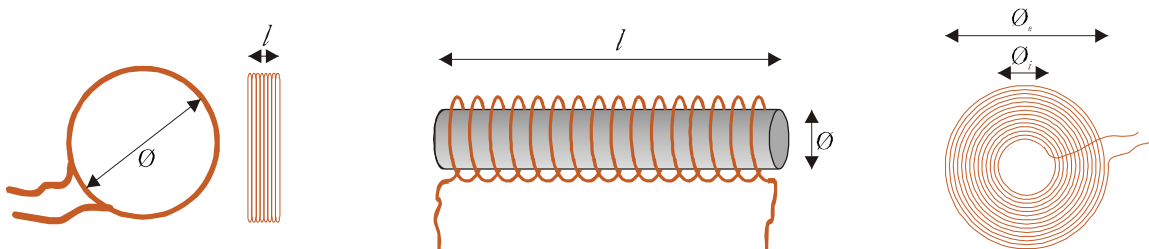


Figura 29: Formas de bobina tipo anel (a), solenóide (b) e panqueca (c) avaliadas para uso como bobina da unidade sensora.

Em seguida, seus respectivos coeficientes de acoplamento foram medidos conforme o representado pelas equações (57) e (10). A distância ( $d$ ) entre as bobinas em teste era de 5 mm e os resultados obtidos para  $k$  podem ser vistos na Tabela 8.

Tabela 8: Comparativo de algumas formas possíveis para  $L_T$  – avaliação de  $k$ .

	Forma $L_I$	Núcleo $L_I$	$\varnothing_{L_I}$ [mm]	Forma $L_T$	Núcleo $L_T$	$\varnothing_{L_T}$ [mm]	$d$ [mm]	$k$ [ ]
1	Solenóide	Ferrite	16	Solenóide	Ar	1,8	5	0,02
2	Solenóide	Ferrite	16	Panqueca	Ar	4,3	5	0,02
3	Solenóide	Ferrite	16	Anel	Ar	11,0	5	0,13
4	Solenóide	Ferrite	16	Panqueca	Ar	11,6	5	0,09
5	Solenóide	Ferrite	10	Solenóide	Ferrite	3,5	5	0,06
6	Solenóide	Ferrite	10	Solenóide	Ar	5,2	5	0,03

Para facilitar a demonstração da viabilidade da técnica proposta em sistemas de biotelemetria, foi assumido que o valor do coeficiente de acoplamento deveria ser próximo a 0,1. Os resultados da medição de  $k$  mostram que bobinas de pequenas dimensões apresentam coeficientes de acoplamento muito inferiores a este valor. No caso em questão apenas com as bobinas em forma de anel ou pancueca com diâmetros próximos a 10 mm foram obtidos valores próximos ao desejado.

A introdução de núcleos de ferrite em  $L_T$  traz um aumento significativo no valor de  $k$ , como pode ser visto pela diferença entre as linhas 5 e 6 da Tabela 8. Mesmo com diâmetro menor, a bobina com núcleo de ferrite apresentou coeficiente de acoplamento maior do que a com núcleo de ar. O uso de núcleos com alta permeabilidade magnética, como neste caso, resulta no aumento de  $k$ . Porém, traz consigo outro ponto a ser considerado, que é a alteração que sua presença nas proximidades da bobina de leitura traz ao próprio valor de  $L_I$ . Esta alteração pode ser bastante pequena, mas ela não deve ser desprezada e sua existência gera a necessidade de reformulações no equacionamento proposto nesta técnica. Assim, foi definido que seu uso deve ser evitado, já que existem configurações sem ferrite capazes de proporcionar o funcionamento esperado.

Além do coeficiente de acoplamento é necessário também ser considerada a possibilidade de modulação de sua auto-indutância, pois a bobina  $L_T$  deve ser um transdutor. Como será apresentado na seqüência, indutores em formato de pancueca dispostos face a face e conectados entre si possibilitam boa modulação da indutância total resultante, em função do afastamento entre eles. Somando-se a este fato o ensaio relativo ao coeficiente de acoplamento, foi então decidido que  $L_T$  deveria possuir esta forma. Porém, na tentativa de refinar as especificações de sua configuração, um experimento visando encontrar relações entre os diâmetros da bobina de leitura e da bobina transdutora foi realizado empregando diferentes indutores e seus resultados podem ser vistos no diagrama da Figura 30.

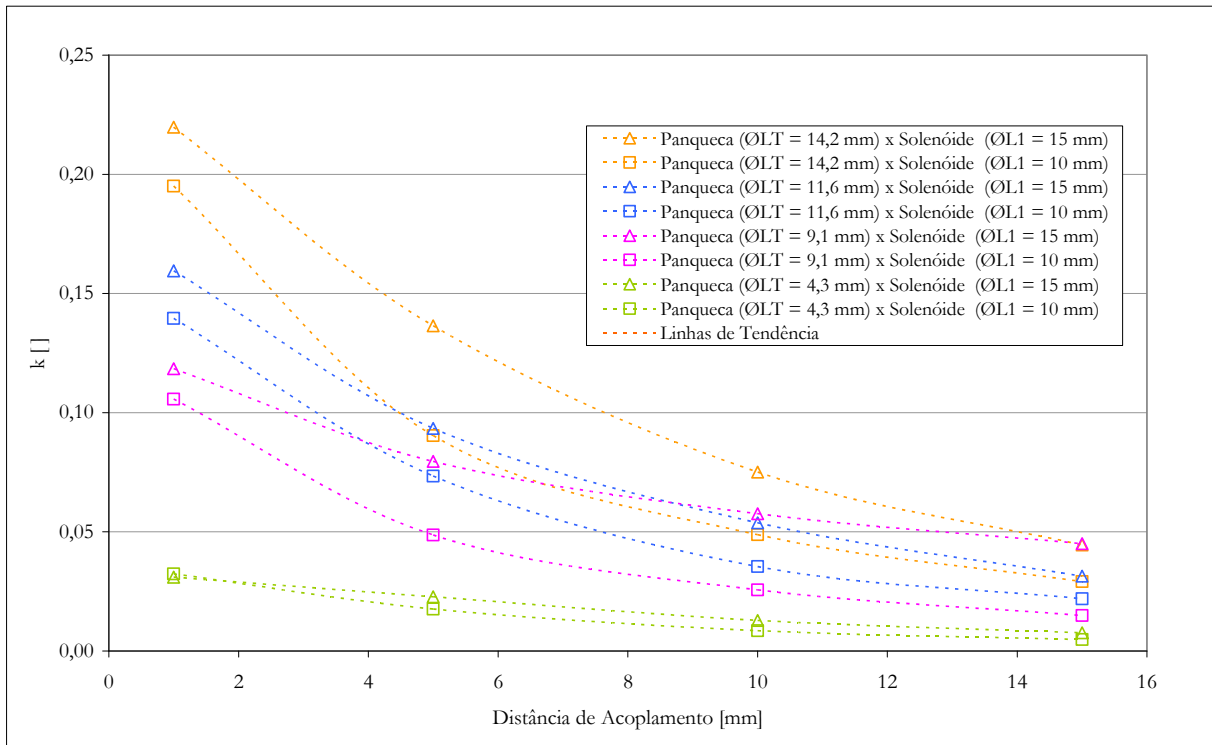


Figura 30: Forma de bobina tipo panqueca. Linhas tracejadas não representam valores teóricos, mas servem apenas para facilitar a visualização.

Analisando-se os valores de  $k$  obtidos para os diferentes arranjos para as duas bobinas, pode-se notar que, para estes diâmetros testados para bobina de leitura, aumentos no diâmetro da bobina transdutora significam acréscimos no coeficiente de acoplamento. Ainda, o solenóide com núcleo de ferrite de 15 mm de diâmetro apresenta melhores resultados do que o de 10 mm de diâmetro.

Obviamente o caminho experimental escolhido para determinação das configurações tanto de  $L_I$  como de  $L_T$  não contemplou todas as possíveis combinações e, por isto mesmo os resultados obtidos são apenas em função de relações entre si, e não representam necessariamente a melhor configuração possível. Porém, é interessante notar que o objetivo ao qual se prestaram os experimentos pôde ser atingido, pois a utilização do arranjo envolvendo a bobina de leitura na forma de solenóide com 15 mm de diâmetro e a bobina transdutora do tipo panqueca com 14 mm de diâmetro é capaz de apresentar coeficientes de acoplamento maiores que 0,075 para afastamentos menores que 10 mm.

Desta maneira pôde ser determinada uma configuração das bobinas satisfazendo os requisitos tidos como desejáveis para o acoplamento magnético necessário para implementação da técnica proposta. Porém, até este ponto do trabalho não foi prevista a possibilidade de modulação da auto-indutância da bobina planar especificada para  $L_T$  para que ela opere como transdutor, tema que será apresentada no próximo item.

#### 4.3.3 Transdutor Proposto: Indutor Formado por Dois Enrolamentos em Série

Conforme apresentado anteriormente, a determinação das formas das bobinas do sistema que satisfaçam as condições desejadas é fundamental para o funcionamento da técnica proposta. Porém, para possibilitar medições remotas é necessário que a bobina do sensor seja capaz de transduzir parâmetros físicos em valores de sua auto-indutância. Dispondo paralelamente dois enrolamentos planares (panqueca), ocorre o surgimento de uma indutância mútua, inversamente proporcional ao afastamento entre eles, conforme o exposto no item 2.5.2. Na Figura 31 podem ser vistos os dois enrolamentos planares que compõem o transdutor, sendo indicado o afastamento ( $a$ ) entre eles e a distância de acoplamento ( $d$ ) para a bobina de leitura.

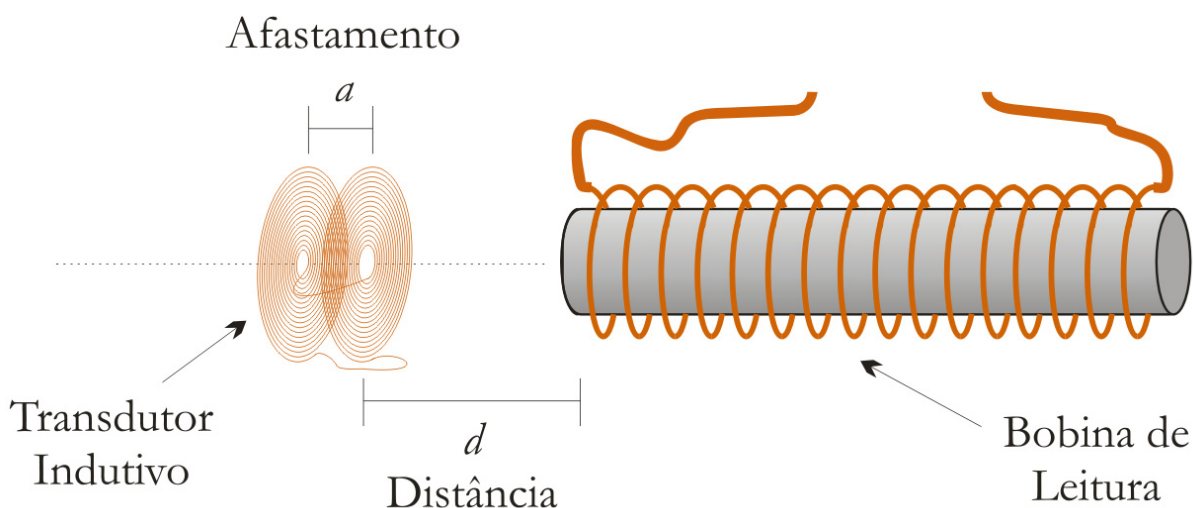


Figura 31: Ilustração do transdutor proposto, formado por dois enrolamentos em série, e da bobina de leitura.

Evidentemente o arranjo com os enrolamentos em contra-série promove variação relativa da indutância total maior, pois ao contrário do que ocorre na ligação em série, a indutância mútua é subtraída da soma dos valores das indutâncias individuais, conforme exposto nas equações (12)

e (13). Para a visualização deste efeito foi realizado um experimento onde dois enrolamentos planares foram associados das duas maneiras e as indutâncias totais do arranjo em função do afastamento ( $a$ ) entre eles foi medida. As características dos dois enrolamentos, que também foram utilizados para os demais experimentos apresentados neste trabalho, podem ser vistas na Tabela 9. O levantamento destes dados foi feito em 700 kHz e as frequências de ressonância próprias de cada enrolamento,  $f_{op}$ , bem como as bitolas dos fios de seus enrolamentos,  $\varnothing_{fio}$ , também são apresentadas.

Tabela 9: Características dos enrolamentos planares que compõem  $L_T$  (ver Figura 29).

Enrolamento	$\varnothing_i$ [mm]	$\varnothing_e$ [mm]	$L$ [ $\mu$ H]	$R_i$ [ $\Omega$ ]	$f_{op}$ [MHz]	$\varnothing_{fio}$ [AWG]*	
1	$L_{p1}$	2,0	14,05	19,00	7,5	47,1	40
2	$L_{p2}$	2,0	14,20	19,85	7,7	41,8	40

\*O diâmetro do fio 40 AWG é aproximadamente 0,08 mm.

Conforme pode ser visto na Figura 32, o valor da resistência interna da bobina não sofre alterações significativas nem em função do tipo da associação nem do afastamento entre os enrolamentos, apresentando em média 15,76  $\Omega$  para a associação em série e 15,45  $\Omega$  no outro caso. Uma vez que os enrolamentos usados eram os mesmos nos dois casos, esta diferença deve-se provavelmente a detalhes construtivos, como, por exemplo, a resistência da solda realizada para sua associação. O mesmo não vale para o valor da indutância total, sensível ao afastamento. Conforme previsto pelas equações (12) e (13), o valor da indutância total é maior quando os enrolamentos são associados em série. Porém, independente do tipo de associação, a variação absoluta no valor da indutância total é bastante similar, cerca de 16,5  $\mu$ H, correspondente à variação sofrida pela indutância mútua em função do afastamento. Com isto, os valores da indutância total para afastamento igual a 2 mm subtraídos do valor para afastamento igual a zero mostram uma variação relativa de aproximadamente 330 % contra 23 % quando os enrolamentos estão associados em contra-série e série, respectivamente. Assim, a sensibilidade do transdutor promovida pela associação em contra-série é significativamente maior do que no outro caso, facilitando a detecção de pequenas alterações no afastamento.

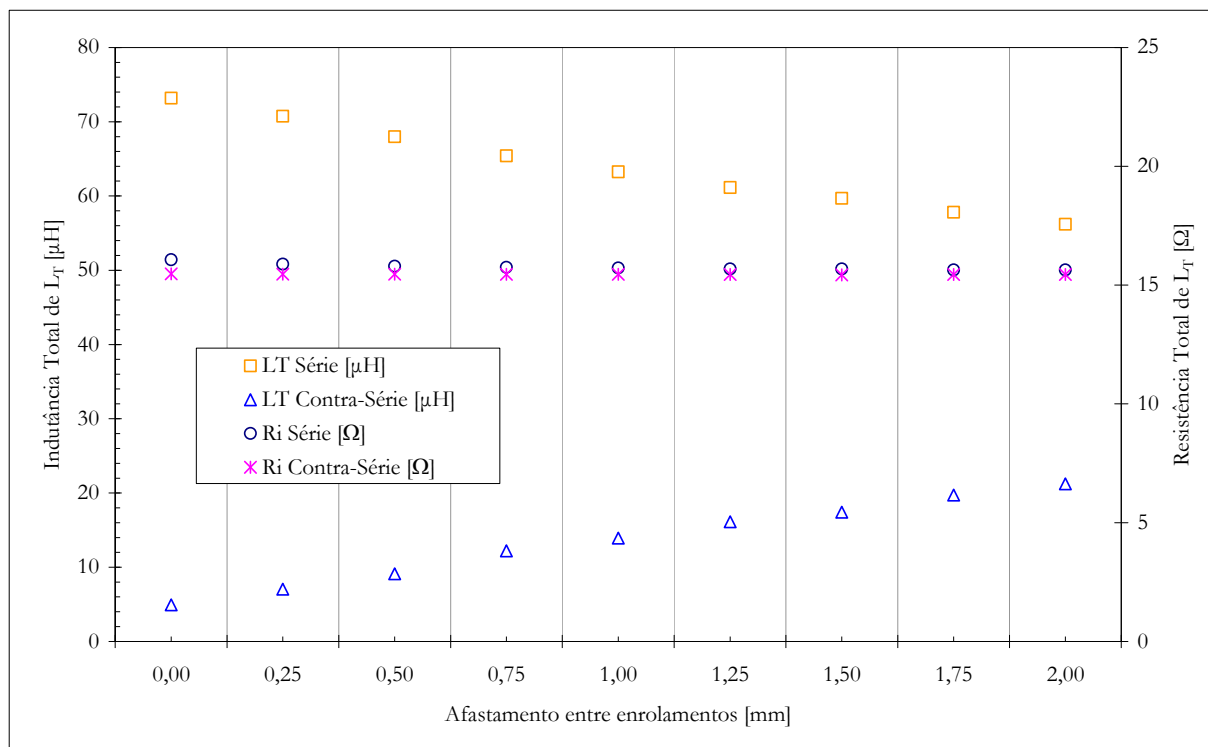


Figura 32: Variação da indutância e da resistência total da bobina  $L_T$  composta por dois enrolamentos planares em função do afastamento entre eles.

Por outro lado, o coeficiente de acoplamento do arranjo em relação à bobina de leitura também deve ser considerado para garantir a sensibilidade do sistema de biotelemetria utilizando a técnica proposta. Logo, um novo experimento fez-se necessário para que este parâmetro fosse avaliado. Tomando-se a bobina  $L_T$  em suas duas configurações e um indutor solenoidal com núcleo de ferrite de 10 mm de diâmetro, valores de  $k$  resultantes foram medidos para diferentes distâncias ( $d$ ) de acoplamento, sendo que o afastamento ( $a$ ) entre os enrolamentos foi mantido constante e igual a 0,75 mm, gerando os resultados apresentados no diagrama da Figura 33.

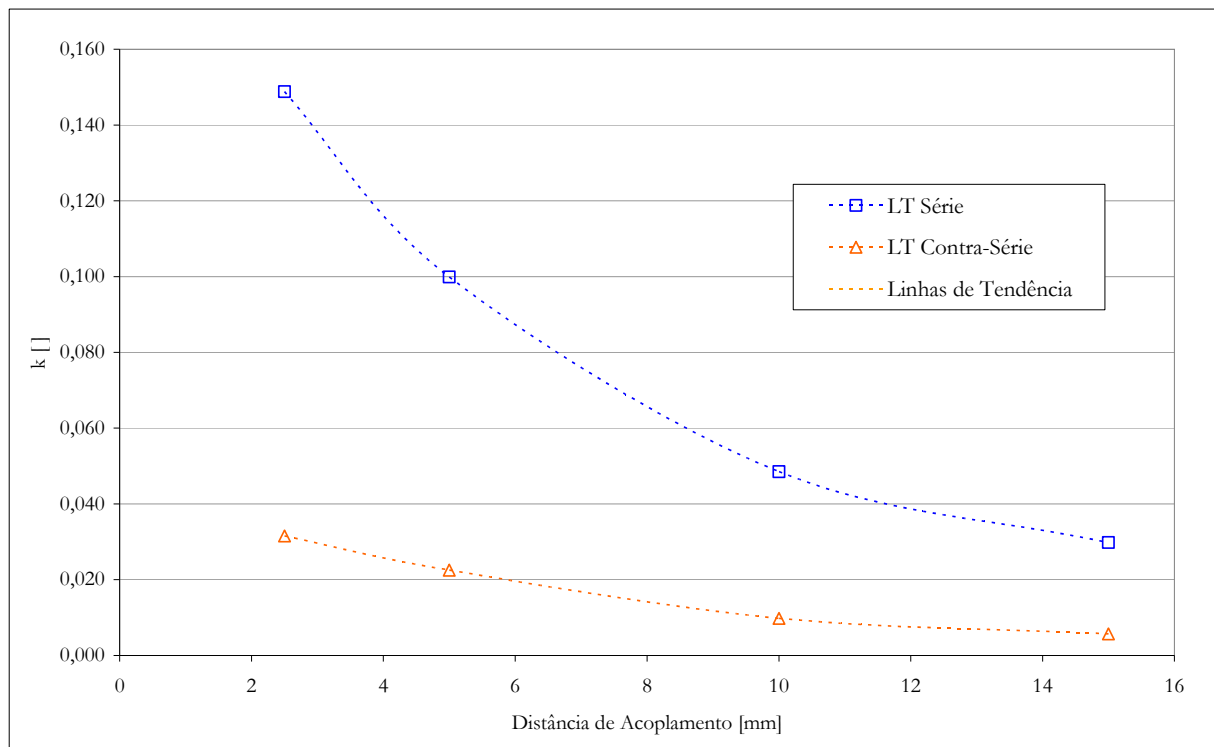


Figura 33: Variação do coeficiente de acoplamento para associações em série e contra-série dos enrolamentos de  $L_T$  afastados por 0,75 mm.

Os valores obtidos para o coeficiente de acoplamento quando os enrolamentos de  $L_T$  são associados em contra-série são evidentemente mais baixos do que quando em série. Pode-se compreender este fato, pois, no primeiro caso, o sentido de enrolamento de  $L_{p1}$  é contrário ao de  $L_{p2}$ , fazendo com que a corrente induzida em cada um deles se oponha à do outro. Por outro lado, o valor de  $k$  quando os enrolamentos são associados em série é similar ao obtido por um enrolamento isolado, indicando a viabilidade do uso desta configuração para a construção de  $L_T$ , apesar de promover menor variação relativa ao valor da indutância total.

Deve-se ressaltar, porém, que a obtenção de uma variação adequada da indutância de  $L_T$  em função do afastamento entre seus enrolamentos, associada a um valor suficientemente alto para o coeficiente de acoplamento (entre  $L_1$  e  $L_T$ ) não satisfaz todos os requisitos do sistema. Além destas condições, é desejável que a reatância do transdutor seja igual ao valor de sua própria resistência, proporcionando a máxima sensibilidade.



#### 4.3.4 Determinação das Frequências de Leitura

Conforme apresentado na equação (27), o valor de  $X_{LT}$  deve ser igual ao de sua resistência interna para garantir maior variação de  $\varnothing_{Z_{in}}$ . Os resultados apresentados no item anterior mostram que  $R_{LT}$  vale, aproximadamente,  $15,62 \Omega$ , quando considerada a média dos valores tanto da associação em série como em contra-série. Como foi definida a utilização dos enrolamentos na configuração série, sabe-se que neste caso o valor de  $L_T$  deve variar em torno de  $65 \mu\text{H}$ .

Empregando-se estes valores na equação (24) pode-se concluir então que a igualdade desejada entre a reatância e a resistência da bobina do sensor ocorre quando a frequência vale  $38,25 \text{ kHz}$ , indicando preliminarmente que as frequências de leitura devem ser próximas a este valor, desde que mantidas as características do transdutor.

Com a determinação das frequências de leitura obtém-se mais uma especificação importante para a implementação do sistema de telemetria. Porém, retomando o exposto pela equação (53), é possível visualizar que alguns elementos do sistema precisam ser melhor especificados. Como visto anteriormente,  $R_l$  e  $C_l$  podem ser definidos isoladamente, não oferecendo grandes dificuldades. Por outro lado, a escolha da bobina de leitura traz consigo a responsabilidade de fazer com que todos os parâmetros especificados e apresentados até então operem harmoniosamente no sentido de possibilitar a medição remota de transdutores indutivos.

#### 4.3.5 Adequação das Características da Bobina de Leitura em Função do Transdutor

Apesar de ter sua configuração definida, restam ainda outros parâmetros a serem especificados para escolha da bobina de leitura. Conforme mencionado anteriormente, o valor  $X_{LT}$  deve ser alto, pois a componente resistiva da impedância refletida é proporcional a este valor. Este fato por si constitui um desafio interessante, uma vez que ao aumentar o valor de  $L_l$  há que se dedicar atenção ao possível aumento de sua capacitância parasita. Simultaneamente, sua resistência interna deve ser baixa, para que o efeito da impedância refletida seja mais intenso no circuito de leitura. Ainda, deve ser buscada uma construção visando aumentar o valor do coeficiente de acoplamento com o transdutor proposto.

A obtenção de uma bobina de leitura que satisfaça tais condições, em conjunto com o transdutor proposto, é uma tarefa que engloba diversas variáveis e seu tratamento analítico pode ser bastante longo. Exemplificando tal dificuldade, pode-se dizer que o valor da auto-indutância de um solenóide pode ser estimado por

$$L = \frac{r^2 N^2}{9r + 10l} , \quad (61)$$

onde  $L$  é o valor da indutância em  $\mu\text{H}$  (micro henry),  $r$  e  $l$  são o raio e o comprimento da bobina dados em polegadas, respectivamente, e  $N$  é o número de espiras [Terman, 1943]. Porém, esta fórmula é válida para solenóides com apenas uma camada de espiras e núcleo de ar. A presença de um núcleo de material com valor de permeabilidade magnética relativa,  $\mu_r$ , maior que 1 no solenóide certamente provoca aumento no valor de sua indutância, mas a quantificação de seu efeito não é trivial, pois o meio percorrido pelo campo magnético gerado pela passagem de corrente nas espiras deixa de ser homogêneo.

Em face das dificuldades presentes para determinação analítica da bobina de leitura ideal e focando a satisfação das condições necessárias para a técnica proposta, uma vez mais foi proposto um experimento envolvendo diferentes solenóides. Para isto, foi concebido um coeficiente de avaliação, que pode ser expresso por

$$G = \underbrace{(f_0 L_1)}_{(a)} \cdot \underbrace{\left(\frac{L_1}{R_i}\right)}_{(b)} \cdot \underbrace{(k)}_{(c)} , \quad (62)$$

onde (a) representa valores elevados de  $X_{L_1}$ , (b) a relação entre indutância e resistência próprias e (c) o coeficiente de acoplamento com a bobina do sensor.

Observa-se que quanto maior o valor de  $G$ , em princípio, mais adequada será a bobina.

Para a construção dos solenóides para o experimento foi também considerada a possibilidade da existência de espaços entre espiras de uma camada do enrolamento e também espaços entre as camadas (Figura 34). Tais espaços visam a diminuição da capacitância parasita e conseqüente aumento da frequência de ressonância própria. Estes espaços foram preenchidos

com materiais não condutivos, tais como papel, folhas de acetato ou nylon. Todas as bobinas avaliadas foram enroladas sobre núcleos de ferrite, porém alguns deles com permeabilidades magnéticas relativas desconhecidas. Suas demais características construtivas, bem como resultados das medições de seus parâmetros elétricos podem ser vistos na Tabela 10, sendo que as medições de  $R_i$  foram realizadas em 38 kHz.

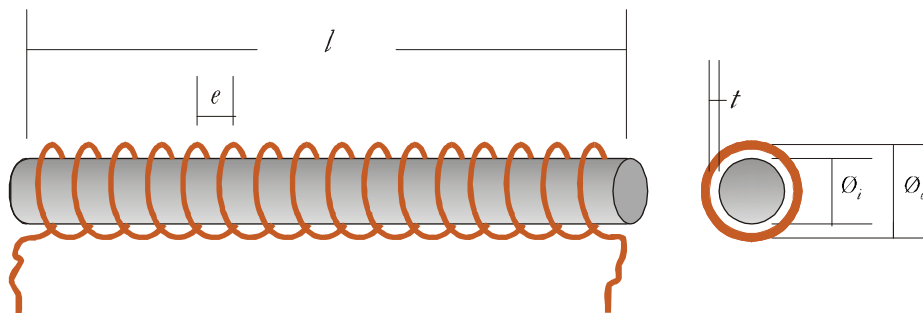


Figura 34: Bobina solenóide com núcleo de ferrite.

Tabela 10: Características construtivas e elétricas de solenóides com núcleos de ferrite.

Bobina	$l$ [mm]	$\varnothing_i$ [mm]	$\varnothing_e$ [mm]	$e$ [mm]	$t$ [mm]	$N$ [ ]	Camadas [ ]	$\varnothing_{fio}$ [AWG]	$L$ [μH]	$R_i$ [Ω]	$f_0$ [kHz]	$f_0 L$ [kΩ]	$L/R_i$ [μH/Ω]
1	151	15,1	16,3	0,5	0,0	188	1	30	2.193	5,7	596,0	1,3	384,7
2	41	14,8	21,5	0,0	0,7	210	3	24	2.507	6,1	620,7	1,6	411,0
3	180	10,0	12,7	0,5	0,0	488	3	24	10.270	43,6	116,9	1,2	235,6
4	203	10,0	14,5	0,5	0,3	557	3	24	8.340	36,0	177,5	1,5	231,7
5	50	15,1	25,4	0,0	1,0	342	4	24	5.894	22,4	465,0	2,7	263,1

\*O diâmetro do fio 30 AWG é aproximadamente 0,26 mm e o do fio 24 AWG é de aproximadamente 0,51 mm.

Em conjunto com o levantamento dos parâmetros elétricos apresentados, para avaliação das diferentes bobinas foi necessária também a medição de seus coeficientes de acoplamento em relação ao transdutor proposto para diferentes distâncias de acoplamento (Tabela 11), mantendo sempre o afastamento entre os enrolamentos do transdutor igual a 0,75 mm.

Tabela 11: Valores de  $k$  entre possíveis bobinas de leitura e transdutor proposto.

Bobina	$k$ [ ]			
	d=2,5 mm	d=5,0 mm	d=10,0 mm	d=15,0 mm
1	0,103	0,082	0,044	0,027
2	0,122	0,082	0,048	0,028
3	0,113	0,066	0,033	0,019
4	0,092	0,057	0,030	0,017
5	0,162	0,119	0,064	0,037

Combinando os resultados das tabelas acima e aplicando-os na equação (62) chega-se aos dados empregados na construção do diagrama da Figura 35 onde fica evidente que, segundo o critério adotado, a bobina 5 reúne as melhores condições para uso em conjunto com o transdutor definido para avaliação da técnica proposta. Com auxílio das linhas tracejadas, vê-se claramente que ela oferece o melhor produto entre as condições pré-definidas, para todo o intervalo compreendido pelas distâncias medidas. Apesar da unidade do coeficiente  $G$  de avaliação ser mH, estes valores não indicam indutâncias de bobinas, mas apenas o produto expresso pela equação (62).

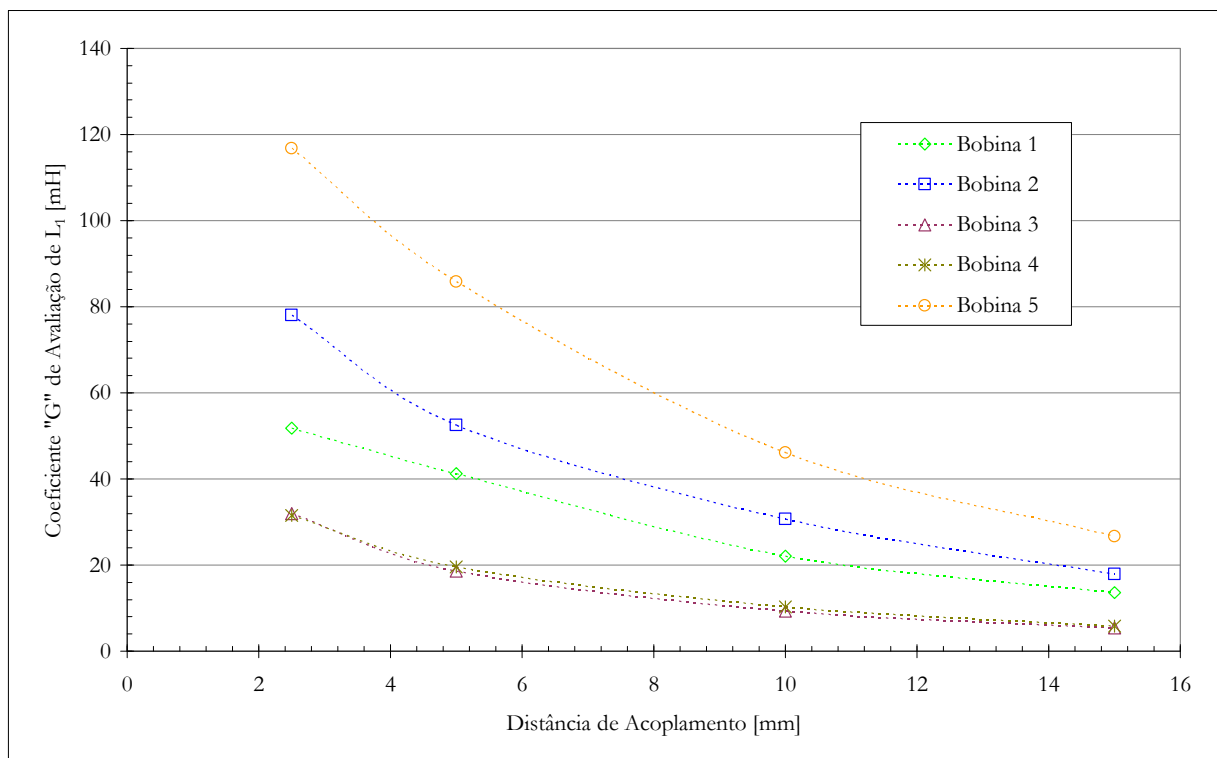


Figura 35: Avaliação de diferentes solenóides para sua utilização como bobina de leitura.

A escolha da bobina de leitura baseada em critérios experimentais, e não em modelos analíticos, manifesta automaticamente a possibilidade de melhoria dos resultados. De qualquer forma, com a sua definição pôde ser concluída a especificação dos principais parâmetros do sistema de medição remota utilizando a técnica proposta. Para elucidar se os resultados obtidos neste processo de especificação de componentes seriam satisfatórios, um experimento preliminar para validá-los foi realizado.

#### 4.3.6 Validação dos Componentes Especificados

Conforme exposto no início da especificação dos componentes para o sistema de telemetria, o capacitor  $C_l$  não influencia diretamente no seu desempenho, exceto pelo fato de que sua resistência equivalente série interna deve ser baixa. O conjunto do valor de sua capacitância e do valor da indutância de  $L_l$  determina a frequência de ressonância do circuito de leitura, que, como visto, deve ser próxima às frequências de leitura. Portanto, aplicando os valores de frequência igual a 38,25 kHz e  $L_l$  igual a 5.894  $\mu\text{H}$  na equação (59) determina-se que  $C_l$  deve valer aproximadamente 2.937 pF. Para obtenção de um valor de capacitância próximo a este, foi optado pela associação em paralelo de vários capacitores de mais baixo valor, trazendo como consequência positiva a redução do valor da resistência série equivalente total.

Idealmente, os valores da capacitância e da resistência de  $C_l$  não devem variar. Para implementar o banco de capacitores foi então optado pela utilização de capacitores cerâmicos do tipo NP0 (*Negative-Positive-Zero*), com baixa indutância parasita e variando apenas  $\pm 30\text{ppm}/^\circ\text{C}$  na faixa entre  $-55^\circ\text{C}$  e  $+125^\circ\text{C}$  [Kahn, 2002]. Por fim, para obtenção de  $C_l$  com as características desejadas, foram empregados 7 capacitores com valor nominal de 220 pF, encapsulamento SMD 0805, e 14 capacitores com valor nominal de 100 pF, encapsulamento SMD 0603, montados sobre uma placa de circuito impresso, conforme apresentado na Figura 36, onde apenas 12 capacitores de 100 pF estão montados, pois, como será visto posteriormente, a frequência de leitura foi levemente aumentada para se adequar as condições finais da montagem do transdutor. A capacitância medida do banco original, resultante da associação dos 21 capacitores foi de 2.937 pF, com uma resistência série equivalente menor que  $0,1\ \Omega$ , na frequência de leitura de 38,25 kHz, tendo sido estes valores medidos com um analisador de impedância comercial, modelo 4294A, fabricado pela Agilent.

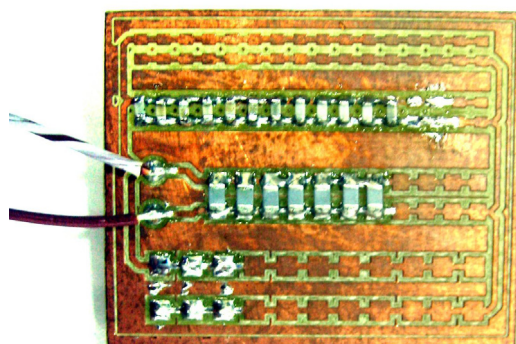


Figura 36: Banco de capacitores associados em paralelo utilizado como  $C_l$ .

Como a resistência interna medida de  $L_T$  mostrou-se relativamente alta em 38,25 kHz, maior que  $20 \Omega$ , foi optado pela construção de um circuito de leitura isento de resistores em série, fazendo com que  $R_T$  assumisse o valor apenas das somas das resistências internas, ou, praticamente o valor de  $R_{L_T}$ . Os valores do circuito de leitura resultante estão expostos na Figura 37.

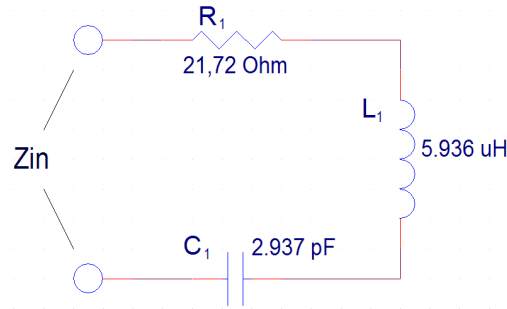


Figura 37: Circuito de leitura utilizado para validação dos componentes especificados.

Aplicando os valores deste circuito na equação (42), juntamente com os valores medidos tanto de  $L_T$  como de  $k$ , apresentados respectivamente na Figura 32 e na Tabela 11, e ainda valor para frequência de leitura igual a 38,25 kHz, pode-se simular os desvios na fase da impedância de entrada do circuito de leitura provocados por variações no afastamento entre os enrolamentos do transdutor. Considerando os valores do coeficiente de acoplamento para distância de 5 mm e que o afastamento entre os enrolamentos de  $L_T$  seja variado de 0,5 a 1,0 mm, chega-se a um valor previsto de  $1,3^\circ$  para  $\Delta\theta_{Z_{in}}$ . Os valores obtidos experimentalmente são expostos na Tabela 12, onde pode ser visto que para alterações de  $a$  iguais a 0,5 mm, entre 0,25 e 0,75 ou entre 0,50 e 1,00, têm-se  $\Delta\theta_{Z_{in}}$  iguais a  $1,3^\circ$  e  $1,1^\circ$ , respectivamente.

Tabela 12: Ângulos de fase de  $Z_{in}$  medidos para validação dos componentes especificados.

Afastamento $a$ [mm]	0,25	0,50	0,75	1,00
$\theta_{Z_{in}}$ experimental [°]	-5,31	-4,80	-4,02	-3,72
$\theta_{Z_{in}}$ teórico [°]	-2,10	-1,38	-0,67	-0,07

Assim, em função dos resultados apresentados, pode-se afirmar que os componentes especificados atendem os requisitos para o funcionamento do sistema, pois promovem sensibilidade comparável à prevista. Porém, os valores absolutos de  $\theta_{Z_{in}}$  obtidos experimentalmente diferem dos resultados teóricos, evidenciando deslocamentos na frequência de ressonância, como no experimento preliminar usando componentes não aplicáveis em

sistemas de biotelemetria. Uma vez mais fica explícita a necessidade de refinamentos no modelo do sistema, especialmente com relação à bobina de leitura.

#### 4.4 ASPECTOS PRÁTICOS SOBRE A BOBINA DE LEITURA E ALGUMAS IMPLICAÇÕES

As diferenças existentes entre a frequência de ressonância esperada e a verificada experimentalmente motivaram a investigação de suas causas. Para verificação da dimensão destes desvios, um circuito composto apenas pela bobina  $L_l$  e por  $C_l$  associados em série foi montado e a média de 16 medições realizadas na frequência de 39,5 kHz, foi utilizada para caracterizar os componentes, resultando nos valores expostos na Tabela 13, nos quais se percebe a diferença entre os valores teórico e experimental.

Tabela 13: Valores dos componentes para verificação de  $f_0$  sem considerar efeitos parasitas.

$L_l  _{f=39,5 \text{ kHz}} [\mu\text{H}]$	$R_{L,l}  _{f=39,5 \text{ kHz}} [\Omega]$	$C_l  _{f=39,5 \text{ kHz}} [\text{pF}]$	$f_0$ Teórica [kHz]	$f_0$ Experimental [kHz]
5.869,13	23,09	2.760,84	39,538	39,412

Apesar de aparentemente pequena, esta diferença pode causar erros de medição, conforme visto anteriormente, e deve portanto ser diminuída tanto quanto possível. Retomando os resultados fornecidos pela equação (37), utilizada para previsão da  $f_0$  teórica da Tabela 13, vê-se que apenas os valores de  $L_l$  e  $C_l$  são considerados, ignorando efeitos parasitas que podem estar presentes, especialmente na bobina de leitura. Seguindo esta pista pode-se então tentar melhorar o equacionamento da frequência de ressonância considerando alguns efeitos presentes em um indutor real, como sua resistência interna e sua capacitância parasita, compondo o circuito exposto na Figura 38.

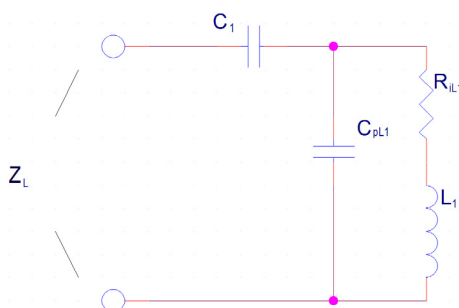


Figura 38: Circuito equivalente a um LC série considerando efeitos parasitas de  $L_l$ .

A impedância de entrada deste circuito pode ser expressa por

$$Z_L = -jX_{C1} + \left( \frac{-jX_{C_{pL1}}(R_{iL1} + jX_{L1})}{-jX_{C_{pL1}} + R_{iL1} + jX_{L1}} \right) . \quad (63)$$

Mesmo sendo um circuito com poucos componentes, o desenvolvimento algébrico para determinação de sua frequência de ressonância não é trivial e consome vários passos. Continuando-se o desenvolvimento a partir da equação (63) chega-se às expressões para cálculos de suas duas frequências de ressonância,

$$f_0[1] = \sqrt{\frac{-L_1(C_1 + 2C_{pL1}) + R_{iL1}^2 C_{pL1}(C_1 + C_{pL1}) + \sqrt{C_1^2 L_1^2 - 2R_{iL1}^2 L_1 C_{pL1}(C_1 + C_{pL1})(C_1 + 2C_{pL1}) + R_{iL1}^4 C_{pL1}^2 (C_1 + C_{pL1})^2}}{L_1^2 C_{pL1}(C_1 + C_{pL1})}}{2\pi\sqrt{2}}} \quad (64)$$

e

$$f_0[2] = \sqrt{\frac{L_1(C_1 + 2C_{pL1}) - R_{iL1}^2 C_{pL1}(C_1 + C_{pL1}) + \sqrt{C_1^2 L_1^2 - 2R_{iL1}^2 L_1 C_{pL1}(C_1 + C_{pL1})(C_1 + 2C_{pL1}) + R_{iL1}^4 C_{pL1}^2 (C_1 + C_{pL1})^2}}{L_1^2 C_{pL1}(C_1 + C_{pL1})}}{2\pi\sqrt{2}}} , \quad (65)$$

obtidas com auxílio do *software* Mathematica, capaz de manipular expressões algébricas.

Observa-se que o valor da resistência interna da bobina deve ser medido em uma frequência próxima à frequência de operação, neste caso próxima à  $f_0$ , pois ele representa as perdas ativas neste indutor, que como visto, variam com a frequência. O valor da indutância, por outro lado, deve ser medido em uma frequência comparativamente mais baixa, de maneira a se obter o valor mais próximo da indutância real, sem o efeito das capacitâncias parasitas que fica mais intenso conforme a frequência aumenta. Ainda,  $C_{pL1}$  é um valor que não pode ser medido diretamente, pois é proveniente de um efeito parasita. Para atribuir-lhe um valor, pode-se medir a frequência de ressonância própria da bobina e, de posse do valor de  $L_1$ , calculá-lo usando a equação (60). Realizando-se então estas medições no circuito LC em estudo, chega-se aos valores apresentados na Tabela 14, na qual pode ser visto que o valor teórico considerando os efeitos parasitas coincide com o valor medido, eliminando o erro quando comparado com os resultados apresentados na Tabela 13.

Tabela 14: Valores dos componentes para verificação de  $f_0$  considerando efeitos parasitas.

$L_1$   $f=5$ kHz [μH]	$R_{iL1}$   $f=39,5$ kHz [Ω]	$C_1$   $f=39,5$ kHz [pF]	$f_{0L1}$ [kHz]	$C_{pL1}$ [pF]	$f_0[1]$ Teórica [kHz]	$f_0$ Experimental [kHz]
5.864,05	23,09	2.760,84	463,13	20,139	39,412	39,412

\*Observação:  $f_0[2]$  Teórica igual a 463,129 kHz.



No caso da técnica proposta, pode-se chegar ao valor aproximado de  $f_0$  considerando-se a capacitância parasita utilizando-se uma expressão mais simples do que a (64), desconsiderando-se o valor de  $R_{Ll}$ , uma vez que uma das condições apresentadas anteriormente é que este valor seja muito menor do que  $X_{Ll}$ . Com isto, a impedância do indutor passa a ser totalmente reativa, assumindo o valor

$$Z_L = -jX_{C1} + \left( \frac{X_{L1}X_{CpL1}}{j(X_{L1} - X_{CpL1})} \right) . \quad (66)$$

Na frequência de ressonância  $f_0$ , sabe-se que a componente imaginária da impedância é igual à zero, portanto

$$X_{L1}X_{C1} - X_{C1}X_{CpL1} + X_{L1}X_{CpL1} = 0 , \quad (67)$$

$$\frac{L_1}{C_1} + \frac{L_1}{C_{pL1}} - \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_1 C_{pL1}} = 0 \quad (68)$$

e chega-se ao resultado aproximado

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1(C_1 + C_{pL1})}} . \quad (69)$$

Tem-se desta forma uma nova expressão aproximada para cálculo da frequência de ressonância de um circuito LC série, considerando o modelo de um indutor real. Aplicando-se na equação (69) os valores da Tabela 14, chega-se a 39,411 kHz como  $f_0$ .

Ignorar o valor de  $R_{Ll}$  elimina a possibilidade de se calcular a segunda frequência de ressonância teórica. De fato, pode-se dizer que o valor de  $f_0[1]$  é determinado pelo capacitor  $C1$ , enquanto  $f_0[2]$  ocorre em uma frequência bastante próxima à frequência de ressonância própria de  $L_l$ . Ainda, vale mencionar que se empregando maiores valores de  $R_{Ll}$  a diferença entre os resultados das equações (69) e (64) aumentam. Por exemplo, se  $R_{Ll}$  for igual a 200  $\Omega$  a solução completa (equação (64)) resultaria em 39,414 kHz.

Os resultados obtidos para a determinação do valor da frequência de ressonância teórica considerando os efeitos parasitas de  $L_r$ , que pode ser denominado modelo completo, são satisfatórios e diminuem os erros quando comparados ao modelo simples, que não os considera. Tais resultados evidenciam, portanto, que  $C_{pLl}$  deve ser considerado na modelagem teórica do comportamento de  $\varnothing_{Zin}$  com a frequência.

Extrapolando esta influência de  $C_{pLl}$  para frequências diferentes de  $f_0$  e aplicando este conceito no circuito de leitura da técnica proposta, vê-se na Figura 39, que os resultados experimentais são muito mais próximos dos previstos por este modelo completo, do que pelo modelo simples.

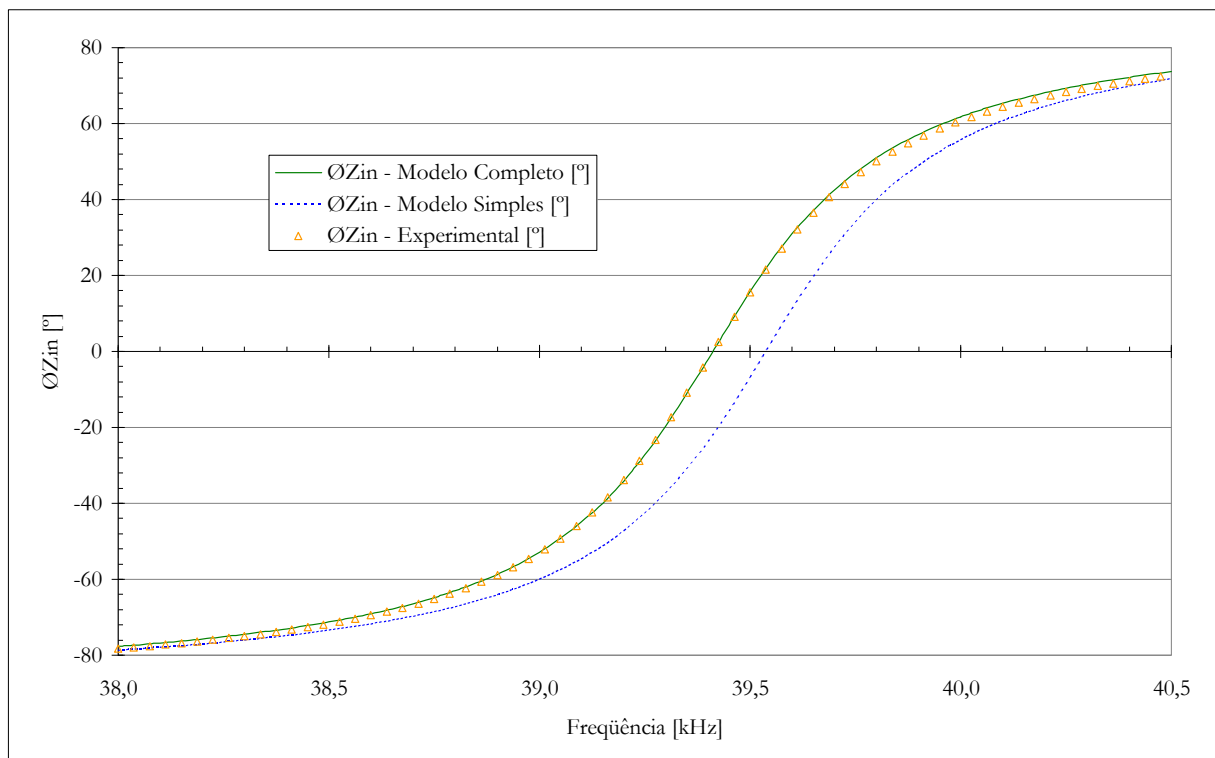


Figura 39: Variação da fase da impedância de entrada de um circuito LC série comparando os valores experimentais e os teóricos considerando ou não os efeitos parasitas em  $L_r$ .

Sobre este diagrama apresentado, há pelo menos duas considerações pertinentes. Para o modelo simples, a solução analítica de  $\varnothing_{Zin}$  é representada pela equação (42). Por outro lado, nenhuma solução analítica para o modelo completo foi apresentada e cabe aqui relatar que os valores teóricos foram obtidos a partir da solução numérica da equação da impedância de entrada, utilizando os valores apresentados na Tabela 14. A segunda consideração recai sobre o

valor de  $R_{iL1}$  utilizado nas simulações. Apesar da frequência de ressonância calculada pelo modelo completo coincidir com a verificada experimentalmente, nota-se no diagrama da Figura 39 pequenas diferenças entre os ângulos de fase previstos e os medidos, especialmente para frequências mais distantes de  $f_0$ . Uma possível explicação para estes desvios, obviamente desconsiderando eventuais erros de medição, é que o valor de  $R_{iL1}$  altera-se com a frequência, pois, de fato, ele representa as perdas ativas na bobina  $L_1$  que, em função das capacitâncias parasitas, aumentam para frequências mais altas. Na modelagem realizada neste trabalho não foi considerada esta dependência e apenas um valor de  $R_{iL1}$ , medido sempre em uma frequência próxima à ressonância, é utilizado para as diferentes frequências, sendo assim uma possível fonte de erro.

Os resultados teóricos obtidos utilizando o modelo completo mostram claramente que a utilização de frequências de leitura aproximadamente 10 vezes menores do que a frequência de ressonância própria de  $L_1$  não é suficiente para eliminar os efeitos indesejados provocados pela capacitância parasita desta bobina. Desta maneira, para diminuir erros de leitura deve-se considerar o valor de  $C_{pL1}$  na modelagem do sistema de leitura, o que, como será apresentado no item seguinte, implica em severas complicações no seu equacionamento.

#### 4.4.1 Tentativa de Equacionar $\mathcal{O}_{zin}$ Considerando $C_{pL1}$

Aplicando o modelo completo da bobina de leitura ao circuito exposto na Figura 16, chega-se a um novo circuito para o sistema de biotelemetria proposto, conforme exposto na Figura 40, no qual tanto sua resistência interna como sua capacitância parasita são consideradas. Conforme exposto anteriormente, os efeitos destes dois parâmetros não devem ser ignorados na tentativa de diminuir erros de medição.

A partir da equação (70), que expressa a impedância de entrada deste circuito, pode-se chegar a equações para  $\mathcal{O}'_{zin}$  em função de  $k$  e de  $X_{LT}$ , sendo que seu desenvolvimento completo é apresentado no apêndice 4.

$$Zin = R_1 - jX_{C1} + \left\{ -jX_{CpL1} // \left\{ R_{iL1} + jX_{L1} - jX_M + [jX_M // (R_T + jX_{LT} - jX_M)] \right\} \right\} \quad (70)$$

$$\phi_{Zin} = \text{atg}(f_1(k, X_{LT})) - \text{atg}(f_2(k, X_{LT})) \quad (71)$$

$$\phi_{Zin} = f_3(k, X_{LT}) \quad (72)$$

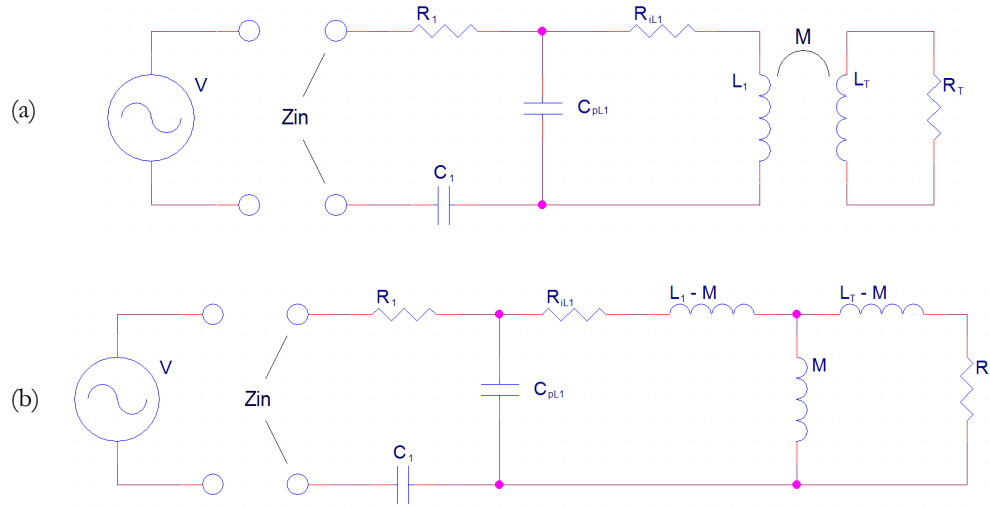


Figura 40: Circuito RLC série com indutor acoplado magneticamente a outro, considerando o modelo completo de  $L_1$  (a); circuito equivalente aplicando-se o modelo T de transformadores (b).

Neste modelo é apresentada  $R_T$  como resistência intrínseca de  $L_T$ .

A simplificação das soluções expressas tanto pela equação (71) como pela (72), apresentadas no apêndice 4, não é trivial e nelas têm-se as mesmas duas incógnitas já apresentadas,  $k$  e  $X_{LT}$ . Para as determinações destes dois valores, um sistema de equações de fase medidas em duas diferentes frequências poderia ser implementado, porém sua solução analítica é fatigante, mesmo tendo sido os valores das constantes do sistema substituídos por coeficientes. Supostamente poder-se-ia substituí-los por seus valores numéricos, simplificando as equações, e a partir daí tentar encontrar os valores das duas incógnitas. O inconveniente neste caminho seria o fato do sistema de equações tornar-se variável para cada aplicação, tendo que ser resolvido para cada nova situação em que algum parâmetro do sistema de medição apresente alteração em seu valor. Além disto, a substituição numérica não gera simplificações significativas em relação às equações apresentadas.

#### 4.4.2 Transformação de Modelo da Bobina de Leitura

Conhecendo-se o comportamento dos componentes de um circuito, é possível propor circuitos equivalentes com mesmo desempenho, desde que respeitadas algumas condições. Para possibilitar o uso do modelo simples do circuito de leitura da técnica proposta, é interessante que a bobina de leitura possa ser representada apenas por uma indutância em série com uma resistência, eliminando sua capacitância parasita, assim como exposto na Figura 41. Porém, conforme apresentado anteriormente, os efeitos desta capacitância não podem ser desprezados e a impedância do circuito equivalente resultante deve ser igual à do circuito original.

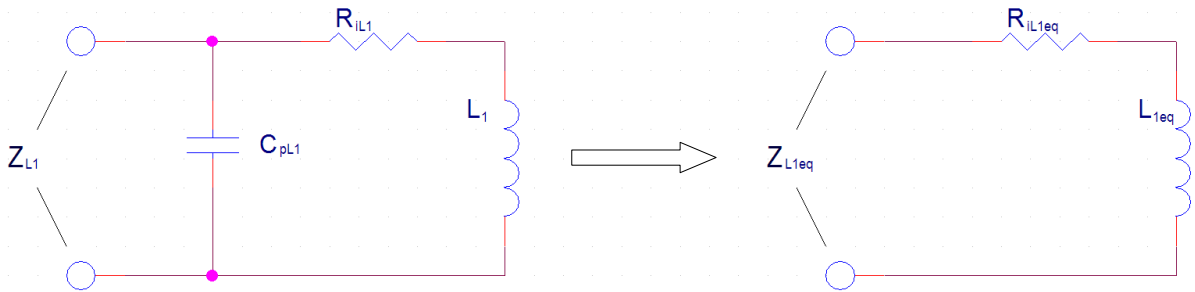


Figura 41: Transformação do modelo completo para o modelo equivalente da bobina de leitura.

A impedância  $Z_{L1}$  pode ser dada por

$$Z_{L1} = \frac{-jX_{CpL1}(R_{iL1} + jX_{L1})}{R_{iL1} + jX_{L1} - jX_{CpL1}}, \quad (73)$$

ou separando-se a parte real da imaginária, por

$$Z_{L1} = \underbrace{\frac{R_{iL1}X_{CpL1}^2}{R_{iL1}^2 + (X_{L1} - X_{CpL1})^2}}_{R_{1eq}} + j \underbrace{\left( \frac{X_{L1}X_{CpL1}^2 - R_{iL1}X_{CpL1}^2 - X_{L1}^2X_{CpL1}}{R_{iL1}^2 + (X_{L1} - X_{CpL1})^2} \right)}_{X_{L1eq}}. \quad (74)$$

A parcela real desta equação corresponde ao valor da resistência equivalente da bobina,  $R_{iL1}$ , enquanto a imaginária ao valor da reatância equivalente de  $L_1$ ,  $X_{L1eq}$ . Porém, a validade do modelo resultante termina quando as condições supostas para sua transformação deixam de

existir. No caso da presente transformação, a frequência é o fator determinante para sua utilização, pois, tanto o valor de  $R_{\bar{L},1eq}$  como o de  $X_{L,1eq}$  são influenciados por ela.

Na Figura 42 são comparadas curvas teóricas para verificação da validade da transformação de modelo proposta para a bobina de leitura, e na Figura 43 são avaliadas as diferenças entre elas. Para construção destes digramas, os valores indicados na Tabela 14 foram aplicados tanto na equação (70) como na (39), das quais os valores de  $\phi_{Zin}$  podem ser extraídos. Para o modelo simples (equação (39)) os valores de  $L_{1eq}$  e  $R_{\bar{L},1eq}$  ( $5.906,57 \mu\text{H}$  e  $23,43 \Omega$ ), calculados a partir da equação (74) com  $f$  igual a  $39,3 \text{ kHz}$ , foram utilizados ao invés de  $L_1$  e  $R_1$ , respectivamente.

De maneira a gerar uma ampla avaliação, foi também comparada uma situação hipotética em que um circuito sensor remoto estivesse acoplado magneticamente ao de leitura, com coeficiente de acoplamento igual a  $0,1$  e valores de indutância e resistência do transdutor iguais a  $70 \mu\text{H}$  e  $15,5 \Omega$ , respectivamente.

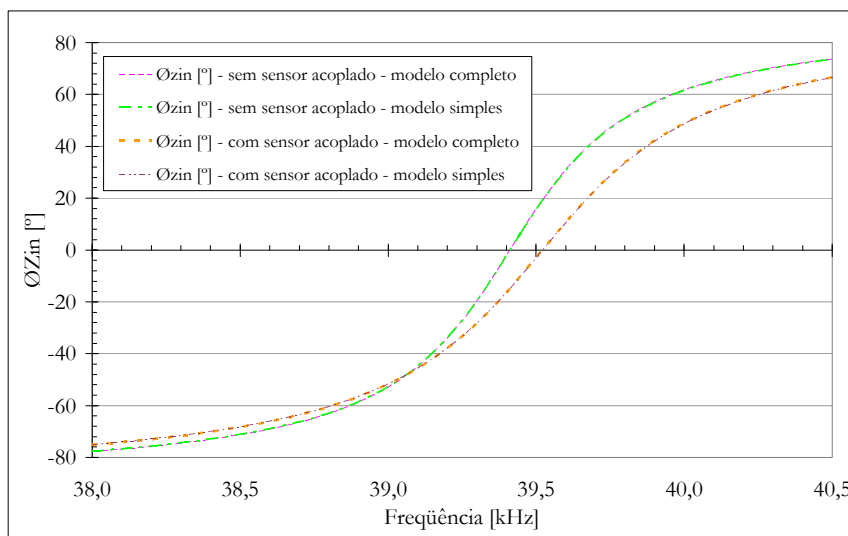


Figura 42: Comparação das curvas teóricas da fase do sistema proposto considerando o modelo completo e o equivalente da bobina de leitura, praticamente sobrepostas.

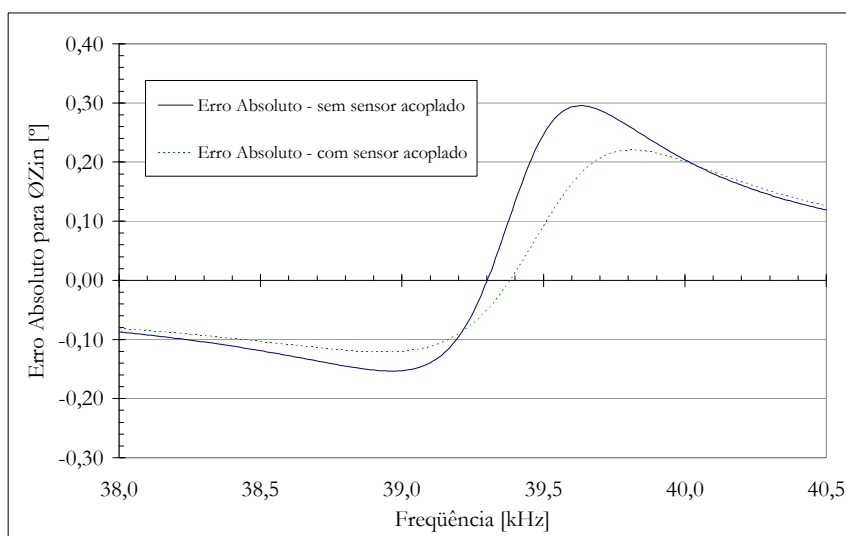


Figura 43: Diferenças entre as curvas teóricas da fase do sistema proposto considerando o modelo completo e o equivalente da bobina de leitura.

Nestas figuras vê-se que os resultados para as simulações contemplando os dois modelos da bobina de leitura são aproximadamente sobrepostos, tanto na hipótese da inexistência, bem como quando na presença de um circuito sensor acoplado, com erros absolutos menores do que  $0,3^\circ$ . A avaliação desta segunda condição é extremamente relevante, pois a modulação da impedância refletida ocorre sobre  $L_1$ , integrante do acoplamento magnético e que, no caso do uso de seu modelo equivalente, tem valor diferente de seu real.

Felizmente, através desta simulação pôde ser verificado que a distorção causada em  $\phi_{Zin}$  pelo uso do modelo equivalente de  $L_1$  é pequena, validando assim o uso da transformação de modelo proposta, sendo que  $L_{1eq}$  e  $R_{iL1eq}$  devem ser calculados utilizando-se uma frequência próxima às de leitura, ou metodicamente para a técnica proposta, utilizando-se a frequência de leitura  $f_a$ , pois, quando observada a equação (44), nota-se que todas as reatâncias envolvidas para obtenção de  $X_{LTa}$  são relativas a tal frequência.

A possibilidade de utilização do modelo equivalente da bobina de leitura facilita a modelagem do sistema e torna possível a utilização da formulação matemática apresentada anteriormente para determinação do valor de  $L_T$ , sem que a influência da capacitância parasita de  $L_1$  seja desprezada, aumentando a precisão do sistema, apesar dos erros inseridos pela transformação de modelo. Esta preocupação com o valor de  $C_{pL1}$ , porém, lamentavelmente não é a única relativa a esta bobina.

#### 4.4.3 Estudo Preliminar da Variação da Bobina de Leitura com a Temperatura

Alterações nas características de componentes do sistema durante a realização de medições podem acarretar em erros adicionais. Como um exemplo desta possibilidade, neste item é mostrado o comportamento de alguns parâmetros de  $L_l$  com a temperatura.

Os diagramas da Figura 44 apresentam os valores medidos na bobina de leitura em função da temperatura, medidos durante seu resfriamento após ter sido aquecida a uma temperatura próxima a 80°C. Observa-se que a temperatura indicada foi medida na superfície do enrolamento de  $L_l$  e não pode ser considerada homogênea em toda sua extensão.

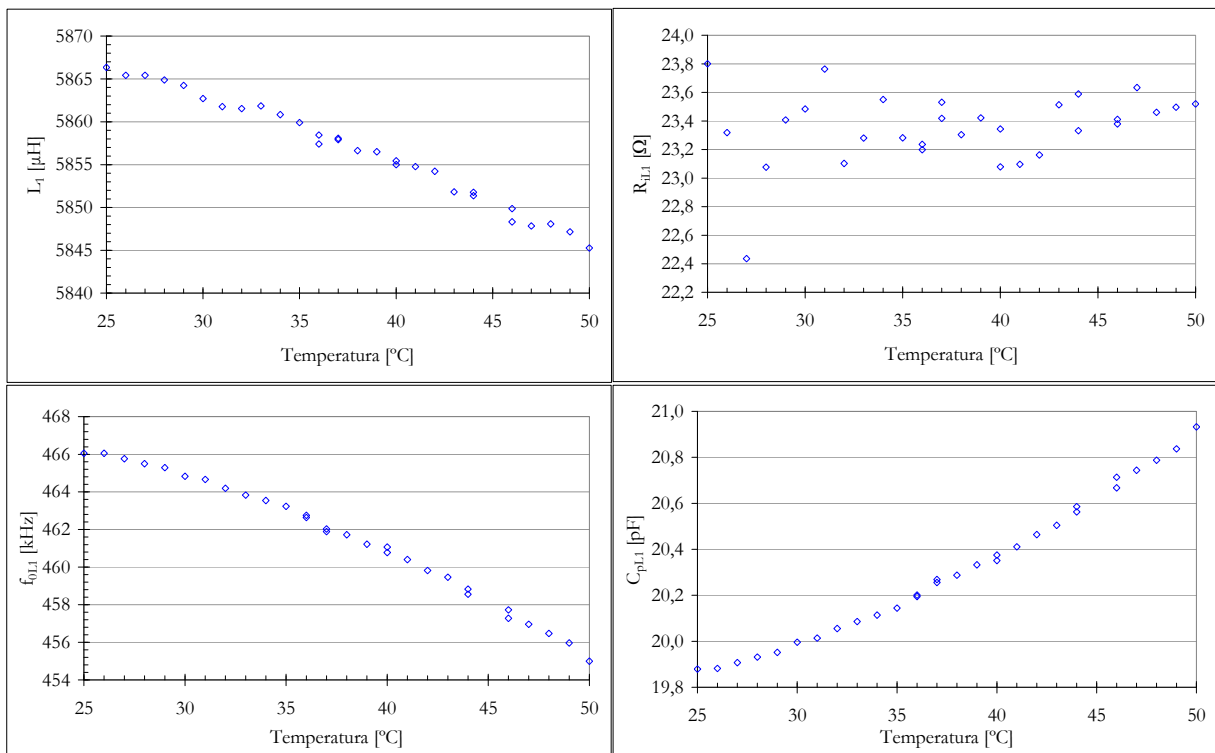


Figura 44: Variação ilustrativa de algumas características da bobina de leitura com a temperatura –  $L_l$  medido em 5 kHz e  $R_{ILl}$  medido em 39,3 kHz.

Mesmo resultando de um experimento tão simples, a Figura 44 mostra que a temperatura pode exercer influência significativa no sistema. Excetuando-se  $R_{ILl}$ , os demais parâmetros de  $L_l$  apresentam variação em relação à temperatura. Tais variações, neste e em outros componentes,



devem ser evitadas, porém não há como garantir que elas não ocorram, evidenciando que a caracterização dos componentes do sistema deve ser realizada antes de cada medição.

#### 4.5 CARACTERIZAÇÃO DO TRANSDUTOR

Idealmente, transdutores devem possuir suas características alteradas apenas pelo parâmetro cuja avaliação é objetivada por sua construção. Usualmente, porém, efeitos indesejáveis estão presentes em sua operação prática e o uso de processos para sua neutralização faz-se necessário. No caso do transdutor indutivo composto por dois enrolamentos planares ligados em série e dispostos geometricamente com suas faces paralelas, o afastamento entre estes deve ser transformado em valores de indutância, conforme apresentado na Figura 32. Nela podem ser vistos resultados preliminares que visavam a obtenção de um sensor com características desejáveis para o sistema proposto, tanto em relação a seus valores de indutância e resistências, quanto aos valores de  $k$  que poderiam ser obtidos entre ele e a bobina de leitura.

Antes que possam ser apresentados os resultados obtidos, é necessário que o comportamento do transdutor proposto em conjunto com o sistema de leitura especificado nos itens anteriores seja avaliado, pois como o interesse é, preliminarmente, a determinação remota do afastamento entre seus enrolamentos, uma equação que relaciona tal parâmetro à indutância de  $L_T$ , que pode ser calculada com a equação (51), precisa ser especificada. Para isto, um experimento foi realizado e seus resultados são apresentados na Figura 45, indicando que para valores acima de 20 mm a indutância mútua entre  $L_I$  e  $L_T$  pode ser considerada desprezível.

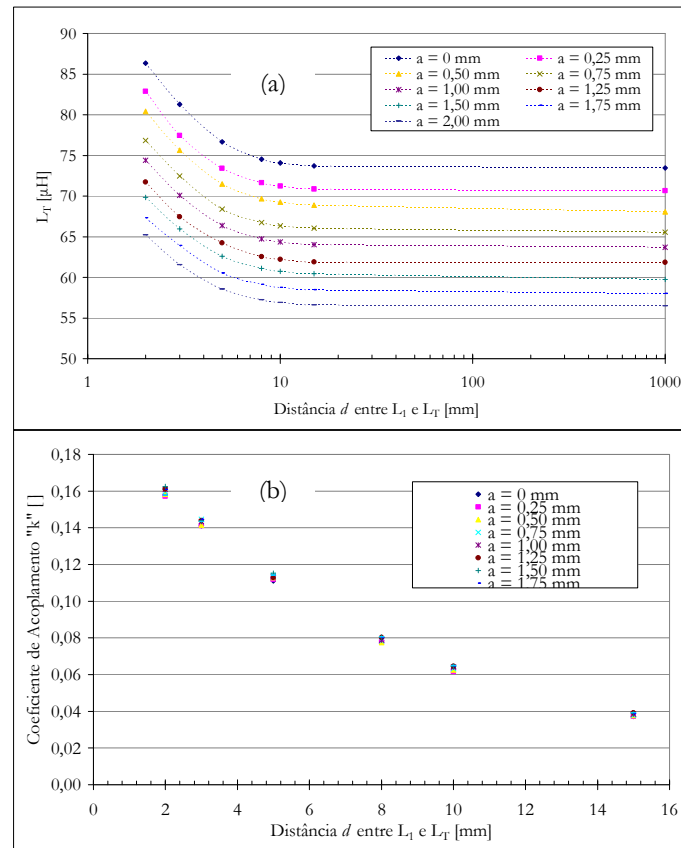


Figura 45: Comportamento da indutância própria do transdutor (a) e do coeficiente de acoplamento resultante (b) em relação a variações na distância entre ele e a bobina de leitura, considerando diferentes valores para o afastamento entre seus enrolamentos – linhas tracejadas representam tendências e os valores para  $d$  igual a 1.000 mm representam medidas com a ausência de  $L_T$ .

Esta figura mostra que o valor do transdutor que se deseja determinar é modulado pela presença do núcleo de ferrite da bobina do circuito de leitura, evidenciando que tal efeito deve ser compensado para possibilitar medições.

Para promover melhor compreensão sobre este efeito causado pela presença de  $L_T$  nas proximidades de  $L_T$ , os dados anteriores podem ser apresentados de outra forma, tal como exposto na Figura 46 (a), onde primeiramente podem ser vistos os valores de indutância para os diferentes afastamentos, relacionados ainda com diferentes distâncias de acoplamento, ficando evidente que quando  $L_T$  está mais próximo de  $L_T$  sua influência é maior. Na Figura 46 (b) tal efeito fica mais evidente, pois são apresentados os resultados da divisão entre os valores de  $L_T$  posicionados a determinadas distâncias de  $L_T$  pelos seus valores quando a bobina de leitura não

está presente, indicando assim a intensidade da modulação sofrida por  $L_T$ , que chega a valer aproximadamente 16 % quando a bobina de leitura está posicionada a 2 mm de distância.

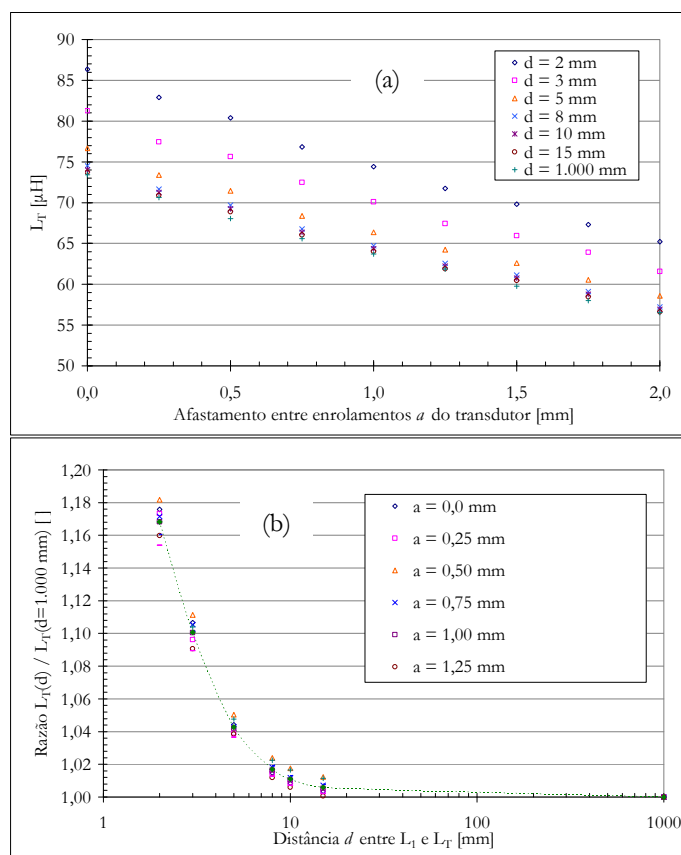


Figura 46: Comportamento da indutância própria do transdutor (a) em relação ao afastamento entre seus enrolamentos e diferentes distâncias de acoplamento e (b) a razão entre os valores de  $L_T$  com e sem a presença de  $L_1$  para diferentes afastamentos – a linha tracejada representa a média dos valores.

Assim, retornando ao diagrama de  $k$  da Figura 45, vê-se que a influência de  $a$  sobre seus valores é mínima. Tal fato, associado ao comportamento da influência da distância entre  $L_1$  e  $L_T$  representado na Figura 46, pode ser empregado para o desenvolvimento de um processo capaz de fornecer a curva de resposta da indutância do transdutor em relação ao afastamento entre seus enrolamentos.

O valor do coeficiente de acoplamento pode ser obtido a partir da equação (52), após a medição dos ângulos de fase da impedância de entrada em duas frequências diferentes próximas à frequência de ressonância. Os dados apresentados na Figura 45 são suficientes para que uma equação que defina o comportamento de  $k$  em função de  $d$  seja obtida, sendo fundamental que

esta relação seja independente de  $a$ . De posse desta função e do valor de  $k$  medido experimentalmente ( $k_{exp}$ ) pode-se calcular  $d$ . Além disto, a partir da análise da Figura 46 pode-se dizer que o valor de  $L_T$  é igual ao seu valor de indutância própria quando  $L_l$  não está presente somado à modulação exercida por esta, que é proporcional à distância de acoplamento. Assim, conhecendo-se esta função da modulação e  $d$ , pode-se chegar ao valor equivalente de  $L_T$  sem a presença da bobina de leitura ( $L_{T(a)}$ ), que é, finalmente, proporcional ao afastamento entre seus enrolamentos, sendo que a equação que define esta proporcionalidade pode ser obtida a partir da medição dos valores de  $L_T$  para diferentes  $a$  quando  $d$  é muito grande. A descrição do processamento matemático proposto deve então ocorrer em três etapas, conforme representado a seguir, onde  $k$  e o valor da indutância do transdutor modulado, tanto por  $d$  como por  $a$  ( $L_{Texp}$ ), são os resultados que podem ser obtidos pelo uso do sistema de telemetria proposto.

Esquemáticamente tem-se:

$$k_{exp} \xrightarrow[A]{k=f(d)} d, L_{Texp} \xrightarrow[B]{L_{T(a)}=L_{Texp}(1+f(d))} L_{T(a)} \xrightarrow[C]{L_{T(a)}=f(a)} a \quad (75)$$

Desta forma fica caracterizada a possibilidade da obtenção do valor do afastamento entre os enrolamentos do transdutor  $L_T$ , neutralizando a modulação indesejável sofrida por este quando a bobina de leitura está posicionada em sua proximidade. Resta então encontrar expressões que representem as funções desejadas.

#### 4.5.1 Influência da Distância no Acoplamento Entre a Unidade de Leitura e a Unidade Sensora

A relação entre  $k$  e a distância de acoplamento entre o transdutor e a bobina de leitura pode ser representada por um decaimento exponencial que tende a zero para distâncias muito grandes independentemente do valor do afastamento entre os enrolamentos de  $L_T$ , pois, analisando-se os dados apresentados na Figura 45, a influência de  $a$  sobre  $k$  é pequena e pode ser desprezada. A partir da média destes dados, pode-se encontrar uma equação que represente tal relação, como a exposta a seguir. Como as equações de caracterização do transdutor são resultantes de regressões matemáticas a partir de valores medidos, é interessante que seus coeficientes sejam utilizados contemplando tantas casas decimais quanto possível. Na Figura 47

podem ser vistos os valores práticos medidos para o coeficiente de acoplamento e os valores empíricos resultantes da equação (76).

$$k = 0,200737e^{-0,114189d} \quad (76)$$

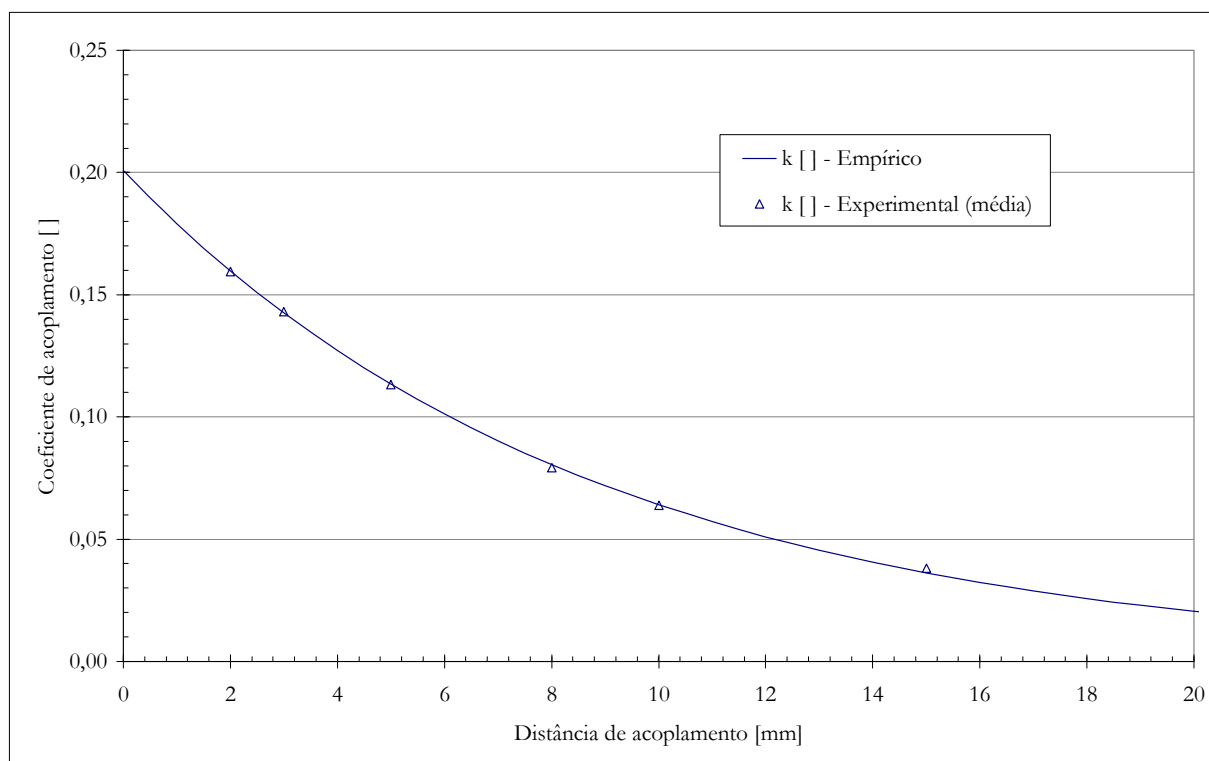


Figura 47: Comparação entre a média dos valores experimentais de  $k$  e de sua equação empírica.

#### 4.5.2 Influência da Bobina de Leitura Sobre a Auto-Indutância do Transdutor

Para possibilitar a compensação da modulação do valor de  $L_T$  pela proximidade de  $L_I$ , é importante que este efeito seja analisado. Na Figura 46 foi apresentada a relação entre a indutância do transdutor quando a bobina de leitura está ou não próxima a ele. Pôde ser visto que a influência de  $L_I$  aumenta para distâncias menores e que tal relação apresenta fraca dependência em relação ao valor do afastamento entre os enrolamentos do transdutor, ou seja, uma equação que expresse tal modulação pode ser obtida a partir dos valores médios de  $L_T$ , sendo válida para os diferentes valores de  $a$ . Evidentemente a utilização desta média pode remeter a erros no resultado final, porém o estabelecimento de diferentes equações para cada valor de afastamento

não é viável, pois, como justamente o valor do afastamento é o parâmetro que se deseja determinar, não haveria critérios para avaliar qual destas equações deveria ser utilizada.

Outro fato que fica evidente na análise dos dados da Figura 46 é que o valor de  $L_T$  é acrescido de uma parcela variável dependente da distância de acoplamento com  $L_l$ . Decaimentos como este costumam seguir funções exponenciais e, supondo-se que este seja o caso, a expressão matemática que o define deveria ter a forma

$$L_{T_{\text{exp}}} = L_{T(a)} \left( \gamma + \alpha e^{-\beta d} \right), \quad (77)$$

sendo que quando  $d$  tende a infinito, o valor experimental de  $L_T$ , que depende tanto de  $d$  como de  $a$ , tende ao valor de  $L_T$  quando  $L_l$  não está presente, que depende apenas de  $a$ . Neste caso, o coeficiente  $\gamma$  deveria ser igual a 1.

Na Figura 48 são apresentados os valores das médias das relações entre os valores de  $L_T$ , com e sem a presença de  $L_l$ , para distâncias de acoplamento até 20 mm, e também os resultados empíricos da equação (78). Ainda, para efeito de comparação são apresentados com linha tracejada os resultados empíricos da equação (79), igual à (77), na qual  $\alpha$  e  $\beta$  valem 0,403514 e 0,446257, respectivamente.

O fato da equação (79) gerar resultados com menor aderência aos dados experimentais, quando comparados aos provenientes da equação (78), sugere erros na medição das características do transdutor, ou que o efeito da modulação provocada pela presença do núcleo de ferrite de  $L_l$  nas proximidades de  $L_T$ , alterando assim o meio de propagação do campo magnético, não segue um decaimento exponencial simples, mas precisa ser descrito com outro tipo de função matemática, uma vez que nesta segunda equação o coeficiente  $\gamma$  é diferente de 1. De toda maneira, fica evidente que a equação (78) pode ser utilizada neste processo empírico de caracterização de  $L_T$ , especialmente para distâncias de acoplamento menores do que 15 mm.

$$L_{T_{\text{exp}}} = L_{T(a)} \left( 1,01017 + 0,463076 e^{-0,539298d} \right) \quad (78)$$

$$L_{T_{\text{exp}}} = L_{T(a)} \left( 1 + 0,403514 e^{-0,446257d} \right) \quad (79)$$

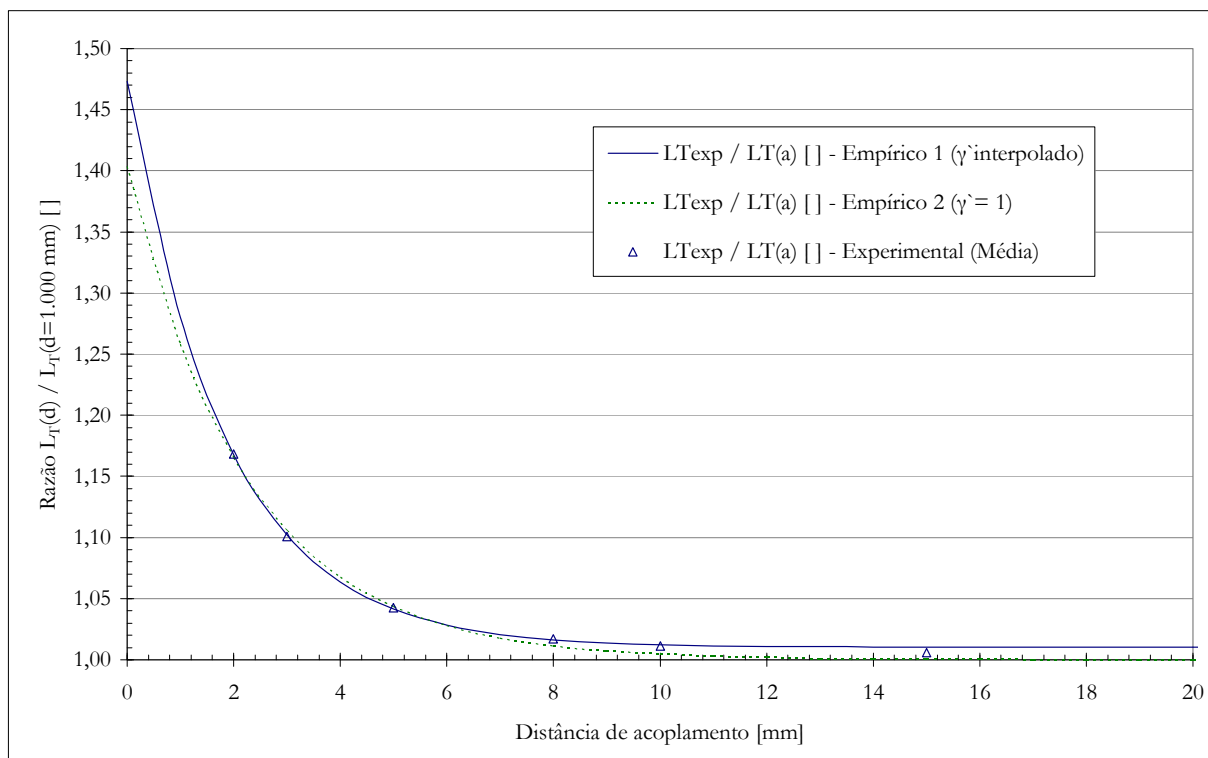


Figura 48: Caracterização da influência da proximidade de  $L_I$  sobre o valor de  $L_T$ .

#### 4.5.3 Curva de Resposta do Transdutor

Por fim chega-se na curva de resposta do transdutor em relação ao parâmetro de interesse e que, caso  $L_I$  não exercesse influência sobre  $L_T$ , seria a única necessária para caracterização do transdutor. Os valores para sua análise foram apresentados no diagrama da Figura 46, mais precisamente na seqüência de dados relativa aos valores de  $L_T$  na ausência da bobina de leitura. Tanto com estes dados, como com os exibidos na Figura 32 durante a especificação da configuração desejada para o transdutor indutivo, percebe-se que nesta associação em série dos dois enrolamentos que o compõem a indutância total aumenta, quando o afastamento entre eles diminui, fato compreensível quando avaliada a equação (12).

Assim como no item anterior, pode-se supor que tal dependência de valores siga uma função exponencial e, portanto, sua expressão teria o formato

$$L_{T(a)} = (L_{p1} + L_{p2}) \left( 1 + \alpha e^{-\beta a} \right) . \quad (80)$$

A parcela composta pela soma das indutâncias dos enrolamentos planares tem seu valor definido pela Tabela 9. Assim, quando o afastamento entre eles é muito grande, o valor total da indutância de  $L_T$  vale a soma das indutâncias dos enrolamentos individuais, pois a indutância mútua entre eles tende a zero. Baseado nestas informações e nos valores apresentados na Figura 46, pode então obter os valores para os coeficientes desconhecidos, permitindo escrever

$$L_{T(a)} = 38,85(1 + 0,88965e^{-0,334406a}) \quad . \quad (81)$$

A Figura 49 mostra a comparação entre os valores empíricos (equação (81)) com resultados experimentais.

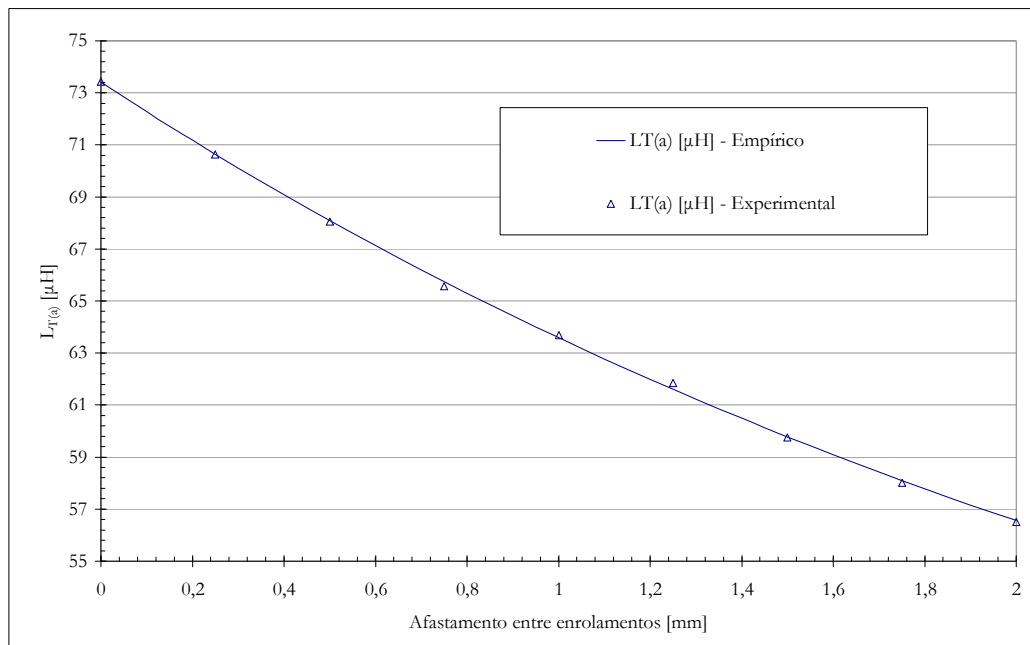


Figura 49: Curva de resposta do transdutor  $L_T$  em função do afastamento entre seus enrolamentos.

No caso da curva de resposta do transdutor, vê-se que os valores medidos apresentam aderência bastante alta aos resultados da equação (81), que contém a soma dos valores das indutâncias individuais de  $L_{p1}$  e  $L_{p2}$ , indicando assim que a função exponencial proposta parece ser bastante adequada para sua representação. Logo, a partir dos valores de  $L_T$  pode-se chegar aos valores de afastamento desejados.



Assim conclui-se a etapa *C* do processamento descrito pela equação (75), viabilizando-se desta forma sua medição remota utilizando-se a técnica proposta neste trabalho. Este resultado, somado ao desenvolvimento apresentado anteriormente, conclui a apresentação dos requisitos para realização de um sistema de biotelemetria passiva utilizando sensor implantável composto por apenas um componente.

#### 4.6 APRESENTAÇÃO DO SISTEMA DE BIOTELEMETRIA PASSIVA UTILIZANDO SENSOR IMPLANTÁVEL COMPOSTO POR APENAS UM COMPONENTE

Neste capítulo foram apresentados conceitos que compõem uma nova técnica para a realização de um sistema aplicável na medição de transdutores indutivos utilizando para isto um sensor remoto, formado apenas pelo próprio transdutor, acoplado magneticamente a uma unidade de leitura composta por um circuito ressonante que tem a fase de sua impedância de entrada medida em duas frequências diferentes. A variação da fase da impedância de entrada do circuito ressonante de leitura é utilizada como parâmetro de medida para a determinação do valor da indutância do transdutor. Porém, nem só de  $L_T$  depende  $\varnothing_{Zin}$ , como exposto na equação (42), e diversos parâmetros precisam ser harmoniosamente especificados para promover o funcionamento desejado, considerando alguns aspectos práticos inerentes à sua implementação.

Ainda, para se atingir o objetivo almejado da medição do afastamento entre os enrolamentos do transdutor, um procedimento de medição composto pelos passos indicados na seqüência a seguir pôde ser definido, utilizando para isto os conceitos apresentados:

- 1) Medir  $L_l$  em 5 kHz;
- 2) Medir  $R_{lL}$  na frequência  $f_a$  de leitura;
- 3) Medir  $C_l$ ;
- 4) Medir  $R_{sCl}$  - certificar que pode ser desprezada;
- 5) Medir  $f_{0Ll}$ ;
- 6) Calcular  $C_{pLl}$  - equação (60);
- 7) Calcular  $L_{leq}$  e  $R_{lLeq}$  - equação (74);
- 8) Medir  $\varnothing_{Zin}$  em  $f_a$ ;
- 9) Medir  $\varnothing_{Zin}$  em  $f_b$ ;
- 10) Calcular  $X_{LT}$  - equação (44);
- 11) Calcular  $L_T$  - equação (51);

- 12) Calcular  $k$  – equação (52);
- 13) Calcular  $d$  em função de  $k$  – equação (76);
- 14) Calcular  $L_{T(d)}$  em função de  $d$  e  $L_T$  – equação (78);
- 15) Calcular o afastamento em função de  $L_{T(d)}$  – equação (81);

Para obtenção de todas as especificações necessárias, problemas como a maximização dos efeitos da impedância refletida, a sugestão de um circuito de leitura capaz de amplificar tais resultados, o estabelecimento de critérios necessários para especificação dos componentes, respeitando relações entre seus valores e a escolha fundamentada em requisitos entre diferentes possíveis formas de bobinas, além de estudo sobre alguns aspectos práticos sobre a bobina de leitura, que resultaram na necessidade da utilização de uma transformação de modelo para diminuir erros de medição, e ainda caracterização do transdutor sugerido, na qual foi evidenciada a modulação indesejada sofrida por este em função da presença do solenóide de leitura, foram apresentados neste capítulo. Tais assuntos, entre outros, foram criticamente analisados para o alcance do objetivo deste trabalho, ou seja, a obtenção de um sistema de biotelemetria passiva utilizando sensor implantável composto por apenas um componente, gerando os resultados apresentados no capítulo seguinte.

## CAPÍTULO 5

### EXPERIMENTOS REALIZADOS E RESULTADOS OBTIDOS

#### 5.1 VALIDAÇÃO DA TÉCNICA PROPOSTA

Os fundamentos teóricos da técnica proposta para medição remota de um sensor indutivo composto apenas pelo próprio transdutor foram apresentados no capítulo anterior, bem como a metodologia empregada para especificação de seus componentes, e ainda o procedimento de medição a ser adotado para que se possa determinar o parâmetro de interesse. Além disto, os resultados de um experimento preliminar para validação da teoria foram apresentados, no qual componentes com características diferentes daquelas desejadas para um sistema de biotelemetria passiva foram empregados para diminuir eventuais efeitos parasitas indesejáveis, evidenciando erros de medição. Este experimento deixa claro que a modelagem do sistema e a especificação dos componentes deveriam ser criteriosamente analisadas.

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos experimentalmente considerando o desenvolvimento realizado, gerando a possibilidade de avaliação prática da viabilidade técnica proposta. Primeiramente, apenas o afastamento entre os enrolamentos do transdutor indutivo foi remotamente medido. Porém, para caracterizar a aplicabilidade deste tipo de transdutor indutivo, são também apresentados neste capítulo os resultados da medição *in vitro* remota de pressão.

#### 5.2 CONFIGURAÇÃO DO PROTÓTIPO CONSTRUÍDO

Para medição da fase da impedância de entrada do circuito ressonante de leitura, um analisador de impedância comercial, modelo 4294A, fabricado pela Agilent, foi utilizado, simplificando a execução dos experimentos. Desta forma a composição da unidade de leitura fica restrita a este equipamento e ao circuito ressonante composto por  $L_1$  e  $C_1$ , já que, como visto anteriormente, não há necessidade da utilização de um componente específico para  $R_1$ , que vale neste caso a soma das resistências internas dos dois primeiros ( $L_1$  e  $C_1$ ). O transdutor indutivo é composto pelos dois enrolamentos  $L_{p1}$  e  $L_{p2}$  especificados na Tabela 9, sendo que seus enrolamentos foram acoplados aos encostos de um paquímetro plástico, utilizando-se para isto chapas de acrílico, conforme ilustrado na Figura 50. O encosto do paquímetro que se desloca

sobre a escala foi fixado sobre uma base, sendo que a barra da escala podia ser deslocada com auxílio de um parafuso, possibilitando assim o ajuste de décimos de milímetros no afastamento entre os enrolamentos. Nesta figura, vê-se ainda como o alinhamento entre a bobina de leitura e os enrolamentos do transdutor foi garantido através da montagem desta sobre suportes confeccionados também em acrílico, presos sobre uma base móvel que se deslocava em relação ao encosto fixo do paquímetro, proporcionando o ajuste da distância de acoplamento.

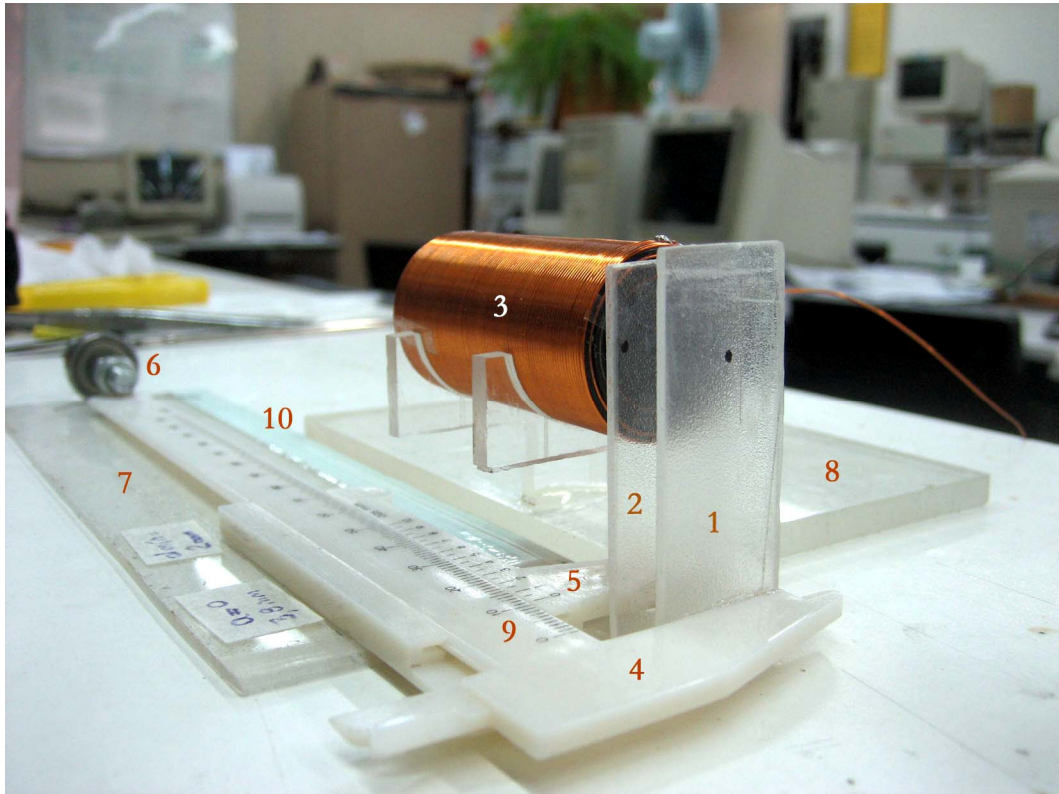


Figura 50: Configuração do protótipo construído para medições: 1) Suporte para enrolamento móvel de  $L_T$ ; 2) Suporte para enrolamento fixo de  $L_T$ ; 3) Bobina de leitura; 4) Encosto móvel do paquímetro; 5) Encosto fixo do paquímetro; 6) Parafuso de ajuste do afastamento entre enrolamentos de  $L_T$ ; 7) Base fixa de  $L_T$ ; 8) Base móvel de  $L_T$  para ajuste da distância de acoplamento; 9) Escala de medição de  $a$ ; 10) Escala de medição de  $d$ .

### 5.3 VERIFICAÇÃO DO ALCANCE, DA LINEARIDADE, DA SENSIBILIDADE E DA EXATIDÃO DA TÉCNICA PROPOSTA

Para verificar o funcionamento do sistema de medição proposto, foi realizado um experimento, no qual a distância de acoplamento foi variada de 2 a 15 mm e, para cada uma das

distâncias medidas, o afastamento entre os enrolamentos do transdutor foi variado de 0 a 2 mm, em passos de 0,1 mm. Analisando-se os resultados obtidos, tanto o alcance, como a linearidade e ainda a sensibilidade proporcionada pelo sistema de medição podem ser avaliados.

Os valores dos componentes do sistema são apresentados na Tabela 15, enquanto alguns dos resultados de ângulo de fase da impedância de entrada do circuito de leitura podem ser vistos na Figura 51. Nela pode-se observar, preliminarmente, que a sensibilidade aumenta para menores distâncias de acoplamento e também que o fator de qualidade diminui nestes casos, coerentemente com o esperado, já que a componente resistiva da impedância refletida torna-se maior. Ainda, vê-se que a frequência de ressonância vale aproximadamente 39,4 kHz quando o transdutor não está presente ( $d > 500$  mm), de acordo com o exposto na Tabela 14. Quanto às frequências de leitura, pode-se assumir  $f_a = 39,3$  kHz e  $f_b = 39,5$  kHz. Do item 4.5, sabe-se que o valor de  $L_T$  deve variar entre aproximadamente 55 e 85  $\mu$ H, resultando em valores de  $X_{LT}$  entre 13,6 e 21,0  $\Omega$  para  $f_a$ . Deste mesmo item, sabe-se também que  $R_T$  vale aproximadamente 15,4  $\Omega$ , sendo então satisfeita a condição para maximização aproximada da sensibilidade relativa à igualdade dos valores da reatância indutiva e da resistência do transdutor.

Tabela 15: Valores dos componentes do sistema – verificação do alcance, linearidade, sensibilidade e exatidão.

$L_T$ [ $\mu$ H]   $f = 5$ kHz	5.864,38
$f_{0LT}$ [kHz]	463,75
$R_{dLT}$ [ $\Omega$ ]   $f = 39,3$ kHz	23,31
$C_T$ [pF]   $f = 39,3$ kHz	2.761,00
$C_{pLT}$ [pF] *	20,08
$R_{dLeq}$ [ $\Omega$ ] *	23,65
$L_{Leq}$ [pF] *	5.907,14

\*valores calculados

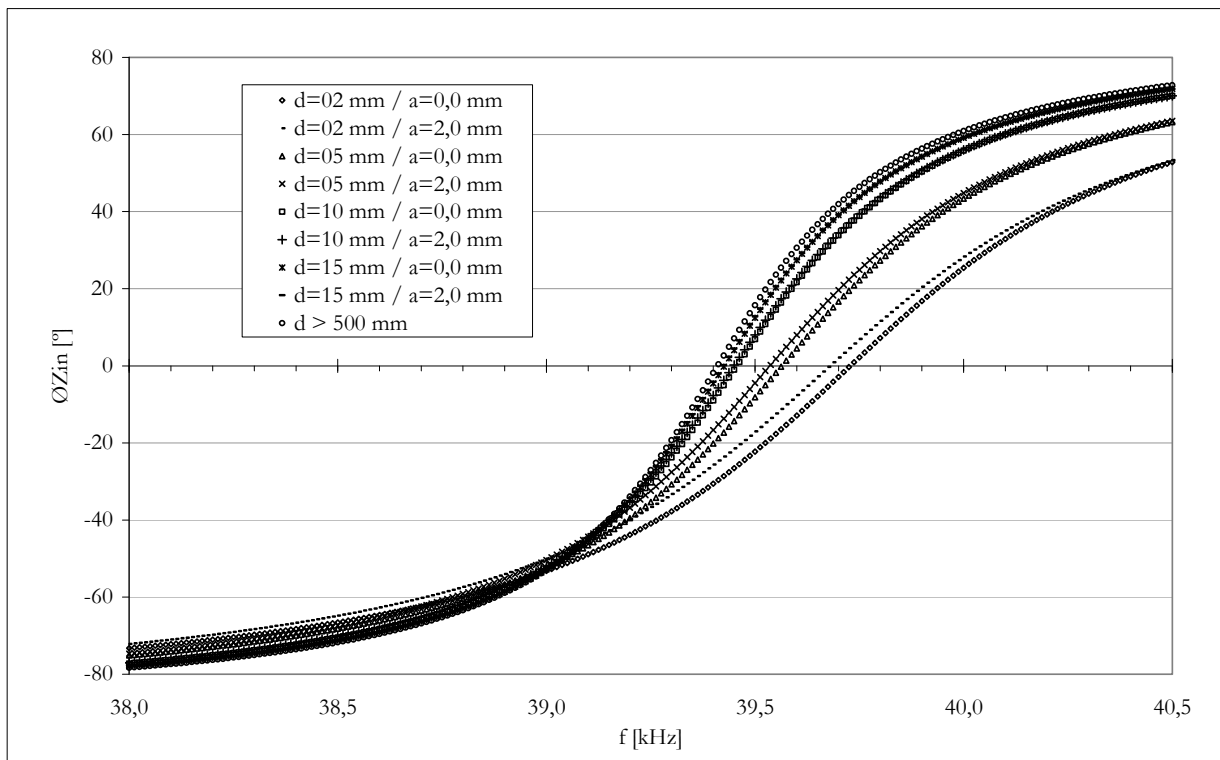


Figura 51: Valores de  $\phi_{Zin}$  medidos no experimento para verificação do alcance, linearidade, sensibilidade e exatidão do sistema de medição proposto.

Após a verificação visual da modulação de  $\phi_{Zin}$  em função de variações em  $L_T$ , na Tabela 16 podem ser vistos os valores medidos para distância de acoplamento igual a 5 mm. Nesta tabela são também apresentados os resultados obtidos (índice “*exp*”) tanto para o valor de  $L_T$  como para o valor de  $k$ , que são comparados com seus respectivos valores de referência (índice “*ref*”), sendo indicado os erros absolutos e os relativos. Para cálculo dos erros relativos foi considerada a relação entre o erro absoluto e o maior valor de referência de cada parâmetro (fundo de escala).

Empregando-se os valores obtidos de  $L_{Texp}$  e  $k_{exp}$  ao processamento apresentado no item 4.5, pode-se chegar aos valores do parâmetro de interesse, neste caso o afastamento entre os enrolamentos do transdutor (Tabela 17). Nesta tabela, para facilitar a comparação, são também apresentados os valores de referência.

Tabela 16: Alguns valores de  $L_T$  e  $k$  medidos – verificação do alcance, linearidade, sensibilidade e exatidão.

Condição		Valores Medidos				Análise de $L_T$				Análise de $k$			
$d$ [mm]	$a$ [mm]	$f_a$ [kHz]	$\theta_a$ [°]	$f_b$ [kHz]	$\theta_b$ [°]	$L_{Texp}$ [μH]	$L_{Tref}$ [μH]	Erro abs [μH]	Erro rel [%]	$k_{exp}$ [ ]	$k_{ref}$ [ ]	Erro abs [ ]	Erro rel [%]
5,0	0,0	39,3	-30,73	39,5	-8,15	<b>77,577</b>	76,45	1,12	1,33	<b>0,113</b>	0,113	-788,43E-6	-0,49
5,0	0,1	39,3	-30,62	39,5	-7,99	<b>77,067</b>	75,27	1,80	2,12	<b>0,112</b>	0,113	-973,95E-6	-0,61
5,0	0,2	39,3	-30,48	39,5	-7,84	<b>76,122</b>	74,12	2,00	2,36	<b>0,113</b>	0,113	-828,87E-6	-0,52
5,0	0,3	39,3	-30,34	39,5	-7,68	<b>75,242</b>	73,02	2,23	2,63	<b>0,113</b>	0,113	-750,75E-6	-0,47
5,0	0,4	39,3	-30,09	39,5	-7,43	<b>73,507</b>	71,95	1,56	1,84	<b>0,113</b>	0,113	-344,25E-6	-0,22
5,0	0,5	39,3	-30,01	39,5	-7,35	<b>72,961</b>	70,91	2,05	2,42	<b>0,113</b>	0,113	-210,42E-6	-0,13
5,0	0,6	39,3	-29,90	39,5	-7,24	<b>72,216</b>	69,91	2,31	2,72	<b>0,113</b>	0,113	-23,38E-6	-0,01
5,0	0,7	39,3	-29,66	39,5	-6,96	<b>70,811</b>	68,94	1,87	2,21	<b>0,114</b>	0,113	102,81E-6	0,06
5,0	0,8	39,3	-29,43	39,5	-6,72	<b>69,351</b>	68,00	1,35	1,59	<b>0,114</b>	0,113	444,81E-6	0,28
5,0	0,9	39,3	-29,26	39,5	-6,51	<b>68,439</b>	67,10	1,34	1,58	<b>0,114</b>	0,113	463,59E-6	0,29
5,0	1,0	39,3	-29,11	39,5	-6,34	<b>67,571</b>	66,22	1,35	1,59	<b>0,114</b>	0,113	599,31E-6	0,37
5,0	1,1	39,3	-28,93	39,5	-6,17	<b>66,394</b>	65,37	1,02	1,20	<b>0,114</b>	0,113	1,03E-3	0,64
5,0	1,2	39,3	-28,78	39,5	-5,95	<b>65,761</b>	64,55	1,21	1,42	<b>0,114</b>	0,113	795,66E-6	0,50
5,0	1,3	39,3	-28,64	39,5	-5,79	<b>64,979</b>	63,76	1,22	1,44	<b>0,114</b>	0,113	928,11E-6	0,58
5,0	1,4	39,3	-28,51	39,5	-5,63	<b>64,307</b>	63,00	1,31	1,55	<b>0,114</b>	0,113	967,88E-6	0,60
5,0	1,5	39,3	-28,32	39,5	-5,40	<b>63,315</b>	62,25	1,06	1,25	<b>0,114</b>	0,113	1,06E-3	0,66
5,0	1,6	39,3	-28,15	39,5	-5,19	<b>62,452</b>	61,54	0,91	1,08	<b>0,115</b>	0,113	1,12E-3	0,70
5,0	1,7	39,3	-28,08	39,5	-5,09	<b>62,151</b>	60,84	1,31	1,54	<b>0,114</b>	0,113	1,04E-3	0,65
5,0	1,8	39,3	-27,91	39,5	-4,88	<b>61,295</b>	60,17	1,12	1,32	<b>0,115</b>	0,113	1,11E-3	0,69
5,0	1,9	39,3	-27,76	39,5	-4,68	<b>60,600</b>	59,53	1,07	1,27	<b>0,114</b>	0,113	1,06E-3	0,66
5,0	2,0	39,3	-27,60	39,5	-4,48	<b>59,812</b>	58,90	0,91	1,08	<b>0,115</b>	0,113	1,12E-3	0,70

Tabela 17: Alguns valores de  $a$  medidos – verificação do alcance, linearidade, sensibilidade e exatidão.

Condição		Análise de $a$					
$d$ [mm]	$a$ [mm]	$d_{exp}$ [mm]	$L_T(a)$ [μH]	$a_{exp}$ [mm]	$a_{ref}$ [mm]	Erro abs [mm]	Erro rel [%]
5,0	0,0	5,06	74,566	<b>-0,10</b>	0,0	-0,098	-4,91
5,0	0,1	5,08	74,092	<b>-0,06</b>	0,1	-0,158	-7,91
5,0	0,2	5,06	73,170	<b>0,02</b>	0,2	-0,179	-8,95
5,0	0,3	5,06	72,318	<b>0,10</b>	0,3	-0,204	-10,18
5,0	0,4	5,03	70,615	<b>0,25</b>	0,4	-0,148	-7,38
5,0	0,5	5,02	70,078	<b>0,30</b>	0,5	-0,197	-9,83
5,0	0,6	5,00	69,347	<b>0,37</b>	0,6	-0,226	-11,29
5,0	0,7	4,99	67,987	<b>0,51</b>	0,7	-0,189	-9,47
5,0	0,8	4,97	66,557	<b>0,66</b>	0,8	-0,139	-6,94
5,0	0,9	4,96	65,680	<b>0,76</b>	0,9	-0,143	-7,13
5,0	1,0	4,95	64,836	<b>0,85</b>	1,0	-0,147	-7,35
5,0	1,1	4,92	63,671	<b>0,99</b>	1,1	-0,110	-5,50
5,0	1,2	4,94	63,083	<b>1,06</b>	1,2	-0,138	-6,91
5,0	1,3	4,93	62,323	<b>1,16</b>	1,3	-0,143	-7,14
5,0	1,4	4,93	61,675	<b>1,24</b>	1,4	-0,159	-7,96
5,0	1,5	4,92	60,716	<b>1,37</b>	1,5	-0,131	-6,54
5,0	1,6	4,91	59,884	<b>1,49</b>	1,6	-0,115	-5,74
5,0	1,7	4,92	59,601	<b>1,53</b>	1,7	-0,174	-8,72
5,0	1,8	4,91	58,775	<b>1,65</b>	1,8	-0,153	-7,65
5,0	1,9	4,92	58,112	<b>1,75</b>	1,9	-0,152	-7,59
5,0	2,0	4,91	57,353	<b>1,87</b>	2,0	-0,131	-6,57

Para determinar o alcance e verificar tanto a linearidade como a sensibilidade proporcionados pelo uso da técnica proposta, os valores de  $\theta_{Z_{in}}$  foram medidos para distâncias de acoplamento iguais a 2, 3, 5, 7, 8, 10 e 15 mm, sendo que para cada uma destas condições o afastamento entre os enrolamentos do transdutor foram variados de 0,0 a 2,0 mm, com passos iguais a 0,1 mm. Os valores obtidos são apresentados no apêndice 5.

Na Figura 52, na Figura 53 e na Figura 54 são apresentados os resultados obtidos neste experimento, tanto para  $L_T$  e para  $k$ , bem como para o afastamento  $a$ .

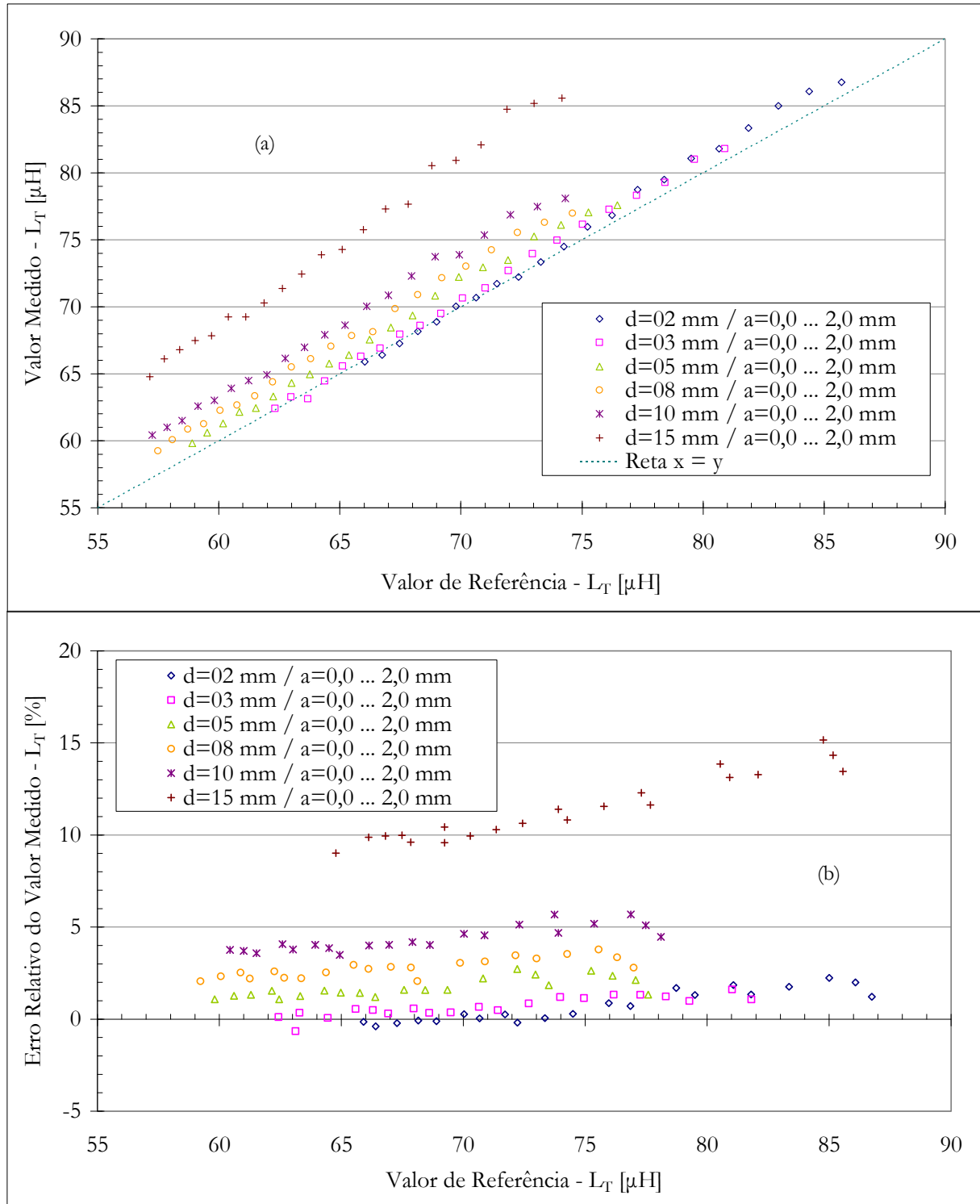


Figura 52: Valores medidos (a) e erros relativos (b) de  $L_T$  no experimento para verificação do alcance, linearidade, sensibilidade e exatidão do sistema de medição proposto.



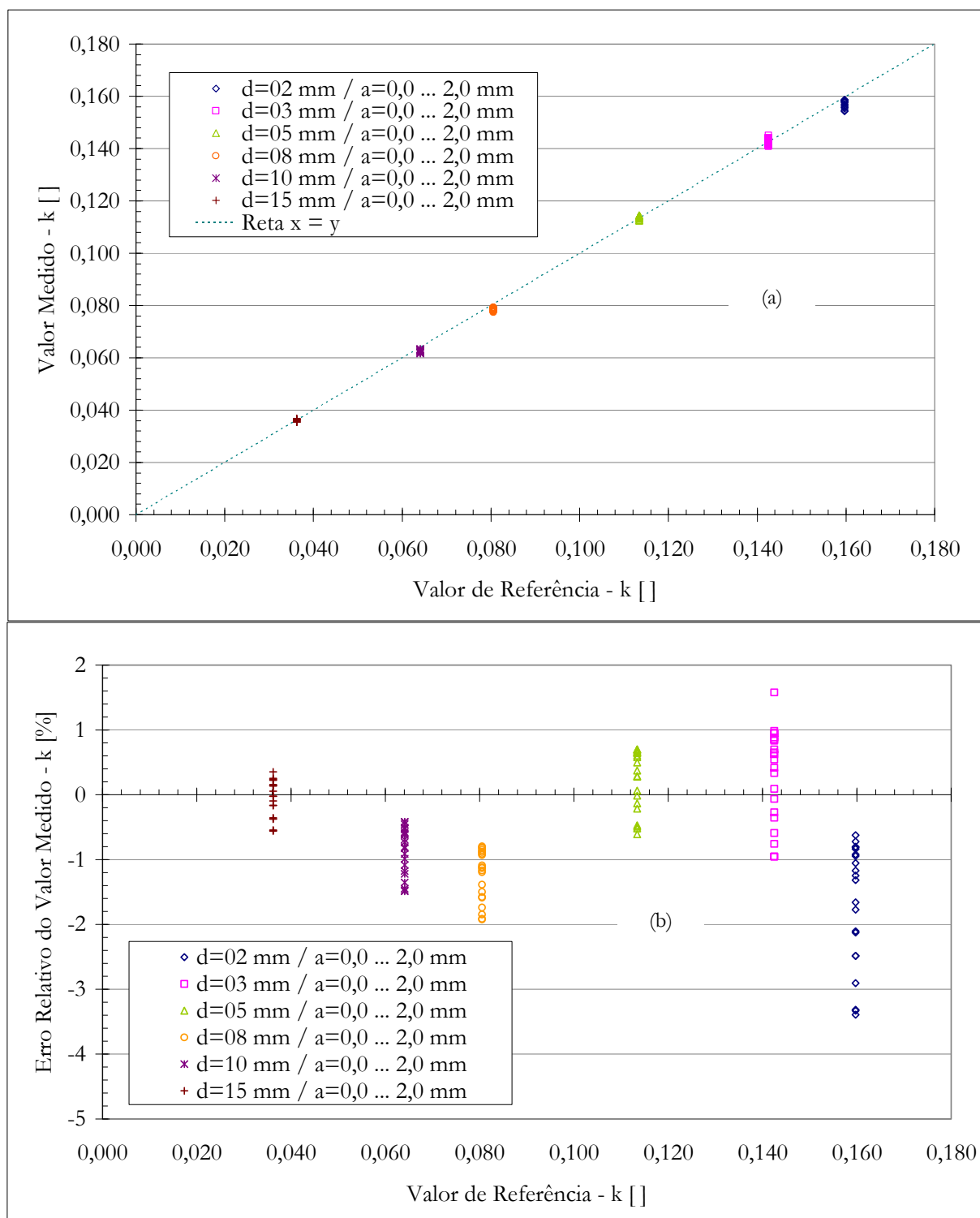


Figura 53: Valores medidos (a) e erros relativos (b) de  $k$  no experimento para verificação do alcance, linearidade, sensibilidade e exatidão do sistema de medição proposto.

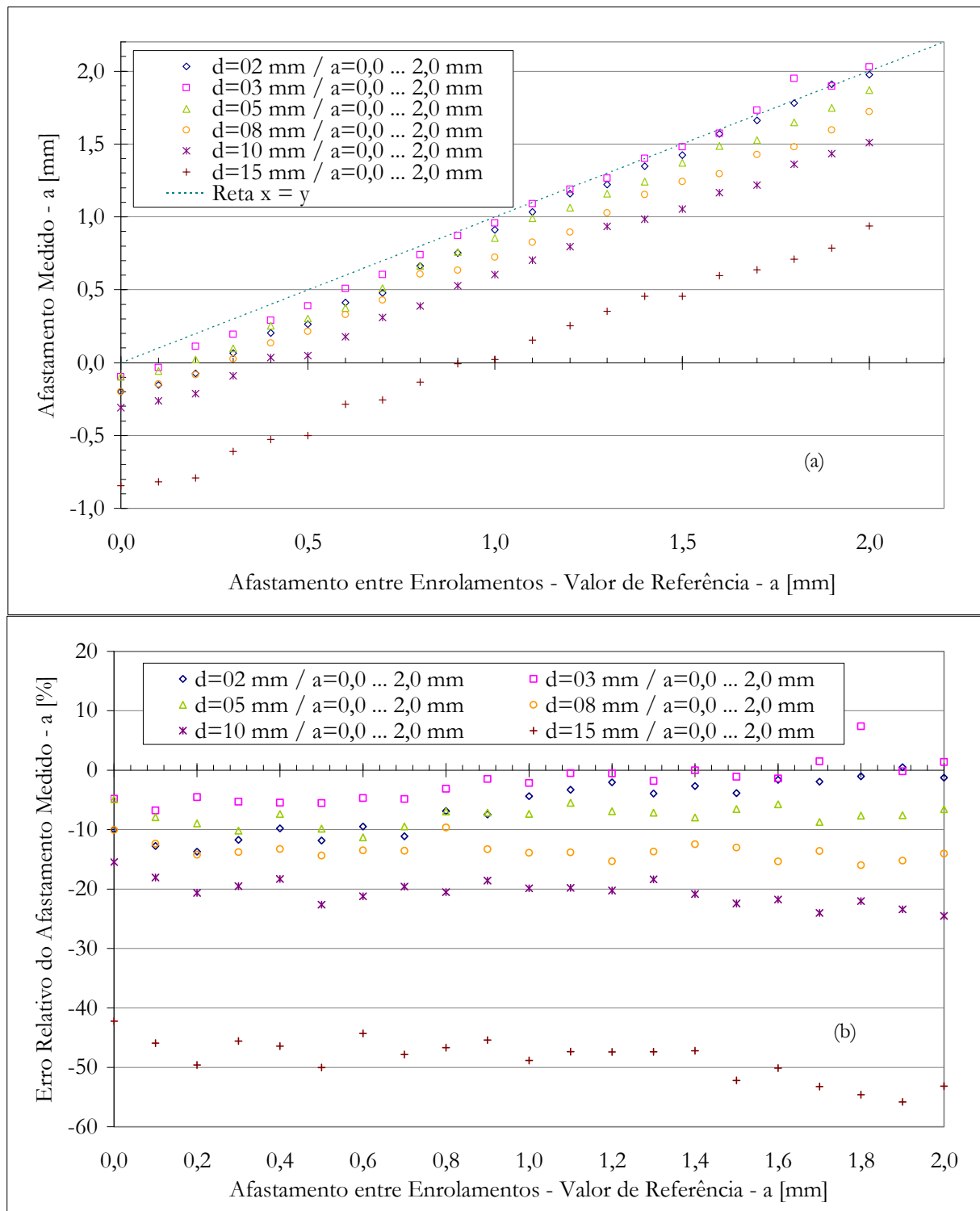


Figura 54: Valores medidos (a) e erros relativos (b) de  $a$  no experimento para verificação do alcance, linearidade, sensibilidade e exatidão do sistema de medição proposto.

Estas figuras mostram a linearidade entre os valores de referência e os medidos utilizando-se a técnica de comunicação desenvolvida, tanto nas medições de  $L_T$  como nas de  $k$  e  $a$ , dentro da faixa de variação apresentada. Nelas vêem-se também os erros relativos obtidos nas medições. Ainda, pode ser visto nestas figuras que variações no afastamento entre as bobinas do transdutor tão pequenas como 0,1 mm, ou aproximadamente 600 nH, resultam em alterações nos valores lidos, evidenciando a sensibilidade proporcionada pela técnica. Estes resultados serão discutidos de maneira mais ampla no capítulo 6.

#### 5.4 VERIFICAÇÃO DA REPETIBILIDADE DE MEDIÇÕES

Além das características avaliadas anteriormente, um experimento para verificação da repetibilidade dos resultados foi realizado, no qual apenas algumas combinações de valores para distância de acoplamento e afastamento entre enrolamentos de  $L_T$  foram experimentadas. Os parâmetros do circuito de leitura medidos para este experimento são apresentados na Tabela 18.

Tabela 18: Valores dos componentes do sistema – verificação da repetibilidade.

$L_T$ [ $\mu$ H]   $f = 5$ kHz	5.866,94
$f_{0L,T}$ [kHz]	463,25
$R_{dL,T}$ [ $\Omega$ ]   $f = 39,3$ kHz	23,13
$C_T$ [pF]   $f = 39,3$ kHz	2.760,88
$C_{pL,T}$ [pF] *	20,12
$R_{dL,Teq}$ [ $\Omega$ ] *	23,46
$L_{Teq}$ [pF] *	5.909,46

\*valores calculados

Seguindo o mesmo procedimento adotado no experimento anterior, os valores de  $\mathcal{O}_{Zin}$  foram medidos dez vezes para cada combinação entre  $d$  e  $a$ , com intervalo de um minuto entre cada medição, gerando os resultados presentes no apêndice 6, que são apresentados graficamente na Figura 55, na Figura 56 e na Figura 57.

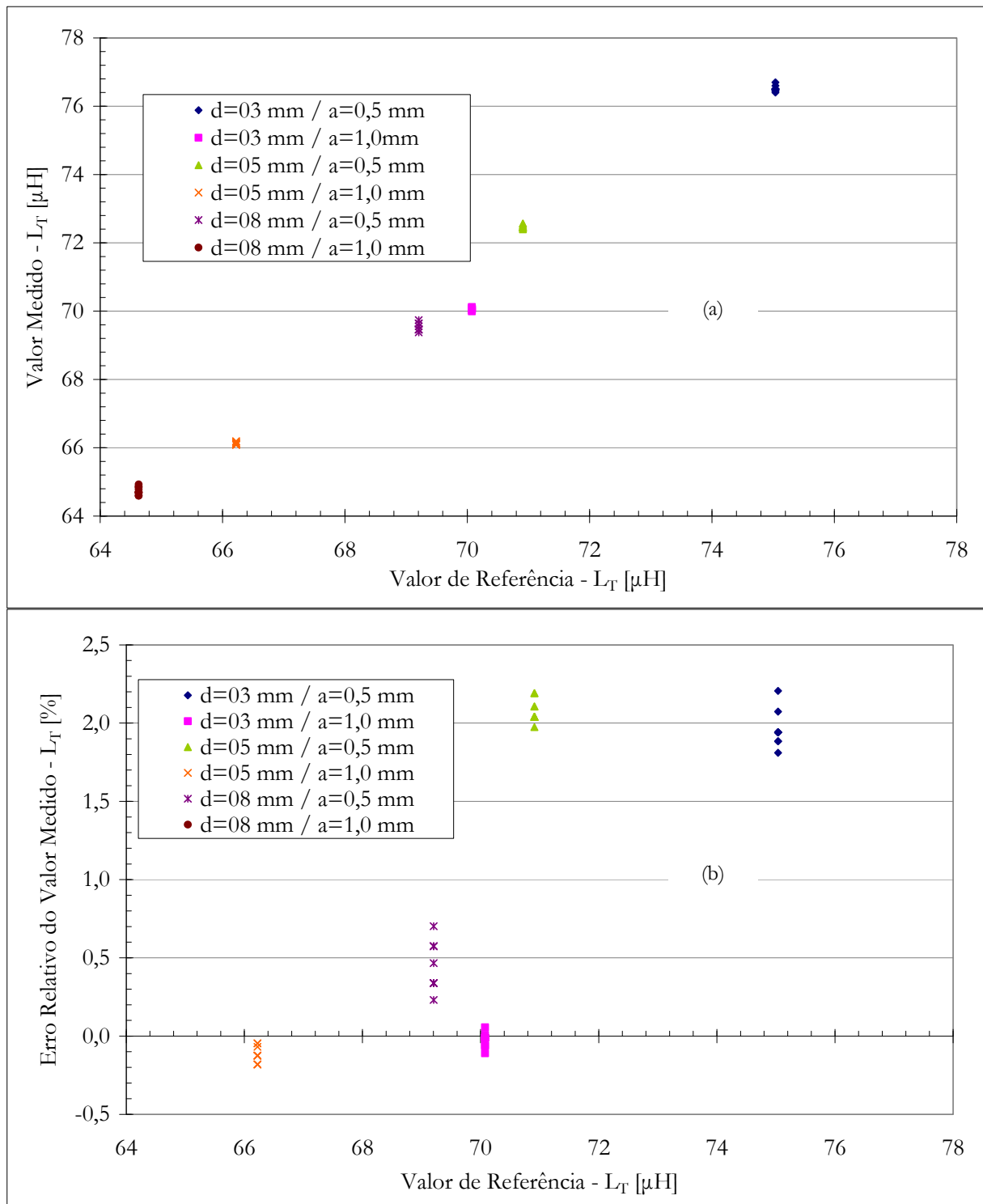


Figura 55: Valores medidos (a) e erros relativos (b) de  $L_T$  no experimento para verificação da repetibilidade do sistema de medição proposto.

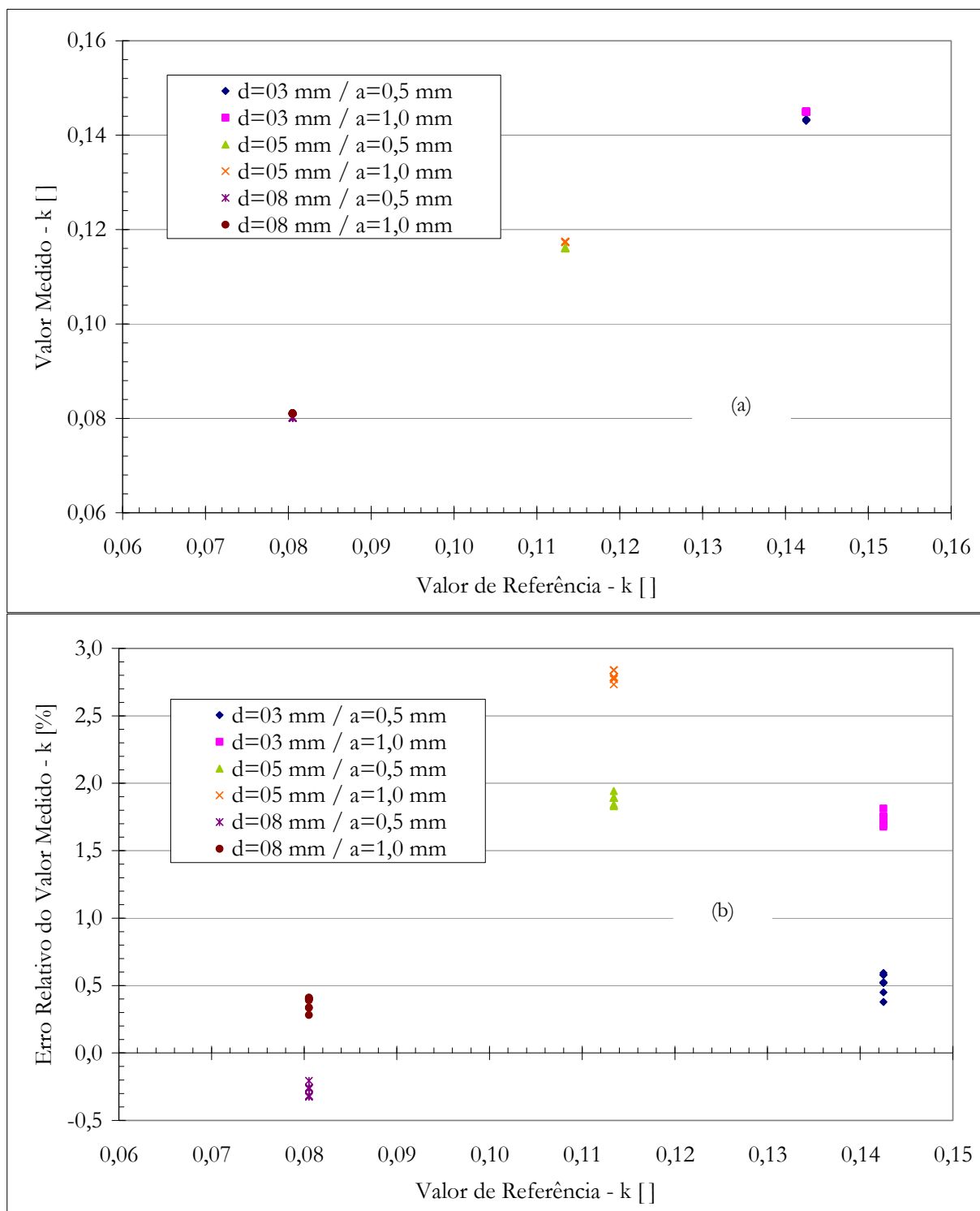


Figura 56: Valores medidos (a) e erros relativos (b) de  $k$  no experimento para verificação da repetibilidade do sistema de medição proposto.

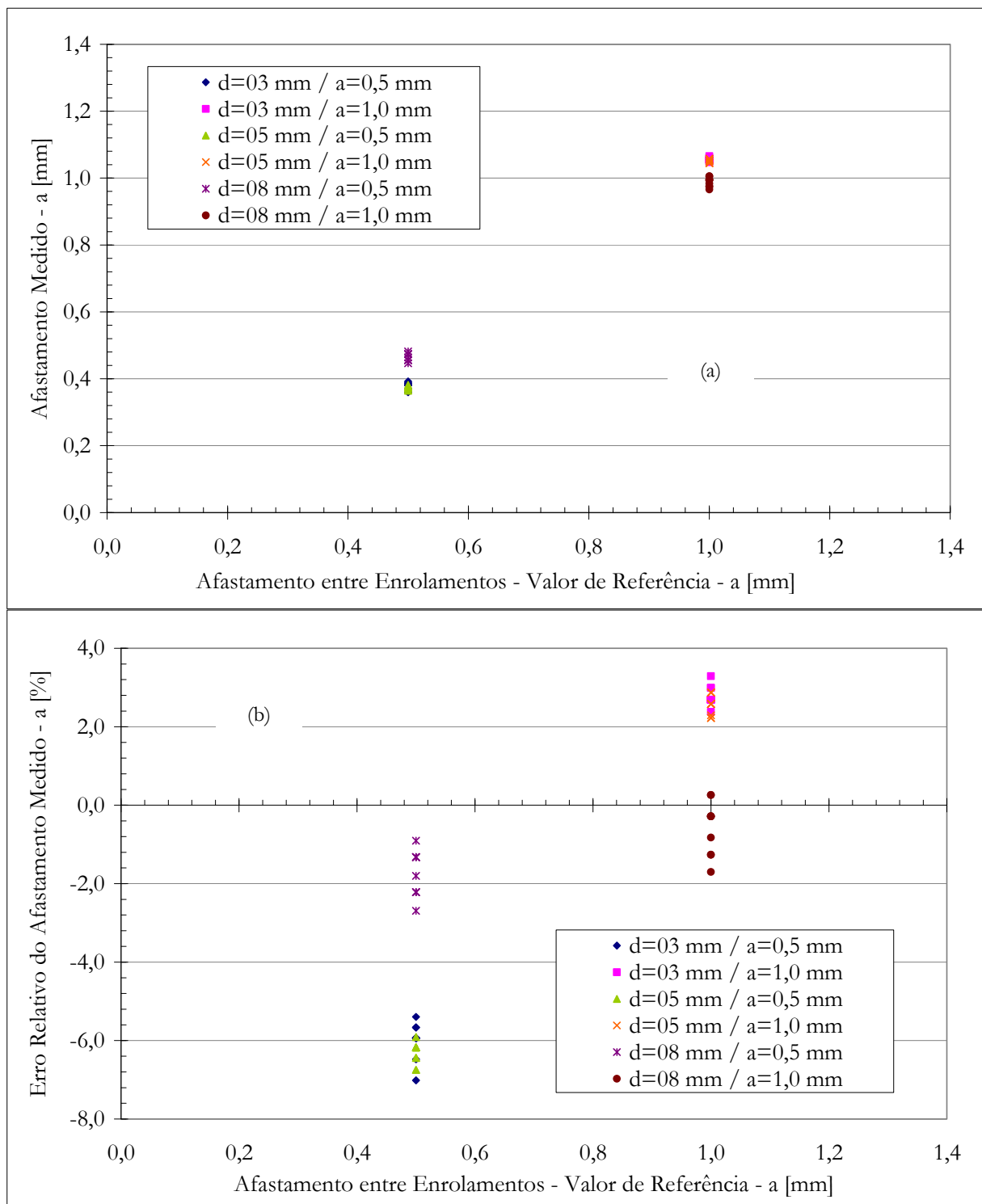


Figura 57: Valores medidos (a) e erros relativos (b) de  $a$  no experimento para verificação da repetibilidade do sistema de medição proposto.

Estas figuras mostram desvios menores que 1 % entre as diferentes medições de indutância remota realizadas para as mesmas condições de afastamento entre os enrolamentos do transdutor e distâncias de acoplamento, evidenciando a repetibilidade das mesmas.

## 5.5 APLICAÇÃO ILUSTRATIVA DA TÉCNICA PROPOSTA PARA MEDIÇÃO REMOTA DE PRESSÃO

Para ilustrar a aplicabilidade do sistema de medição remota de sensores indutivos formados por apenas um componente, foi realizado um experimento para medição de pressão, parâmetro alvo de monitoração em diversas avaliações fisiológicas.

A monitoração da pressão intraocular, por exemplo, é útil para o diagnóstico de patologias que podem causar perda de visão, como o glaucoma. Em um olho normal, seu valor se encontra entre 12 e 20 mmHg e varia até 2 mmHg para mais ou para menos [Guyton & Hall, 2006]. Caso esta pressão suba a valores acima de 25 mmHg por longos períodos, pode ocorrer perda de visão, sendo que níveis mais altos de pressão podem causar cegueira em algumas horas. Em alguns casos de glaucoma esta pressão pode chegar até 70 mmHg [Guyton & Hall, 2006]. A perfuração do olho de um paciente para medição da pressão intraocular não é viável, e usualmente ela é medida com auxílio de um tonômetro de aplanção [Webster, 1998]. Existem também exemplos de aplicação de sensores implantáveis para determinação deste parâmetro, que são remotamente medidos por unidades de leitura utilizando acoplamento magnético [Collins, 1967; Schuylenbergh & Puers, 1996b; Martínez *et al.*, 2005], indicando a possibilidade de se realizar tal tarefa com o sistema de biotelemetria proposto.

Outro parâmetro fisiológico cuja monitoração pode ser útil é a pressão intracraniana do fluido cerebrospinal. Valores entre 5 e 15 mmHg podem ser considerados normais, valores entre 15 e 20 mmHg como levemente aumentado, sendo que para valores acima de 20 se faz necessária intervenção terapêutica [Kramme, 2007]. A falta do equilíbrio homeostático desta pressão, gerando aumento de seu valor, pode ocasionar rapidamente isquemia ou edema cerebral, edema no disco ótico, hidrocefalia, entre outras conseqüências, inclusive, óbito. A medição deste parâmetro pode ser realizada de diferentes maneiras, como por exemplo, através da inserção no canal espinhal lombar de uma agulha conectada a um tubo vertical aberto. A diferença de altura entre a agulha e o nível em que o fluido cerebrospinal estabilizar é igual à pressão deste em milímetros de água [Guyton & Hall, 2006]. Entre outros métodos, esta pressão pode ser também

determinada com o auxílio de cateteres intraventriculares, intraparenquimais e subdurais, ou sensores epidurais, de acordo com a necessidade, sendo que para o posicionamento destes é necessário um procedimento invasivo [Kramme, 2007]. Ainda, sistemas telemétricos com unidades implantáveis para uso em pacientes sujeitos à monitoração freqüente da pressão intracraniana estão sendo desenvolvidas [Eggers *et al.*, 2000].

Em alguns casos, pacientes com hidrocefalia são tratados com a inserção cirúrgica de um tubo ligado à cavidade peritoneal provido de uma válvula que assume a função de regular a pressão do fluido cerebrospinal, liberando-o caso necessário [Guyton & Hall, 2006]. Para auxiliar na monitoração da pressão intracraniana nestes pacientes, pode-se imaginar que um sensor passivo de longa vida útil seja implantado juntamente com tal válvula. Neste caso, técnicas de biotelemetria como a proposta neste trabalho poderiam ser utilizadas para se determinar o valor da pressão sem que o paciente tenha que ser repetidamente submetido a procedimentos invasivos.

O propósito da construção do sistema de medição de pressão apresentado neste item foi apenas de gerar resultados *in vitro*, sem que diversos aspectos relativos a eventuais aplicações biomédicas, como, por exemplo, quando à biocompatibilidade dos materiais empregados fossem considerados.

### 5.5.1 Construção do Sensor de Pressão Composto por Apenas Um Componente

Supondo-se que um disco de pequenas dimensões possa ser utilizado como unidade implantável, por exemplo acoplado às válvulas para terapia de pacientes com hidrocefalia, tem-se assim uma forma desejada para o sensor de pressão. A montagem proposta para este sensor está apresentada na Figura 58, onde pode ser visto que um dos enrolamentos planares de  $L_T$  foi fixado ao fundo de uma base fixa de acrílico, com o formato de um copo, e o outro afastado dele por uma espuma de baixa densidade com 1 mm de espessura. Selando a montagem foi colada uma membrana de látex flexível na borda superior da estrutura, tornando o afastamento entre os enrolamentos dependente da diferença de pressão entre o interior e o exterior do sensor. Para auxiliar na caracterização de seus parâmetros elétricos, a bobina transdutora não foi curto-circuitada no interior do sensor, mas seus dois fios foram posicionados entre a borda da estrutura



acrílica e da membrana flexível, sem provocar vazamentos. O sensor construído tinha 21,3 mm de diâmetro e 3,2 mm de altura.

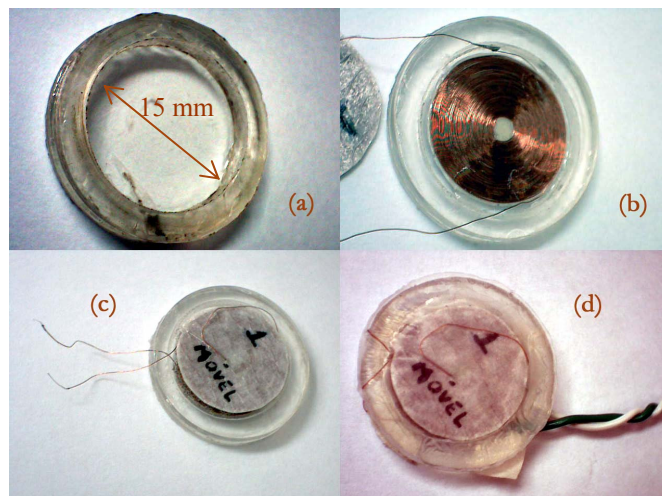


Figura 58: Montagem do sensor utilizado para medição de pressão com a técnica proposta:

- a) base acrílica em forma de copo; b) enrolamento fixo colado ao fundo da base; c) enrolamento móvel afastado do fixo por espuma; d) sensor selado com membrana látex.

### 5.5.2 Caracterização do Sensor de Pressão

De maneira similar ao transdutor indutivo que apresenta uma curva característica entre sua indutância total e o afastamento entre seus enrolamentos, o sensor de pressão desenvolvido possui sua indutância modulada pela pressão. Como o sensor foi selado com ar na pressão atmosférica em seu interior, as medições de pressão propiciadas são relativas a este valor.

Para determinar as variações em suas características elétricas, um medidor de pressão comercial, modelo Airsys - AS100, foi utilizado como referência padrão. O arranjo exposto na Figura 59 foi construído, sendo que tanto a indutância como a resistência de  $L_T$  foram medidas com o analisador de impedância, enquanto a pressão do ambiente na seringa em que o sensor estava inserido era aumentada com auxílio de uma segunda seringa. Após cada acréscimo de pressão gerado pela compressão do êmbolo da seringa de ajuste, a pressão sobre o sensor era estabilizada, sendo para isto ocluído com auxílio de uma pinça o tubo que as interligava. A conexão do medidor de pressão permanecia constantemente interligada à seringa onde se

encontrava o sensor. Para que não houvesse vazamentos, o tubo pelo qual os fios da bobina do sensor passavam foi ocluído.

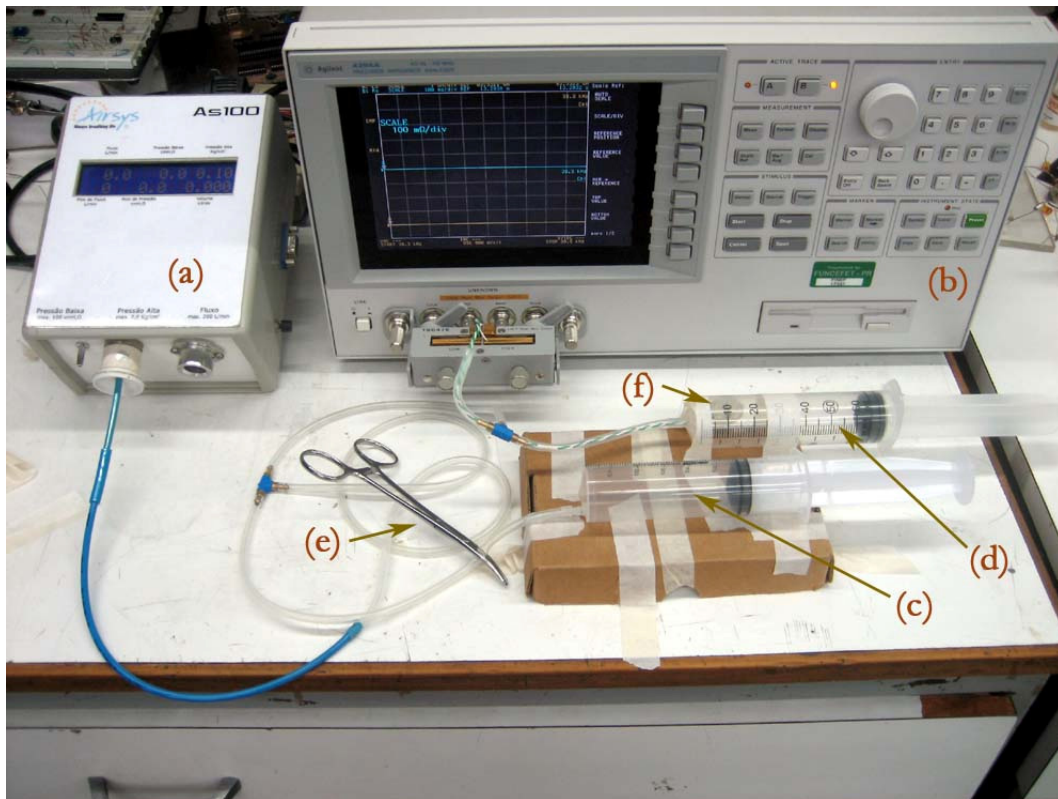


Figura 59: Montagem para determinação dos parâmetros elétricos do sensor: a) medidor de referência de pressão; b) analisador de impedância; c) seringa de ajuste de pressão; d) seringa onde o sensor estava inserido; e) pinça para estabilização de pressão; f) sensor de pressão proposto dentro da seringa.

Os valores medidos tanto para resistência como para indutância do sensor em função da pressão ( $P$ ) são apresentados na Tabela 19 e no gráfico da Figura 60, na qual também estão representados os resultados de equação característica do sensor (82), determinada a partir da regressão polinomial destes valores.

Tabela 19: Valores de indutância e resistência do sensor de pressão proposto.

$P$ [Pa]	$P$ [mmHg]	$R_T$ [ $\Omega$ ]	$L_T$ [ $\mu$ H]
0	0,0	13,269	63,36
1.961	14,7	13,295	63,39
3.923	29,4	13,295	63,42
5.884	44,1	13,294	63,45
7.845	58,8	13,297	63,47
9.807	73,6	13,296	63,51
11.768	88,3	13,298	63,54
13.729	103,0	13,299	63,57
15.691	117,7	13,298	63,63
17.652	132,4	13,298	63,68
19.613	147,1	13,299	63,73
21.575	161,8	13,301	63,82
23.536	176,5	13,300	63,86
25.497	191,2	13,299	63,96
27.459	206,0	13,000	64,07
29.420	220,7	13,299	64,21
31.381	235,4	13,299	64,32
33.343	250,1	13,300	64,47
35.304	264,8	13,300	64,60
37.265	279,5	13,301	64,69
39.227	294,2	13,301	64,84
41.188	308,9	13,304	64,95
43.149	323,6	13,301	65,10
45.111	338,4	13,304	65,19
47.072	353,1	13,302	65,28
49.033	367,8	13,302	65,41
50.995	382,5	13,304	65,49
52.956	397,2	13,301	65,58
54.917	411,9	13,302	65,68
56.879	426,6	13,307	65,80
58.840	441,3	13,307	65,86
60.801	456,0	13,307	65,90
62.763	470,8	13,308	65,87
64.724	485,5	13,310	65,94

$$P = 23,4616L_T^4 + 6.118,52L_T^3 - 598.304L_T^2 + 2,6 \cdot 10^7 L_T - 4,2366 \cdot 10^8 \quad (82)$$

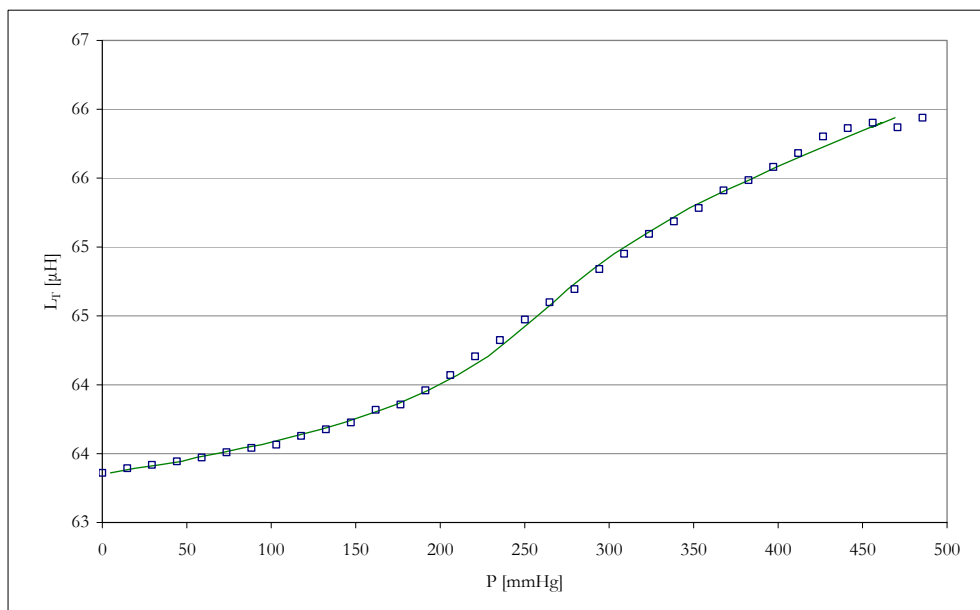


Figura 60: Curva característica do sensor de pressão proposto.

Assim como no caso anterior de medição do afastamento entre os enrolamentos do transdutor, a proximidade da bobina de leitura também influencia o valor de  $L_T$ , e as mesmas relações entre  $k$  e  $d$ , e entre  $L_{Texp}$  e  $L_{T(a)}$  foram assumidas como válidas, uma vez que os enrolamentos utilizados nos dois experimentos foram os mesmos, apesar da resistência  $R_T$  ter se alterado.

### 5.5.3 Medição Remota de Pressão

O mesmo arranjo utilizado para caracterização do sensor foi também empregado para realização de medição de pressão remota. Neste caso, porém, a bobina de leitura foi disposta na lateral da seringa onde o sensor estava inserido, como pode ser visto na Figura 61, e os fios de  $L_T$ , antes ligados ao analisador de impedância, foram curto-circuitados. O banco de capacitores  $C_l$  foi ligado em série com  $L_l$  e a entrada do circuito de leitura foi conectada ao analisador de impedância.

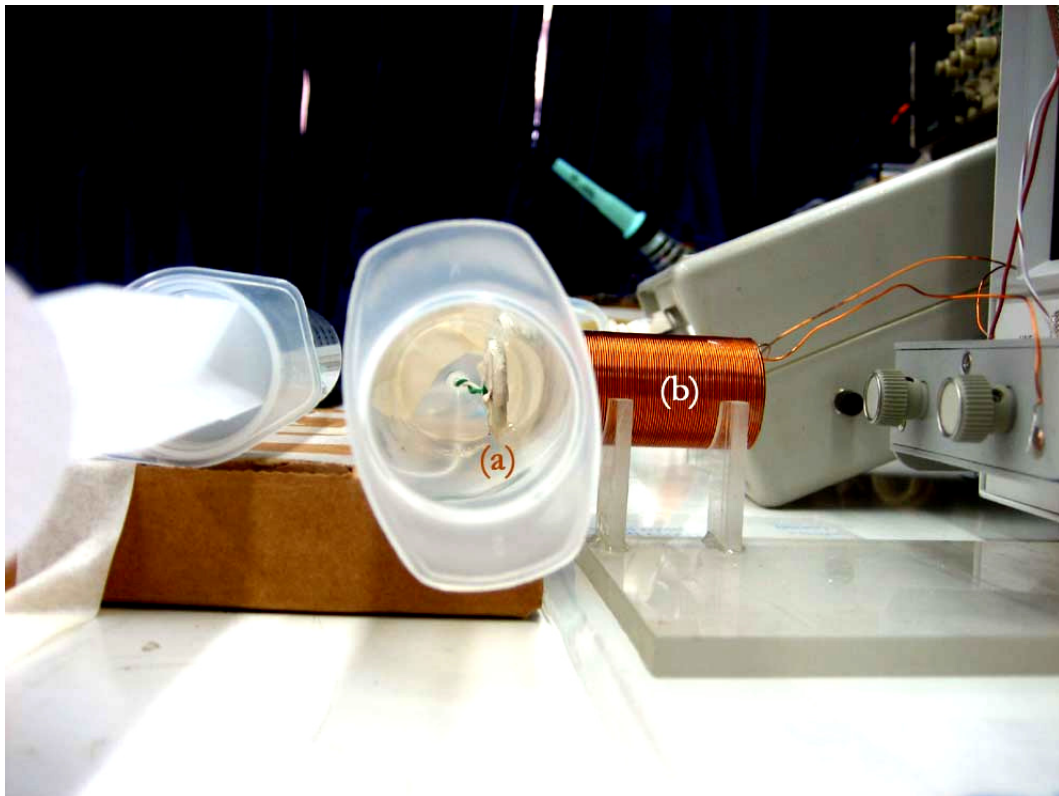


Figura 61: Montagem para medição de pressão: a) sensor de pressão no interior da seringa;  
b) bobina de leitura.

Na Tabela 20 são apresentados os valores dos componentes do circuito de leitura, medidos sem a presença do sensor.

Tabela 20: Valores dos componentes do circuito de leitura – medição de pressão.

$L_I$ [ $\mu\text{H}$ ]   $f = 5 \text{ kHz}$	5.860,67
$f_{0L_I}$ [kHz]	459,99
$R_{dL_I}$ [ $\Omega$ ]   $f = 39,3 \text{ kHz}$	23,49
$C_I$ [pF]   $f = 39,3 \text{ kHz}$	2.761,37
$C_{pL_I}$ [pF] *	20,43
$R_{dL_Ieq}$ [ $\Omega$ ] *	23,84
$L_{Ieq}$ [pF] *	5.903,25

\*valores calculados

A distância de acoplamento neste experimento era constante e valia aproximadamente 6,5 mm. Como o sensor se encontrava no interior da seringa, a determinação exata deste valor não foi possível, mas esta distância não é relevante neste caso, pois como visto anteriormente, o resultado final pode ser obtido sem que ela seja conhecida.

A partir dos valores de fase da impedância de entrada do circuito de leitura em duas diferentes frequências, pode-se chegar aos valores de  $L_{Texp}$  e  $k_{exp}$ . Como anteriormente, destes pode-se chegar aos valores do parâmetro de interesse, neste caso a pressão aplicada sobre o sensor, que são apresentados na Tabela 21, onde também são comparados com seus valores de referência. Na Figura 62 estes resultados podem ser vistos na forma de diagramas.

Tabela 21: Valores medidos – verificação de pressão medida.

Condição		Valores Medidos				$L_T$ e $k$		Análise de $P$					
$P$ [Pa]	$P$ [mmHg]	$f_c$ [kHz]	$\theta_s$ [°]	$f_c$ [kHz]	$\theta_s$ [°]	$L_{Texp}$ [ $\mu\text{H}$ ]	$k_{exp}$ [ ]	$d_{exp}$ [mm]	$L_{T(a)}$ [ $\mu\text{H}$ ]	$P_{exp}$ [**]	$P_{ref}$ [**]	Erro abs [mm]	Erro rel [%]
0	0,0	39,3	-29,32	39,5	-4,70	<b>65,077</b>	<b>0,099</b>	6,23	63,410	<b>29,1</b>	0,0	29,14E+0	5,66
1.961	14,7	39,3	-29,30	39,5	-4,65	<b>64,991</b>	<b>0,098</b>	6,24	63,331	<b>-10,0</b>	14,7	-24,75E+0	-4,81
3.923	29,4	39,3	-29,31	39,5	-4,65	<b>65,187</b>	<b>0,098</b>	6,25	63,529	<b>79,2</b>	29,4	49,74E+0	9,66
5.884	44,1	39,3	-29,31	39,5	-4,63	<b>65,232</b>	<b>0,098</b>	6,26	63,577	<b>96,7</b>	44,1	52,58E+0	10,21
7.845	58,8	39,3	-29,29	39,5	-4,61	<b>65,161</b>	<b>0,098</b>	6,26	63,510	<b>71,7</b>	58,8	12,83E+0	2,49
9.807	73,6	39,3	-29,30	39,5	-4,59	<b>65,392</b>	<b>0,098</b>	6,28	63,744	<b>147,0</b>	73,6	73,42E+0	14,26
11.768	88,3	39,3	-29,29	39,5	-4,57	<b>65,354</b>	<b>0,098</b>	6,28	63,709	<b>137,7</b>	88,3	49,48E+0	9,61
13.729	103,0	39,3	-29,28	39,5	-4,53	<b>65,457</b>	<b>0,098</b>	6,30	63,819	<b>164,9</b>	103,0	61,97E+0	12,03
15.691	117,7	39,3	-29,28	39,5	-4,52	<b>65,495</b>	<b>0,098</b>	6,31	63,859	<b>173,7</b>	117,7	56,01E+0	10,88
17.652	132,4	39,3	-29,27	39,5	-4,48	<b>65,554</b>	<b>0,098</b>	6,32	63,924	<b>186,4</b>	132,4	54,04E+0	10,49
19.613	147,1	39,3	-29,27	39,5	-4,46	<b>65,689</b>	<b>0,097</b>	6,34	64,063	<b>209,3</b>	147,1	62,23E+0	12,08
21.575	161,8	39,3	-29,26	39,5	-4,45	<b>65,691</b>	<b>0,097</b>	6,34	64,067	<b>209,8</b>	161,8	48,00E+0	9,32
23.536	176,5	39,3	-29,24	39,5	-4,40	<b>65,753</b>	<b>0,097</b>	6,36	64,137	<b>219,4</b>	176,5	42,89E+0	8,33
25.497	191,2	39,3	-29,25	39,5	-4,38	<b>65,984</b>	<b>0,097</b>	6,37	64,372	<b>245,6</b>	191,2	54,31E+0	10,55
27.459	206,0	39,3	-29,25	39,5	-4,34	<b>66,147</b>	<b>0,097</b>	6,40	64,541	<b>261,6</b>	206,0	55,65E+0	10,81
29.420	220,7	39,3	-29,24	39,5	-4,30	<b>66,270</b>	<b>0,097</b>	6,41	64,671	<b>273,7</b>	220,7	53,03E+0	10,30
31.381	235,4	39,3	-29,24	39,5	-4,27	<b>66,477</b>	<b>0,096</b>	6,44	64,883	<b>295,4</b>	235,4	60,00E+0	11,65
33.343	250,1	39,3	-29,24	39,5	-4,26	<b>66,481</b>	<b>0,096</b>	6,44	64,889	<b>296,0</b>	250,1	45,94E+0	8,92
35.304	264,8	39,3	-29,24	39,5	-4,23	<b>66,677</b>	<b>0,096</b>	6,46	65,090	<b>320,4</b>	264,8	55,61E+0	10,80
37.265	279,5	39,3	-29,20	39,5	-4,17	<b>66,494</b>	<b>0,096</b>	6,47	64,915	<b>299,0</b>	279,5	19,46E+0	3,78
39.227	294,2	39,3	-29,22	39,5	-4,16	<b>66,794</b>	<b>0,096</b>	6,49	65,217	<b>338,2</b>	294,2	43,99E+0	8,54
41.188	308,9	39,3	-29,22	39,5	-4,15	<b>66,865</b>	<b>0,096</b>	6,50	65,291	<b>349,4</b>	308,9	40,47E+0	7,86
43.149	323,6	39,3	-29,21	39,5	-4,11	<b>66,964</b>	<b>0,095</b>	6,51	65,395	<b>366,3</b>	323,6	42,64E+0	8,28
45.111	338,4	39,3	-29,21	39,5	-4,09	<b>67,171</b>	<b>0,095</b>	6,53	65,606	<b>404,1</b>	338,4	65,80E+0	12,78
47.072	353,1	39,3	-29,20	39,5	-4,07	<b>67,094</b>	<b>0,095</b>	6,53	65,532	<b>390,4</b>	353,1	37,29E+0	7,24
49.033	367,8	39,3	-29,20	39,5	-4,05	<b>67,224</b>	<b>0,095</b>	6,55	65,665	<b>415,3</b>	367,8	47,49E+0	9,22
50.995	382,5	39,3	-29,20	39,5	-4,03	<b>67,340</b>	<b>0,095</b>	6,56	65,785	<b>438,6</b>	382,5	56,10E+0	10,89

Condição		Valores Medidos				$L_T e k$		Análise de $P$					
$P$ [Pa]	$P$ [mmHg]	$f_c$ [kHz]	$\theta_a$ [°]	$f_b$ [kHz]	$\theta_b$ [°]	$L_{Texp}$ [μH]	$k_{exp}$ [ ]	$d_{exp}$ [mm]	$L_{T(a)}$ [μH]	$P_{exp}$ [**]	$P_{ref}$ [**]	Erro abs [mm]	Erro rel [%]
52.956	397,2	39,3	-29,20	39,5	-4,03	<b>67,356</b>	<b>0,095</b>	6,56	65,800	<b>441,6</b>	397,2	44,39E+0	8,62
54.917	411,9	39,3	-29,20	39,5	-4,01	<b>67,484</b>	<b>0,095</b>	6,57	65,930	<b>467,3</b>	411,9	55,44E+0	10,76
56.879	426,6	39,3	-29,20	39,5	-4,02	<b>67,411</b>	<b>0,095</b>	6,56	65,856	<b>452,7</b>	426,6	26,09E+0	5,07
58.840	441,3	39,3	-29,20	39,5	-4,02	<b>67,417</b>	<b>0,095</b>	6,56	65,862	<b>454,0</b>	441,3	12,64E+0	2,45
60.801	456,0	39,3	-29,20	39,5	-3,99	<b>67,594</b>	<b>0,095</b>	6,58	66,043	<b>489,3</b>	456,0	33,26E+0	6,46
62.763	470,8	39,3	-29,19	39,5	-3,98	<b>67,448</b>	<b>0,095</b>	6,58	65,899	<b>461,1</b>	470,8	-9,61E+0	-1,87
64.724	485,5	39,3	-29,19	39,5	-3,98	<b>67,519</b>	<b>0,095</b>	6,58	65,971	<b>475,3</b>	485,5	-10,21E+0	-1,98
66.685	500,2	39,3	-29,19	39,5	-3,97	<b>67,553</b>	<b>0,095</b>	6,59	66,005	<b>482,0</b>	500,2	-18,19E+0	-3,53
68.647	514,9	39,3	-29,19	39,5	-3,96	<b>67,648</b>	<b>0,095</b>	6,59	66,102	<b>500,3</b>	514,9	-14,59E+0	-2,83

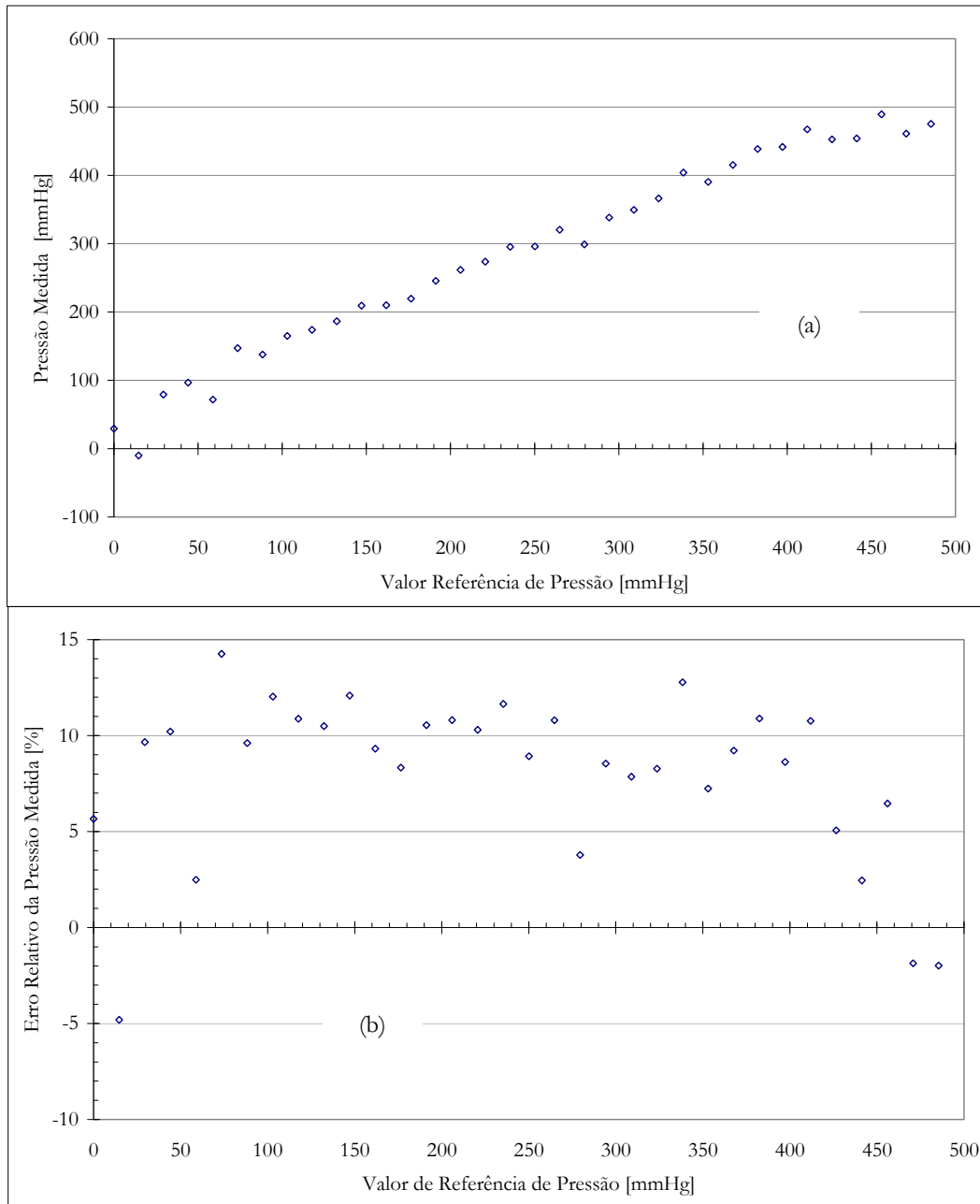


Figura 62: Valores medidos (a) e erros relativos (b) de pressão utilizando a técnica de medição proposta.

Na Figura 63 os valores medidos de  $L_T$  com o uso da técnica proposta são comparados com os de referência medidos com o analisador de impedância na caracterização do sensor.

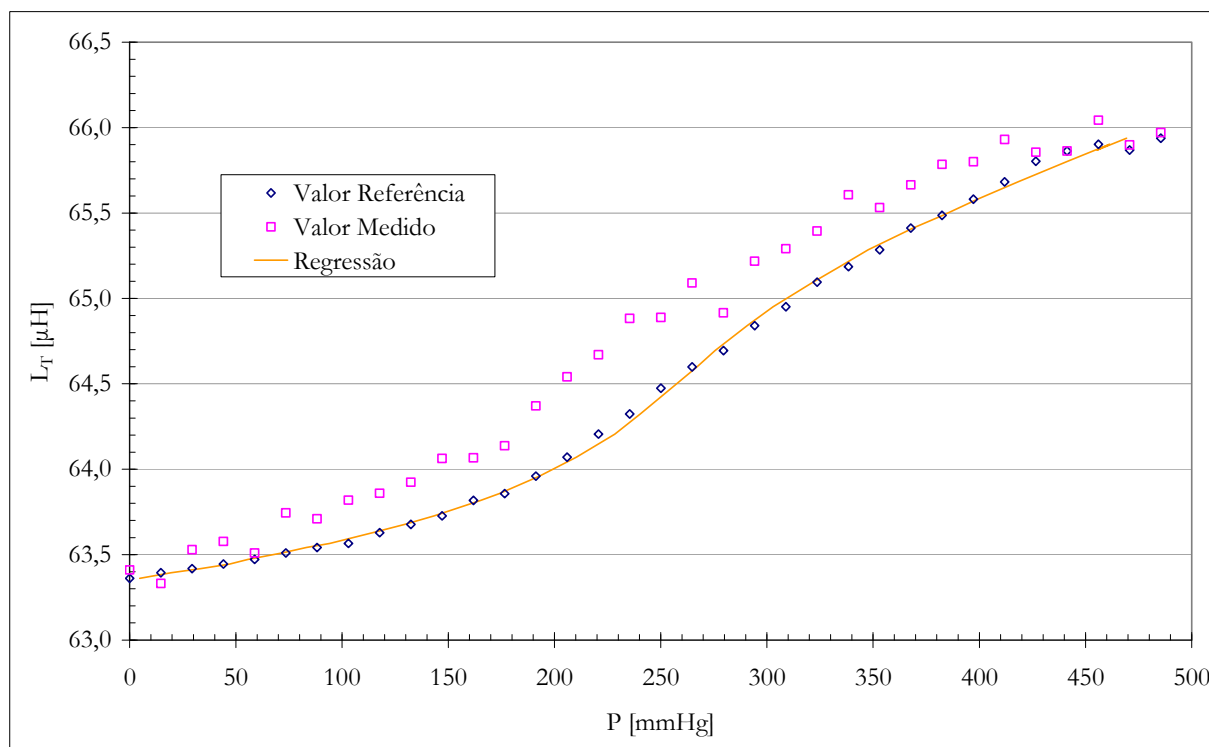


Figura 63: Comparação entre resultados de  $L_T$  medidos com a técnica proposta e com o analisador de impedância.

Estas figuras mostram que a pressão aplicada ao sensor proposto como exemplo de aplicação da técnica desenvolvida pode ser remotamente medida de maneira aproximadamente linear e com erros relativos menores do que 15 % para uma faixa de variação tão extensa como entre 0 e 500 mmHg (aproximadamente 65 kPa).

## 5.6 COMPROVAÇÃO DA VIABILIDADE DA TÉCNICA PROPOSTA

O conjunto de dados expostos neste capítulo através de tabelas e gráficos apresenta os resultados obtidos visando comprovar a viabilidade do uso da técnica proposta neste trabalho. Através de sua observação pode-se notar que a medição remota de parâmetros físicos utilizando-se unidades implantáveis compostas apenas por um transdutor indutivo é possível, e no capítulo seguinte uma análise criteriosa destes resultados e algumas sugestões para desenvolvimentos futuros são apresentadas.





## CAPÍTULO 6

### ANÁLISE DOS RESULTADOS OBTIDOS E PROPOSTAS PARA NOVOS TRABALHOS

#### 6.1 ANÁLISE DOS RESULTADOS OBTIDOS

Antes de iniciar a análise dos resultados apresentados no capítulo 5, é interessante que o desenvolvimento que possibilitou os experimentos seja brevemente avaliado. Primeiramente, foi proposta uma técnica baseada na avaliação direta da impedância refletida, utilizando-se um circuito ressonante para amplificar seus efeitos que, desta forma, puderam ser lidos como variações na fase da impedância de entrada do circuito de leitura. Um estudo deste modelo foi realizado para que conclusões teóricas sobre os fatores condicionantes ao funcionamento da técnica fossem identificadas, tais como as relações entre os valores que poderiam promover tanto sua implementação quanto sensibilidade suficiente. Foi evidenciado que:

- a) a reatância do indutor remoto  $X_{L2}$  deve ser igual à sua resistência interna,  $R_{i2}$ ;
- b) a reatância do indutor de leitura  $X_{L1}$  deve ser tão alta quanto possível;
- c) a resistência da bobina de leitura  $R_{i1}$  deve ser tão baixa quanto possível e
- d) o coeficiente de acoplamento deve ser tão alto quanto possível.

A partir do estabelecimento destas condições de contorno, diversas avaliações teóricas e empíricas dos componentes individuais do sistema foram realizadas para satisfazê-las. Mesmo não tendo gerado as condições ótimas, este desenvolvimento foi suficiente para que fosse obtido um arranjo de componentes que permitiu a realização dos experimentos utilizando a técnica proposta.

A comprovação experimental foi realizada considerando-se um cenário *in vitro* que pudesse reproduzir condições da utilização da técnica em aplicações de biotelemetria. A distância de acoplamento foi também avaliada, incluindo os efeitos da proximidade da unidade de leitura no comportamento do transdutor.

Experimentos visando avaliar a linearidade, o alcance, a sensibilidade, a repetibilidade e a exatidão obtida nas medições utilizando a técnica proposta foram apresentados nos itens 5.3 e 5.4. Quanto à linearidade, pôde ser observado que as relações entre os valores medidos e os de referência, tanto para  $L_T$  como  $k$ , podem ser expressas como retas, sem apresentar grandes distorções, dentro das faixas de valores avaliadas. Distâncias de acoplamento entre 2 e 15 mm foram experimentadas, sendo que os erros relativos obtidos foram proporcionais ao aumento da distância, como esperado, valendo aproximadamente 5 % para a medição do valor da indutância do transdutor ( $L_T$ ) para 10 mm, e subindo para até 15 % quando a distância foi aumentada para 15 mm. Estes valores podem ser interpretados como limitações de alcance, conforme as necessidades de exatidão impostas por cada aplicação e seus valores médios obtidos são apresentadas na Tabela 22.

Tabela 22: Valores médios dos erros relativos obtidos na medição de  $L_T$  e  $k$ .

d [mm]	Erro Rel. $L_{Texp}$ [%]	Erro Rel $k_{exp}$ [%]
2,0	0,70	-1,72
3,0	0,69	0,31
5,0	1,69	0,24
7,0	3,11	-1,54
8,0	2,79	-1,24
10,0	4,36	-0,87
15,0	11,44	-0,06

Quando avaliados os erros relativos obtidos nas medições remotas dos afastamentos entre os enrolamentos do transdutor ( $a$ ) para diferentes distâncias, vê-se que estes são mais altos, resultando nos valores médios apresentados na Tabela 23. Imagina-se que esta diferença entre os erros relativos das medições de  $L_{Texp}$  e  $a_{exp}$  pode estar associada à impossibilidade de se ajustar de forma precisa o afastamento entre os enrolamentos, tanto no levantamento realizado para caracterização do transdutor como na realização dos experimentos de medição remota, visto que as variações deste valor são da ordem de 0,1 mm. Esta, porém, provavelmente não seja a única causa destes erros maiores, e sua completa compreensão continua em aberto.

Tabela 23: Valores médios dos erros relativos obtidos na medição de  $a$ .

d [mm]	Erro Rel $a_{exp}$ [%]
2,0	-6,20
3,0	-2,10
5,0	-7,70
7,0	-15,16
8,0	-13,55
10,0	-20,57
15,0	-48,64

Também a sensibilidade e a repetibilidade atingidas foram apresentadas. Variações de afastamento entre os enrolamentos do transdutor tão pequenas quanto 0,1 mm puderam ser monitoradas, significando aproximadamente 800 nH ou 1,2 % do valor absoluto da indutância do transdutor. Por limitações do arranjo mecânico montado para os experimentos, variações de afastamento menores não puderam ser experimentadas. Após a realização de dez medições da indutância do transdutor, os dados da Tabela 24 puderam ser obtidos, evidenciando a repetibilidade das medições.

Tabela 24: Desvio padrão obtido na verificação de repetibilidade.

$d$ [mm]	$a$ [mm]	Média $L_{T_{exp}}$ [ $\mu$ H]	Desvio Padrão [ $\mu$ H]	Desvio Padrão [%]
3,0	0,5	76,51	0,08	0,11
3,0	1,0	70,06	0,03	0,05
5,0	0,5	72,48	0,05	0,07
5,0	1,0	66,13	0,04	0,06
8,0	0,5	69,54	0,11	0,16
8,0	1,0	64,74	0,11	0,17

Para efeito ilustrativo da possibilidade de aplicação da técnica proposta em sistemas de biotelemetria, um experimento para medição de pressão, apresentado no item 5.5, foi realizado. Um dos enrolamentos do transdutor foi fixado ao fundo de uma estrutura acrílica em forma de copo e o outro na face interna de um diafragma flexível que selava a montagem, contendo ar na pressão atmosférica em seu interior. Submetido a variações de pressão, o diafragma sofria deformações, alterando o afastamento entre os enrolamentos do transdutor. Após a caracterização do sensor de pressão construído, foi realizado um experimento, na qual a medição da pressão à qual o sensor estava submetido foi realizada remotamente com a técnica proposta, a uma distância de acoplamento de aproximadamente 6,5 mm. Avaliando-se os resultados obtidos, vê-se que as medições resultaram em erros relativos menores que 15 %, diferindo em média aproximadamente 7,4 % dos seus valores reais, medidos com um equipamento comercial de referência, para faixa de variação entre 0 e 500 mmHg. Esta faixa de pressão não é representativa da maioria das aplicações biomédicas onde as pressões costumam ser mais baixas. O principal fator que determinou que esta fosse a faixa de pressão medida foi a resposta do sensor construído, com sensibilidade bastante baixa, variando aproximadamente 3,5 % do valor de sua indutância neste intervalo de medição. Acredita-se que a baixa sensibilidade deve-se à compressibilidade do ar encapsulado em um volume pequeno em seu interior, porém outras causas devem ser também investigadas.

Os resultados apresentados e avaliados são decorrentes de medições realizadas para uma faixa de pressão relativamente larga, sendo extraídos diretamente das equações da modelagem da técnica proposta. Possivelmente, o uso de coeficientes de calibração, que podem ser obtidos através de regressões lineares entre os valores medidos e os de referência, e de faixas de medição de menor amplitude deve proporcionar erros significativamente menores.

## 6.2 PROPOSTA PARA NOVOS TRABALHOS

O desenvolvimento apresentado neste trabalho resultou na proposta de uma nova técnica de comunicação para leitura de unidades sensoras passivas remotas não ressonantes compostas apenas por um componente. Como continuação direta do desenvolvimento, pode-se imaginar a utilização do obtido em sensores aplicáveis em medições de parâmetros fisiológicos como, por exemplo, na medição de pressão intracraniana e a realização de experimentos *in vitro* e *in vivo*. A construção de sensores indutivos para medição de diferentes parâmetros, como força, deslocamento ou outros, e sua leitura remota com aplicação da técnica poderia ser incentivada. Tais sensores podem ser implementados em diferentes configurações, podendo ser baseados tanto na modulação de sua auto-indutância como de sua indutância mútua, como no caso apresentado.

A obtenção dos dados experimentais deste trabalho foi realizada com o auxílio de um analisador de impedância comercial. O desenvolvimento de um instrumento capaz de realizar leituras das características de fase do circuito de leitura e, adicionalmente, posterior processamento dos valores lidos, pode proporcionar condições para que medições sejam realizadas sem o auxílio de outros equipamentos. Paralelamente ao desenvolvimento deste trabalho, um instrumento com tais características aplicáveis ao uso da técnica apresentada, como a medição de ângulos de fase da impedância do circuito de leitura com grande exatidão, vem sendo desenvolvido (Abatti & Bertotti, 2006). Neste sistema, uma calibração preliminar a cada leitura é proposta, utilizando-se para isto de um sensor padrão, diminuindo assim erros que possam decorrer de alterações em alguns componentes tais como, por exemplo, em função da temperatura.

Ainda diretamente relacionada ao foco do trabalho, a avaliação de outras configurações para o circuito de leitura para maximizar os efeitos das alterações da impedância refletida pode

trazer resultados que melhorem o desempenho da técnica proposta. Ao invés do circuito ressonante RLC empregado, pode-se supor, por exemplo, a implementação de circuitos envolvendo amplificadores, ou que a bobina de leitura seja ligada ao secundário de um transformador e frequências próximas à ressonância deste sejam empregadas, já que transformadores nestas condições apresentam grande variação na impedância do primário em função de alterações do circuito do secundário [Schneider Jr., 2004].

Durante a análise teórica do modelo, no item 3.1, foi constatado que existe uma condição na qual ocorre a maximização da componente resistiva da impedância refletida. Este conceito pode ser utilizado de diferentes maneiras, independentes da técnica apresentada neste trabalho. Pode-se, pois, investigar a possibilidade da implementação de outra técnica de comunicação com unidades remotas passivas não ressonantes baseada em uma varredura de frequências aplicada à bobina de leitura. Avaliando-se a componente resistiva pode-se medir o transdutor remoto, pois, quando na frequência em que ela for maximizada ocorrerá o equilíbrio entre a reatância e a resistência do circuito sensor. Caso isto seja viável, traria uma vantagem em relação à técnica proposta neste trabalho, pois as medições apresentariam maior imunidade a variações no valor absoluto da bobina de leitura.

O conceito da maximização da componente resistiva da impedância refletida pode também encorajar a investigação da maximização da alimentação de unidades sensoras remotas. Intuitivamente, percebe-se que esta maximização representa a maior dissipação de energia de forma ativa na bobina de leitura. Esta energia ativa, por sua natureza, não é armazenada na forma de campo magnético, mas sim consumida pelo circuito acoplado, denunciando que a análise deste efeito pode ser um caminho alternativo para aumento da eficiência da transferência de potência.

Evidentemente, todas as sugestões para desenvolvimentos futuros aqui expostas precisam ser criteriosamente analisadas antes de se avaliar sua viabilidade prática.

### 6.3 CONCLUSÕES GERAIS

Uma nova técnica de comunicação aplicável em biotelemetria foi obtida com o trabalho desenvolvido. A técnica possibilita a utilização de sensores remotos bastante simples, compostos apenas por um componente.

A simplificação obtida no circuito do sensor tem seu reflexo na unidade de leitura. Neste trabalho foi estabelecido um conjunto de requisitos teóricos e foi também exemplificado um caminho para implementação prática de um sistema de telemetria capaz de satisfazê-los, que pode ser adaptado para diferentes aplicações pretendidas. Os erros dos resultados obtidos tanto para medição da indutância remota do transdutor, bem como para a medição ilustrativa de pressão foram relativamente baixos, demonstrando a viabilidade do emprego da técnica para realização da medição remota de sensores indutivos não ressonantes.

Aliado à simplicidade da unidade sensora, outros aspectos desejáveis foram obtidos, tais como alcance de leitura de pelo menos 10 mm, significando valores de coeficientes de acoplamento de aproximadamente 0,06. Neste tipo de aplicação,  $k$  costuma variar entre 0,01 e 0,2 [Troyk & Schwan, 1995; Oberle, 2003]. Também a imunidade a pequenas variações na distância de acoplamento bem como a pequenos desalinhamentos laterais e angulares pode ser obtida com o uso da técnica proposta, pois o coeficiente de acoplamento é uma das incógnitas obtidas durante a medição do transdutor.

A vantagem obtida com a utilização de sensores não ressonantes é evidente, pois dispensa a necessidade da presença de componentes capacitivos no circuito sensor. No caso apresentado, um transdutor formado por dois enrolamentos foi empregado, no qual a modulação da indutância mútua entre eles resultava na variação de sua indutância total. Este tipo de transdutor foi utilizado apenas para verificação da viabilidade da técnica proposta, e em princípio não há fatores que impossibilitem o uso de transdutores com um enrolamento apenas, nos quais seu fator de forma ou a permeabilidade do meio em que se encontram sejam alterados, como, por exemplo, pela variação da posição de materiais ferromagnéticos em sua proximidade.

Os resultados obtidos e apresentados neste trabalho motivam a continuidade das tarefas, evidenciando a possibilidade da utilização de sensores extremamente simples para fins biomédicos e colocando à disposição de pesquisadores mais uma técnica que pode ser útil na comunicação com unidades passivas implantáveis.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABATTI, P. J.; SCHNEIDER Jr., B.; HARA, M. S. Passive telemetry of localized internal temperature measurements. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON BIOTELEMETRY, 14., 1997, Marburg. *Proceedings...* Marburg: Tectum Verlag, 1998. 461p. p. 271-275.

ABATTI, P. J.; BERTOTTI, F. L. Desenvolvimento de um equipamento para medição de fase aplicado a um sistema de biotelemetria passiva. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ENGENHARIA BIOMÉDICA, 20., 2006, São Pedro. *Anais...* 2006. p. 1180-1183

ABATTI, P. J.; PICHORIM, S. F.; SCHNEIDER Jr. B. A method to derive mutual inductance properties using electric circuit analysis tools. *International Journal of Electrical Engineering Education*, v. 45, n. 1, p. 46-50, jan. 2008.

BEYER, G. P.; *et al.* An Implantable MOSFET Dosimeter for the Measurement of Radiation Dose in Tissue During Cancer Therapy. *IEEE Sensors Journal*, v. 8, n. 1, p. 38-51, jan. 2008.

BRONZINO, J. D. *BIOMEDICAL ENGINEERING AND INSTRUMENTATION Basic Concepts and Applications*. Boston: PWS Publishers, 1986. ISBN: 0-534-06492-2

BRONZINO, J. D. *THE BIOMEDICAL ENGINEERING HANDBOOK*. 2. ed. Boca Raton: CRC Press em cooperação com IEEE Press, 2000. ISBN: 0-8493-0461-X

BUTLER, J. C.; *et al.* Wireless, passive, resonant-circuit, inductively coupled, inductive strain sensor. *Sensors and Actuators A*, n. 102, p. 61-66, mar. 2002.

CHO, K. J.; ASADA, H. H. A Recursive Frequency Tracking Method for Passive Telemetry Sensors. In: AMERICAN CONTROL CONFERENCE, 2003, Denver. *Proceedings...* Denver: 2003. p. 4943-4948.

COBBOLD, R. S. C. *TRANSDUCERS FOR BIOMEDICAL MEASUREMENTS: PRINCIPLES AND APPLICATIONS*. New York: John Wiley & Sons, 1974. ISBN: 0-471-16145-4.

COLLINS, C. C. Miniature Passive Pressure Transensor for Implanting in the Eye. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, v. BME-14, n. 2, p. 74-83, abr. 1967.

CROMWELL, L; WEIBELL, F. J.; PFEIFFER, E. A. *BIOMEDICAL INSTRUMENTATION AND MEASUREMENTS*: 2.ed. New Jersey: Prentice-Hall Inc., 1980.

DOBKIN, D. *THE RF IN RFID Passive UHF RFID in Practice*. Burlington: Elsevier, 2008. ISBN: 978-0-7506-8209-1.

DONALDSON, N. N.; PERKINS, T. A. Analysis of resonant coupled coils in the design of radio frequency transcutaneous links. *Med. & Biol. Eng. & Comput.*, v. 21, p. 612-627, 1983.

EGGERS, T.; *et al.* Advanced Hybrid Integrated Low-Power Telemetric Pressure Monitoring System for Biomedical Applications. In: ANNUAL INTERNATIONAL CONFERENCE ON MICROELECTROMECHANICAL SYSTEMS, 13., 2000, Miyazaki. *Proceedings...* Miyazaki: 2000. p. 329-334.

FEYNMAN, R. P.; LEIGHTON, R. B.; SANDS, M. *THE FEYNMAN LECTURES ON PHYSICS*. Glenview: Pearson Addison Wesley, 2006. 3 v. ISBN: 0-8053-9047-2.

FULLER, J. L.; GORDON Jr., T. M. The radio inductograph - A device for recording physiological activity in unrestrained animals. *Science*, v. 108, p. 287-288, set. 1948.

GEDDES, L. A., BAKER, L. E. *PRINCIPLES OF APPLIED BIOMEDICAL INSTRUMENTATION*: 3. ed. New York: John Wiley & Sons, 1989. ISBN: 0-471-60899-8.

GEORGE, M.; PARAK, W.; GAUB, H. Highly integrated surface potential sensors. *Sensors and Actuators B*, v. 69, p. 266-275, 2000.

GONZÁLEZ, C. A.; HOROWITZ, L.; RUBINSKY, B. *In vivo* inductive phase shift measurements to detect intraperitoneal fluid. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, v. 54, n. 5, p. 953-956, mai. 2007.

GOOVAERTS, H. G.; ROMPELMAN, O.; VAN GEIJN, H. P. A transducer for detection of fetal breathing movements. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, v. 36, n. 4, p. 471-478, abr. 1989.

GOTO, K.; *et al.* An implantable power supply with an optically rechargeable lithium battery. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, v. 48, n. 7, p. 830-833, jul. 2001.

GUYTON, A. C.; HALL, J. E. *TEXTBOOK OF MEDICAL PHYSIOLOGY*. 11. Ed. Philadelphia: Elsevier Inc, 2006. ISBN: 0-7216-0240-1.



HAGMANN, G. *GRUNDLAGEN DER ELEKTROTECHNIK Das Bewährte Lehrbuch für Studierende der Elektrotechnik und Anderer Technischer Studiengänge ab 1. Semester*. 13. ed. Ulm: Aula, 2008. ISBN: 978-3-89104-721-7.

HALL, E. A. H. *BIOSENSORS*. New Jersey: Prentice Hall, 1991. ISBN: 0-13-084526-4.

HARA, M. S. *DESENVOLVIMENTO DE UMA UNIDADE IMPLANTÁVEL NÃO RESSONANTE COM DOIS COMPONENTES PARA SISTEMAS DE BIOTELEMETRIA PASSIVA*. 2003. 100f.. Dissertação (Mestrado em Ciências – Área de Concentração: Engenharia Biomédica) – Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, CEFET-PR, Curitiba.

HARA, M. S.; ABATTI, P. J. Two Components Implantable Device for Passive Thermotelemetry. In: M. Singh; S. Radhakrishnan. (Org.). *Advances in Medical Diagnostic Techniques and Procedures*. New Delhi, 2004, p. 106-109.

HAYT Jr., W. H.; KEMMERLY, J. E. *ANÁLISE DE CIRCUITOS EM ENGENHARIA*. São Paulo: McGraw-Hill do Brasil, 1975.

HEETDERKS, W. J. RF powering of millimeter- and submillimeter-sized neural prosthetic implants. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, v. 33, n. 3, p. 323-327, mar. 1988.

HILDEBRAND, G. C. The United States of America as represented by the Secretary of the Air Force. *Passive transmitting sensor*. Int. Cl. G01S 13/80. USA 904624. 24 jun. 1992, 13 jul. 1993. Patente n. 5227798.

HOFFMANN, J. *TASCHENBUCH DER MESSTECHNIK*. 5. ed. Leipzig: Carl Hanser, 2007. ISBN: 978-3-446-40993-4.

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

JOW, U. M.; GHOVANLOO, M. Design and optimization of printed spiral coils for efficient transcutaneous inductive power transmission. *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, v. 1, n. 3, p. 193-202, set. 2007.

KADEFORDS, R.; KAISER, E.; PETERSÉN, I. Energizing implantable transmitters by means of coupled inductance coils. *IEEE Transactions on Bio-Medical Engineering*, v. BME-16, n. 3, p. 177-183, jul. 1969.

KAHN, M. AVX. MULTILAYER CERAMIC CAPACITORS – *Materials and Manufacture*. Myrtle Beach, 2002. 8 p.

KIM, K., *et al.* Mutual inductance of noncoaxial circular coils with constant current density. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 33, n. 5, p. 4303-4309, set. 1997.

KO, W. H.; LIANG, S. P.; FUNG, C. D. F. Design of radio-frequency powered coils for implant instruments. *Med. & Biol. Eng. & Comput.*, v. 15, p. 634-640, nov. 1977.

KRAMME, R. *MEDIZINTECHNIK. Verfahren – Systeme – Informationsverarbeitung*. Heidelberg: Springer, 2007. ISBN-13: 978-3-540-34102-4.

KÜPFMÜLLER, K.; MATHIS, W.; REIBIGER, A. *THEORETISCHE ELEKTROTECHNIK Eine Einführung*. Berlin: Springer, 2006. ISBN-13: 978-3-540-29290-6.

KURS, A.; *et al.* Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances. *Science*, v. 317, n. 5834, p. 83-86, jul. 2007.

LAMBRECHTS, M.; SANSEN, W. *BIOSENSORS. MICROELECTROCHEMICAL DEVICES*. London: IOP Publishing Ltd, 1992. ISBN: 0-7503-0112-0.

MACKAY, R. S. *BIO-MEDICAL TELEMETRY Sensing and Transmitting Biological Information from Animals and Man*. 2. ed. New York: IEEE Press, 1993. ISBN: 0-7803-1028-4.

MARTÍNEZ, S. L.; *et al.* Design of a system for continuous intraocular pressure monitoring. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 54, n. 4, p. 1534-1540, ago. 2005.

MASSARINI, A.; KAZIMIERCZUK, M. K. Self-capacitance of inductors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 12, n. 4, p. 671-676, jul. 1997.

OBERLE, M. *LOW POWER SYSTEMS-ON-CHIP FOR BIOMEDICAL APPLICATIONS*. Konstanz: Hartung-Gorre Verlag, 2003. ISBN: 3-89649-839-8.

O'HANDLEY, R. C.; *et al.* Improved wireless, transcutaneous power transmission for *in vivo* applications. *IEEE Sensors Journal*, v. 8, n. 1, p. 57-62, jan. 2008.

PICHORIM, S. F. *SISTEMA BIOTELEMÉTRICO PASSIVO UTILIZANDO MICROUNIDADE INJETÁVEL EM TENDÃO PARA MEDIÇÃO DE FORÇA MUSCULAR*. 2003. 98f.. Tese (Doutorado em Ciências – Área de Concentração: Engenharia Biomédica) – Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, UTFPR, Curitiba.

PICHORIM, S. F.; ABATTI, P. J. A temperature telemetry system based on a single transistor PPM transmitter with remote switching. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON BIOTELEMETRY, 13., 1995, Williamsburg. *Proceedings...* Williamsburg: 1995. 436p. p. 151-156.

PICHORIM, S. F.; ABATTI, P. J. Design of coils for millimeter- and submillimeter-sized biotelemetry. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, v. 51, n. 8, p. 1487-1489, ago. 2004.

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

PROFIO, A. E. *BIOMEDICAL ENGINEERING*. New York: John Wiley & Sons, 1993. ISBN: 0-471-57768-5.

PUERS, R., *et al.* An implantable system for detecting loosening of a hip prosthesis. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON BIOTELEMETRY, 15., 1999, Juneau. *Proceedings...* Dexter: Thomson-Shore, 2000. 733p. p. 652-660. ISBN: 0-9707533-0-6.

SAITOH, Y., *et al.* Implantable temperature measurement system using the parametron phenomenon. *IEICE Trans. Commun.*, v. E79-B, n. 8, p. 1129-1134, ago. 1996.

SCHNAKENBERG, U., *et al.* Intravascular pressure monitoring system. *Sensors and Actuators A*, v. 110, p. 61-67, 2004.

SCHNEIDER Jr., B. *ESTUDO TEÓRICO-PRÁTICO DE PARÂMETROS TÉCNICOS E FISIOLÓGICOS UTILIZADOS EM ELETROCIRURGIA, VISANDO A OTIMIZAÇÃO DO DESENVOLVIMENTO E PERFORMANCE DE UM BISTURI*. 2004. 232f.. Tese (Doutorado em Ciências – Área de Concentração: Engenharia Biomédica) – Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, UTFPR, Curitiba.

SCHUYLENBERGH, K. V.; PUERS, R. Self-tuning inductive powering for Implantable telemetric monitoring systems. *Sensors and Actuators - A Physical*, v. A 52, p. 1-7, 1996a.

SCHUYLENBERGH, K. V.; PUERS, R. Passive telemetry by harmonics detection. In: ANNUAL INTERNATIONAL CONFERENCE OF THE IEEE ENGINEERING IN MEDICINE AND BIOLOGY SOCIETY, 18., 1996b, Amsterdã. *Proceedings...* Amsterdã: 1996. p. 299-300.

SI, P.; *et al.* A frequency control method for regulating wireless power to implantable devices. *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, v. 2, n. 1, p. 22-29, mar. 2008.

SIMMONS, J. *OS 100 MAIORES CIENTISTAS DA HISTÓRIA*. 2. ed. Rio de Janeiro: Bertrand Brasil, 2002. ISBN: 85-7432-027-7

SOMA, M.; GALBRAITH, D. C.; WHITE, R. L. Radio-frequency coils in Implantable devices: misalignment analysis and design procedure. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, v. BME-34, n. 4, p. 276-282, abr. 1987.

SOMPS, C. J.; HINES, J. W. Biotelemetry for the space life sciences. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON BIOTELEMETRY, 14., 1997, Marburg. *Proceedings...* Marburg: Tectum Verlag, 1998. 461p. p. 105-112.

SPIEGEL, M. R. *MANUAL DE FÓRMULAS E TABELAS MATEMÁTICAS*. São Paulo: McGraw-Hill do Brasil, 1973.

TERMAN, F. E. *RADIO ENGINEERS HANDBOOK*. Nova York e Londres: McGraw-Hill Book Company, 1943.

TREMBLEY, G. F.; BUCKLES, D. S. *Implantable passive bio-sensor*. Int. Cl. A61B 5/00. USA 562093. 22 nov. 1995, 6 jan. 1998. Patente n. 5704352.

TROYK, P. R.; SCHWAN, M. A. K. Modeling of weakly-coupled inductive links. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON BIOTELEMETRY, 13., 1995, Williamsburg. *Proceedings...* Williamsburg: 1995. 436p. p. 63-68.

YU, Q.; HOLMES, T. W. A study on stray capacitance modelling of inductors by using the finite element method. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, v. 43, n. 1, p. 88-93, fev. 2001.

WEBSTER, J. G. *MEDICAL INSTRUMENTATION Application and Design*. 3. ed. New York: John Wiley & Sons, 1998. ISBN: 0-471-15368-0.

WEBSTER, J. G. *MEASUREMENT, INSTRUMENTATION, AND SENSORS HANDBOOK CRC net Base 1999*. Boca Raton: CRC Press, 1999. CD-ROM. ISBN: 0-8493-2145-X.

ZIERHOFER, C. M.; HOCHMAIR, E. S. Geometric approach for coupling enhancement of magnetically coupled coils. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, v. 43, n. 7, p. 708-714, jul. 1996.



## APÊNDICE 1

### DEDUÇÃO DA FASE DA IMPEDÂNCIA DE ENTRADA DO SISTEMA DE MEDIÇÃO PROPOSTO

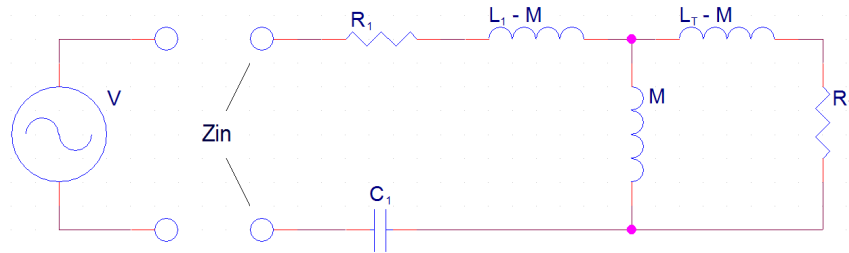


Figura 64: Modelo equivalente de um circuito RLC com um segundo indutor acoplado magneticamente, considerando-se a resistência interna  $R_T$  deste segundo (Reapresentação para o apêndice 1).

A impedância de entrada ( $Z_{in}$ ) deste circuito equivalente pode ser representada por

$$Z_{in} = R_1 - jX_{C1} + jX_{L1} - jX_M + [jX_M // (R_T + jX_{LT} - jX_M)] \quad (83)$$

Desenvolvendo o paralelo e simplificando a equação, tem-se

$$Z_{in} = R_1 + j(X_{L1} - X_{C1} - X_M) + \left( \frac{-X_M X_{LT} + X_M^2 + jR_T X_M}{jX_M + jX_{LT} - jX_M + R_T} \right) \quad (84)$$

ou

$$Z_{in} = \frac{R_1 R_T - X_{L1} X_{LT} + X_{C1} X_{LT} + X_M^2 + j(R_1 X_{LT} + R_T X_{L1} - R_T X_{C1})}{R_T + jX_{LT}} \quad (85)$$

Multiplicando tanto o numerador como o denominador pelo conjugado do denominador, tornando-o real, chega-se a

$$Z_{in} = \frac{R_1 R_T^2 + R_T X_M^2 + R_1 X_{LT}^2 + j(R_T^2 X_{L1} - R_T^2 X_{C1} + X_{L1} X_{LT}^2 - X_{C1} X_{LT}^2 - X_M^2 X_{LT})}{R_T^2 + X_{LT}^2} \quad (86)$$

Sabe-se que

$$M = k\sqrt{L_1 L_T} \quad (87)$$

e

$$X_M = 2\pi f M \quad (88)$$

Substituindo-se (87) em (88), chega-se em:

$$X_M = 2\pi f k \sqrt{L_1 L_T} \quad (89)$$

Assim,

$$X_M^2 = k^2 2\pi f L_1 2\pi f L_T \quad (90)$$

ou

$$X_M^2 = k^2 X_{L1} X_{LT} \quad (91)$$

Aplicando-se (91) em (86):

$$\begin{aligned} Z_{in} = & \frac{R_1 R_T^2 + R_T k^2 X_{L1} X_{LT} + R_1 X_{LT}^2}{R_T^2 + X_{LT}^2} + \\ & + \frac{j(R_T^2 X_{L1} - R_T^2 X_{C1} + X_{L1} X_{LT}^2 - X_{C1} X_{LT}^2 - k^2 X_{L1} X_{LT}^2)}{R_T^2 + X_{LT}^2} \end{aligned} \quad (92)$$

Pode chegar então ao módulo e à fase de  $Z_{in}$ , contemplando  $R_T$ :

$$|Z_{in}| = \sqrt{\left( \frac{X_{LT}^2 R_1 + X_{LT} R_T k^2 X_{L1} + R_T^2 R_1}{R_T^2 + X_{LT}^2} \right)^2 + \left[ \frac{X_{LT}^2 (X_{L1} - X_{C1} - k^2 X_{L1}) + R_T^2 (X_{L1} - X_{C1})}{R_T^2 + X_{LT}^2} \right]^2} \quad (93)$$

e

$$\phi_{Z_{in}} = \frac{X_{LT}^2 (X_{L1} - X_{C1} - k^2 X_{L1}) + R_T^2 (X_{L1} - X_{C1})}{X_{LT}^2 R_1 + X_{LT} R_T k^2 X_{L1} + R_T^2 R_1} \quad (94)$$



## APÊNDICE 2

### RESOLUÇÃO DO SISTEMA DE EQUAÇÕES PARA DETERMINAÇÃO DE $L_T$ E DO COEFICIENTE DE ACOPLAMENTO

A partir da equação (42) pode-se chegar a um sistema de duas equações, representando medições de fase em duas diferentes frequências,  $f_a$  e  $f_b$ , sendo:

$$\phi_{Zina} = \operatorname{atg} \left( \frac{X_{LTa}^2 (X_{L1a} - X_{C1a} - k^2 X_{L1a}) + R_T^2 (X_{L1a} - X_{C1a})}{X_{LTa}^2 R_1 + X_{LTa} R_T k^2 X_{L1a} + R_T^2 R_1} \right) \quad (95)$$

e

$$\phi_{Zinb} = \operatorname{atg} \left( \frac{X_{LTb}^2 (X_{L1b} - X_{C1b} - k^2 X_{L1b}) + R_T^2 (X_{L1b} - X_{C1b})}{X_{LTb}^2 R_1 + X_{LTb} R_T k^2 X_{L1b} + R_T^2 R_1} \right). \quad (96)$$

Chamando  $\phi_{Zina}$  apenas de  $\phi_a$ , e desenvolvendo a equação (95), tem-se:

$$\operatorname{tg} \phi_a = \left( \frac{X_{LTa}^2 (X_{L1a} - X_{C1a} - k^2 X_{L1a}) + R_T^2 (X_{L1a} - X_{C1a})}{X_{LTa}^2 R_1 + X_{LTa} R_T k^2 X_{L1a} + R_T^2 R_1} \right) \quad (97)$$

ou

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \phi_a X_{LTa}^2 R_1 + \operatorname{tg} \phi_a X_{LTa} R_T k^2 X_{L1a} + \operatorname{tg} \phi_a R_T^2 R_1 &= \\ = X_{LTa}^2 X_{L1a} - X_{LTa}^2 X_{C1a} - k^2 X_{LTa}^2 X_{L1a} + R_T^2 (X_{L1a} - X_{C1a}) \end{aligned} \quad (98)$$

Isolando-se  $k^2$ :

$$k^2 = \frac{X_{LTa}^2 (X_{L1a} - X_{C1a} - \operatorname{tg} \phi_a R_1) + R_T^2 (X_{L1a} - X_{C1a} - \operatorname{tg} \phi_a R_1)}{X_{LTa}^2 X_{L1a} + X_{LTa} X_{L1a} R_T \operatorname{tg} \phi_a} \quad (99)$$

De maneira análoga para  $f_b$ , chega-se a

$$k^2 = \frac{X_{LTb}^2 (X_{L1b} - X_{C1b} - \operatorname{tg} \phi_b R_1) + R_T^2 (X_{L1b} - X_{C1b} - \operatorname{tg} \phi_b R_1)}{X_{LTb}^2 X_{L1b} + X_{LTb} X_{L1b} R_T \operatorname{tg} \phi_b} \quad (100)$$

Pode-se relacionar as reatâncias nas frequências  $f_a$  e  $f_b$ , como:

$$X_{LTb} = AX_{LTa} \quad , \quad (101)$$

$$X_{L1b} = AX_{L1a} \quad (102)$$

e

$$X_{C1b} = BX_{C1a} \quad , \quad (103)$$

onde:

$$A = \frac{f_b}{f_a} \quad (104)$$

e

$$B = \frac{f_a}{f_b} \quad . \quad (105)$$

Aplicando-se as equações (101), (102) e (103) na equação (100):

$$k^2 = \frac{A^2 X_{LTa}^2 (AX_{L1a} - BX_{C1a} - tg\phi_b R_1) + R_T^2 (AX_{L1a} - BX_{C1a} - tg\phi_b R_1)}{A^3 X_{LTa}^2 X_{L1a} + A^2 X_{LTa} X_{L1a} R_T tg\phi_b} \quad . \quad (106)$$

Como o valor do coeficiente de acoplamento é o mesmo tanto para a frequência de leitura  $f_a$ , como para  $f_b$ , as equações (99) e (106) podem ser igualadas, chegando-se a:

$$\begin{aligned} X_{LTa}^4 A^3 Y_a + X_{LTa}^3 A^2 Y_a R_T tg\phi_b + X_{LTa}^2 A^3 Y_a' + X_{LTa} A^2 Y_a' R_T tg\phi_b &= \\ = X_{LTa}^4 A^2 Y_b + X_{LTa}^3 A^2 Y_b R_T tg\phi_a + X_{LTa}^2 Y_b' + X_{LTa} Y_b' R_T tg\phi_a \end{aligned} \quad (107)$$

ou

$$\begin{aligned} X_{LTa}^4 (A^3 Y_a - A^2 Y_b) + X_{LTa}^3 (A^2 Y_a R_T tg\phi_b - A^2 Y_b R_T tg\phi_a) + \\ + X_{LTa}^2 (A^3 Y_a' - Y_b') + X_{LTa} (A^2 Y_a' R_T tg\phi_b - Y_b' R_T tg\phi_a) = 0 \quad , \end{aligned} \quad (108)$$

onde:

$$Y_a = (X_{L1a} - X_{C1a} - R_1 tg\phi_a) \quad , \quad (109)$$

$$Y_a' = R_T^2 (X_{L1a} - X_{C1a} - R_1 tg\phi_a) \quad , \quad (110)$$

$$Y_b = (AX_{L1a} - BX_{C1a} - R_1 \operatorname{tg} \phi_b) \quad (111)$$

e

$$Y_b' = R_T^2 (AX_{L1a} - BX_{C1a} - R_1 \operatorname{tg} \phi_b) \quad (112)$$

Note-se que a equação (108) é uma equação incompleta do quarto grau, tendo como incógnita  $X_{LTa}$ . Como não possui termo independente, pode-se assumir que uma raiz da equação é igual a zero, sem significado no caso em questão, pois a reatância indutiva de  $L_T$ , maior que zero, medida em uma frequência  $f_a$ , também maior que zero, é diferente deste valor.

Assim, desconsiderando esta primeira raiz real, pode-se reescrever a equação (108) como:

$$\begin{aligned} & X_{LTa}^3 (A^3 Y_a - A^2 Y_b) + X_{LTa}^2 (A^2 Y_a R_T \operatorname{tg} \phi_b - A^2 Y_b R_T \operatorname{tg} \phi_a) + \\ & + X_{LTa} (A^3 Y_a' - Y_b') + A^2 Y_a' R_T \operatorname{tg} \phi_b - Y_b' R_T \operatorname{tg} \phi_a = 0 \end{aligned} \quad (113)$$

A equação (113) é a solução do sistema para a determinação do valor de  $X_{LTa}$  e, conseqüentemente,  $L_T$ . A resolução desta equação do terceiro grau pode ser realizada conforme indicado no apêndice 3.

A partir deste resultado, pode-se também chegar ao valor do coeficiente de acoplamento, utilizando-se para isto, por exemplo, das equações (99), (109) e (110), sendo sua solução:

$$k = \sqrt{\frac{X_{LTa}^2 Y_a + Y_a'}{X_{LTa}^2 X_{L1a} + X_{LTa} X_{L1a} R_T \operatorname{tg} \phi_a}} \quad (114)$$



### APÊNDICE 3

#### MÉTODO PARA RESOLUÇÃO DE EQUAÇÃO CÚBICA

As raízes  $x_1$ ,  $x_2$  e  $x_3$  de uma equação cúbica do tipo

$$x^3 + a_1x^2 + a_2x + a_3 = 0 \quad (115)$$

são dadas por [Spiegel, 1973]:

$$x_1 = S + T - \frac{1}{3}a_1, \quad (116)$$

$$x_2 = -\frac{1}{2}(S + T) - \frac{1}{3}a_1 + \frac{1}{2}j\sqrt{3}(S - T), \quad (117)$$

$$x_3 = -\frac{1}{2}(S + T) - \frac{1}{3}a_1 - \frac{1}{2}j\sqrt{3}(S - T), \quad (118)$$

onde:

$$S = \sqrt[3]{R + \sqrt{Q^3 + R^2}}, \quad (119)$$

$$T = \sqrt[3]{R - \sqrt{Q^3 + R^2}}, \quad (120)$$

$$Q = \frac{3a_2 - a_1^2}{9} \quad (121)$$

$$R = \frac{9a_1a_2 - 27a_3 - 2a_1^3}{54}. \quad (122)$$

Caso,  $a_1$ ,  $a_2$  e  $a_3$  sejam reais, tem-se que:

- Se  $Q^3 + R^2 > 0$ , uma raiz é real e duas conjugadas complexas;
- Se  $Q^3 + R^2 = 0$ , todas as raízes são reais e no mínimo duas são iguais;
- Se  $Q^3 + R^2 < 0$ , todas as raízes são reais e diferentes.



## APÊNDICE 4

### DESENVOLVIMENTO DA EQUAÇÃO DE $Z_{in}$ CONSIDERANDO $C_{pL1}$

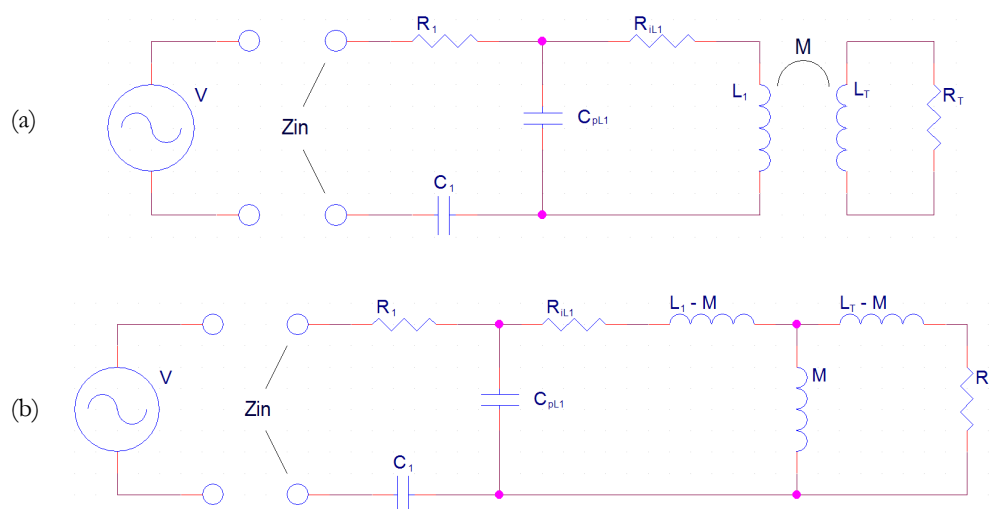


Figura 65: Circuito RLC série com indutor acoplado magneticamente a outro, considerando o modelo completo de  $L_1$  (a); circuito equivalente aplicando-se o modelo T de transformadores (b).

Neste modelo é apresentado  $R_T$  como resistência intrínseca de  $L_T$  (reapresentação para o apêndice 4).

A impedância de entrada do circuito exposto na Figura 65 pode ser equacionada como

$$Z_{in} = R_1 - jX_{C1} + \left\{ \overbrace{-jX_{CpL1} \parallel \left[ R_{lL1} + jX_{L1} - jX_M + \overbrace{\left[ jX_M \parallel (R_T + jX_{LT} - jX_M) \right]}^{A'} \right]}^{B'} \right\}^C. \quad (123)$$

Simplificando-se os termos  $A'$ ,  $B'$  e  $C'$  chega-se em

$$A' = \frac{X_M^2 - X_M X_{LT} + jX_M R_T}{R_T + jX_{LT}}, \quad (124)$$

$$B = \frac{R_{iL1}R_T - X_{L1}X_{LT} + X_M^2 + j(R_{iL1}X_{LT} + R_T X_{L1})}{R_T + jX_{LT}} \quad (125)$$

e

$$C = \frac{R_{iL1}X_{LT}X_{CpL1} + R_T X_{L1}X_{CpL1} + j(X_{L1}X_{LT}X_{CpL1} - R_{iL1}R_T X_{CpL1} - X_M^2 X_{CpL1})}{R_{iL1}R_T - X_{L1}X_{LT} + X_{LT}X_{CpL1} + X_M^2 + j(R_{iL1}X_{LT} + R_T X_{L1} - R_T X_{CpL1})}. \quad (126)$$

Logo,  $Zin$  pode ser escrita como

$$Zin = \frac{R_1 R_{iL1} R_T - R_1 X_{L1} X_{LT} + R_1 X_{LT} X_{CpL1} + R_1 X_M^2 - R_1 R_T X_{CpL1} + R_{iL1} X_{LT} X_{C1} + R_T X_{L1} X_{C1} - R_T X_{C1} X_{CpL1} + R_{iL1} X_{LT} X_{CpL1} + R_T X_{LT} X_{CpL1} + j(R_1 R_{iL1} X_{LT} + R_1 R_T X_{L1} - R_{iL1} R_T X_{C1} + 2X_{L1} X_{LT} X_{CpL1} - X_{LT} X_{C1} X_{CpL1} - X_M^2 X_{C1} - R_{iL1} R_T X_{CpL1} - X_M^2 X_{CpL1})}{R_{iL1} R_T - X_{L1} X_{LT} + X_{LT} X_{CpL1} + X_M^2 + j(R_{iL1} X_{LT} + R_T X_{L1} - R_T X_{CpL1})}. \quad (127)$$

A partir da equação (127) pode-se encontrar a fase de impedância de entrada pela diferença entre a fase do numerador e do denominador, ou tornando seu denominador real.

Separando-se as incógnitas das constantes conhecidas do sistema e aplicando-se a equação (91) chega-se a fase do numerador da equação (127)

$$\phi_{Num(Zin)} = atg \left( \frac{\begin{array}{l} \underbrace{X_{LT} (R_1 R_{iL1} + 2X_{L1} X_{CpL1} - X_{C1} X_{CpL1})}_{\alpha_1} + k^2 X_{LT} \underbrace{(-X_{L1} X_{C1} - X_{L1} X_{CpL1})}_{\alpha_2} + \\ \underbrace{R_1 R_T X_{L1} - R_{iL1} R_T X_{C1} - R_{iL1} R_T X_{C1} - R_{iL1} R_T X_{CpL1}}_{\alpha_3} \end{array}}{\begin{array}{l} \underbrace{X_{LT} (R_1 X_{CpL1} - R_1 X_{L1} + R_{iL1} X_{C1} + R_{iL1} X_{CpL1} + R_T X_{CpL1})}_{\alpha_4} + k^2 X_{LT} \underbrace{(R_1 X_{L1})}_{\alpha_5} + \\ \underbrace{R_1 R_{iL1} R_T - R_{iL1} R_T X_{CpL1} + R_T X_{L1} X_{C1}}_{\alpha_6} \end{array}} \right). \quad (128)$$

De maneira análoga, a fase do denominador da equação (127) vale

$$\phi_{Den(Zin)} = atg \left( \frac{\begin{array}{l} \underbrace{X_{LT} (R_{iL1})}_{\alpha_7} + \underbrace{R_T X_{L1} - R_T X_{CpL1}}_{\alpha_8} \end{array}}{\begin{array}{l} \underbrace{X_{LT} (X_{CpL1} - X_{L1})}_{\alpha_9} + k^2 X_{LT} \underbrace{(X_{L1})}_{\alpha_{10}} + \underbrace{R_{iL1} R_T}_{\alpha_{11}} \end{array}} \right). \quad (129)$$

Subtraindo-se (129) de (128) chega-se a



$$\phi_{Zin} = \operatorname{atg} \left( \frac{\alpha_1 X_{LT} + \alpha_2 k^2 X_{LT} + \alpha_3}{\alpha_4 X_{LT} + \alpha_5 k^2 X_{LT} + \alpha_6} \right) - \operatorname{atg} \left( \frac{\alpha_7 X_{LT} + \alpha_8}{\alpha_9 X_{LT} + \alpha_{10} k^2 X_{LT} + \alpha_{11}} \right). \quad (130)$$

A solução obtida na equação (130) é uma subtração de arcos-tangentes, tornando impraticável a obtenção da solução analítica dos valores de  $X_{LT}$  e  $k$  a partir de valores medidos de  $\phi_{Zin}$  em duas frequências.

Pode-se também tentar tornar real o denominador da equação (127). Reescrevendo-a, tem-se

$$\begin{aligned} & X_{LT} \overbrace{(R_1 X_{CpL1} - R_1 X_{L1} + R_{iL1} X_{C1} + R_{iL1} X_{CpL1} + R_T X_{CpL1})}^{\beta_1} + k^2 X_{LT} \overbrace{(R_1 X_{L1})}^{\beta_2} + \\ & + \overbrace{(R_1 R_{iL1} R_T - R_1 R_T X_{CpL1} + R_T X_{L1} X_{C1} - R_T X_{C1} X_{CpL1})}^{\beta_3} + \\ & + j X_{LT} \overbrace{(R_1 R_{iL1} + 2 X_{L1} X_{CpL1} - X_{C1} X_{CpL1})}^{\beta_4} + j k^2 X_{LT} \overbrace{(-X_{L1} X_{C1} - X_{L1} X_{CpL1})}^{\beta_5} + \\ Zin = & \frac{\overbrace{j(R_1 R_T X_{L1} - R_{iL1} R_T X_{C1} - R_{iL1} R_T X_{CpL1})}^{\beta_6}}{X_{LT} \underbrace{(X_{CpL1} - X_{L1})}_{\beta_7} + k^2 X_{LT} \underbrace{(X_{L1})}_{\beta_8} + \underbrace{(R_{iL1} R_T)}_{\beta_9} + j X_{LT} \underbrace{(R_{iL1})}_{\beta_{10}} + j \underbrace{(R_T X_{L1} - R_T X_{CpL1})}_{\beta_{11}}}. \end{aligned} \quad (131)$$

Multiplicando-se o numerador e o denominador pelo conjugado do denominador

$$Zin = \left( \frac{\left( \frac{X_{LT} \beta_1 + k^2 X_{LT} \beta_2 + \beta_3 + j X_{LT} \beta_4 + j k^2 X_{LT} \beta_5 + j \beta_6}{X_{LT} \beta_7 + k^2 X_{LT} \beta_8 + \beta_9 + j X_{LT} \beta_{10} + j \beta_{11}} \right)}{\left( \frac{X_{LT} \beta_7 + k^2 X_{LT} \beta_8 + \beta_9 - j X_{LT} \beta_{10} - j \beta_{11}}{X_{LT} \beta_7 + k^2 X_{LT} \beta_8 + \beta_9 - j X_{LT} \beta_{10} - j \beta_{11}} \right)} \right). \quad (132)$$

O numerador da equação (132) vale

$$Num(Zin) = \left( \begin{array}{l} X_{LT}^2 \overbrace{(\beta_1\beta_7 + \beta_4\beta_{10})}^{\beta_{12}} + X_{LT} \overbrace{(\beta_1\beta_9 + \beta_3\beta_7 + \beta_4\beta_{11} + \beta_6\beta_{10})}^{\beta_{13}} + \\ + k^4 X_{LT}^2 \overbrace{(\beta_2\beta_8)}^{\beta_{14}} + k^2 X_{LT}^2 \overbrace{(\beta_1\beta_8 + \beta_2\beta_7 + \beta_5\beta_{10})}^{\beta_{15}} + k^2 X_{LT} \overbrace{(\beta_2\beta_9 + \beta_3\beta_8 + \beta_5\beta_{11})}^{\beta_{16}} + \\ + \overbrace{(\beta_3\beta_9 + \beta_6\beta_{11})}^{\beta_{17}} + j \left[ X_{LT}^2 \overbrace{(\beta_4\beta_7 - \beta_1\beta_{10})}^{\beta_{18}} + X_{LT} \overbrace{(\beta_4\beta_9 + \beta_6\beta_7 - \beta_1\beta_{11} - \beta_3\beta_{10})}^{\beta_{19}} + \right. \\ \left. + k^4 X_{LT}^2 \overbrace{(\beta_5\beta_9)}^{\beta_{20}} + k^2 X_{LT}^2 \overbrace{(\beta_4\beta_8 + \beta_5\beta_7 - \beta_2\beta_{10})}^{\beta_{21}} + \right. \\ \left. + k^2 X_{LT} \overbrace{(\beta_5\beta_9 + \beta_6\beta_8 - \beta_2\beta_{11})}^{\beta_{22}} + \overbrace{(\beta_6\beta_9 - \beta_3\beta_{11})}^{\beta_{23}} \right] \end{array} \right), \quad (133)$$

enquanto seu denominador vale

$$Den(Zin) = \left( \begin{array}{l} X_{LT}^2 \overbrace{(\beta_7^2 + \beta_{10}^2)}^{\beta_{24}} + X_{LT} \overbrace{(\beta_7\beta_9 + 2\beta_{10}\beta_{11})}^{\beta_{25}} + k^4 X_{LT}^2 \overbrace{(\beta_8^2)}^{\beta_{26}} + k^2 X_{LT}^2 \overbrace{(2\beta_7\beta_8)}^{\beta_{27}} + \\ + k^2 X_{LT} \overbrace{(2\beta_8\beta_9)}^{\beta_{28}} + \overbrace{(\beta_9^2 + \beta_{11}^2)}^{\beta_{29}} \end{array} \right). \quad (134)$$

Assim, pode-se descrever  $Zin$  como

$$Zin = \frac{X_{LT}^2\beta_{12} + X_{LT}\beta_{13} + k^4 X_{LT}^2\beta_{14} + k^2 X_{LT}^2\beta_{15} + k^2 X_{LT}\beta_{16} + \beta_{17} + j \left[ X_{LT}^2\beta_{18} + X_{LT}\beta_{19} + k^4 X_{LT}^2\beta_{20} + k^2 X_{LT}^2\beta_{21} + k^2 X_{LT}\beta_{22} + \beta_{23} \right]}{X_{LT}^2\beta_{24} + X_{LT}\beta_{25} + k^4 X_{LT}^2\beta_{26} + k^2 X_{LT}^2\beta_{27} + k^2 X_{LT}\beta_{28} + \beta_{29}}. \quad (135)$$

Finalmente, dividindo-se a componente imaginária pela real da equação (135) chega-se à fase da impedância de entrada em função de  $k$  e  $X_{LT}$ , sendo

$$\phi_{Zin} = \frac{\beta_{18}X_{LT}^2 + \beta_{19}X_{LT} + \beta_{20}k^4 X_{LT} + \beta_{21}k^2 X_{LT}^2 + \beta_{22}k^2 X_{LT} + \beta_{23}}{\beta_{12}X_{LT}^2 + \beta_{13}X_{LT} + \beta_{14}k^4 X_{LT} + \beta_{15}k^2 X_{LT}^2 + \beta_{16}k^2 X_{LT} + \beta_{17}}. \quad (136)$$

A solução obtida na equação (136) é uma divisão de equações do quarto grau para  $k$  e do segundo grau para  $X_{LT}$ , sendo também impraticável a obtenção da solução analítica dos valores de  $X_{LT}$  e  $k$  a partir de valores medidos de  $\phi_{Zin}$  em duas frequências, assim como na solução apresentada pela equação (130).









## **RESUMO:**

Para realizar medições de parâmetros fisiológicos que precisem ser determinados de maneira invasiva, técnicas de biotelemetria envolvendo unidades sensoras implantáveis passivas mostram-se bastante úteis, pois permitem sua monitoração por longos períodos. Neste trabalho é apresentado o desenvolvimento de uma nova técnica de biotelemetria que concentra qualidades desejáveis neste tipo de monitoração, tais como ausência de baterias e número mínimo de componentes eletrônicos na unidade sensora, que é formada apenas pelo próprio transdutor indutivo. Tanto a modelagem teórica do sistema quanto a especificação prática de seus componentes para realização de experimentos para sua validação são apresentadas e discutidas, resultando em um conjunto de condições a serem respeitadas e em um método de 15 passos para realização de medições. A fase da impedância de um circuito ressonante de leitura acoplado magneticamente à unidade sensora é utilizada para determinar o parâmetro de interesse. Modelos matemáticos do comportamento do circuito são apresentados detalhadamente, considerando diferentes aspectos existentes em aplicações práticas, tais como capacitâncias parasitas em bobinas e variações de indutância devidas à distância de acoplamento entre a unidade de leitura e o transdutor. A especificação de diferentes condições de contorno, necessárias para obtenção de modelos matemáticos aplicáveis, é também apresentada neste trabalho. Os resultados obtidos, tanto teóricos como experimentais, apontam para a viabilidade da proposta, e erros relativos menores do que 5 % foram obtidos na medição de indutâncias remotas com distâncias de acoplamento de até 10 mm. Além de sugestões para a continuidade do desenvolvimento da pesquisa, objetivando uma aplicação envolvendo uma unidade sensora de pequenas dimensões, neste trabalho é ainda apresentado o desenvolvimento de um sensor para medição remota de pressão, sendo que neste caso os resultados obtidos mostraram erros menores que 15 %. Os resultados obtidos neste trabalho mostram que unidades sensoras para fins biotelemétricos podem ser obtidas com construções simples compostas por apenas por um componente, oferecendo assim uma nova alternativa para monitoração de diferentes parâmetros fisiológicos.

## PALAVRAS-CHAVE

Biotelemetria; Implante Passivo; Transdutor Indutivo; Indutância Mútua; Pressão.

## ÁREA/SUB-ÁREA DE CONHECIMENTO

3.13.00.00 – 6 Engenharia Biomédica

3.04.02.04 – 2 Instrumentação Eletrônica

Ano 2008

N<sup>o</sup>: 40