

TESE DE DOUTORADO Nº 144

**MÉTODOS DE PROJETO PARA O ACOPLAMENTO
INDUTIVO APLICADO A IMPLANTES BIOMÉDICOS**

Marcus Tadeu Pinheiro Silva

DATA DA DEFESA: 14/09/2012

Universidade Federal de Minas Gerais

Escola de Engenharia

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**MÉTODOS DE PROJETO PARA O ACOPLAMENTO INDUTIVO
APLICADO A IMPLANTES BIOMÉDICOS**

Marcus Tadeu Pinheiro Silva

Tese de Doutorado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Flávio Henrique Vasconcelos

Belo Horizonte - MG

Setembro de 2012


"Métodos de Projeto para o Acoplamento Indutivo Aplicado a Implantes Biomédicos"

Marcus Tadeu Pinheiro Silva

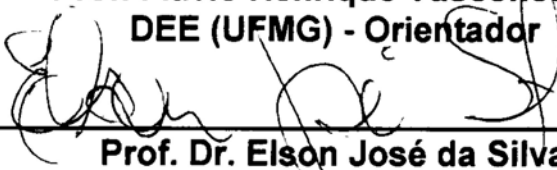
Tese de Doutorado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 29 de agosto de 2012.

Por:



Prof. Flávio Henrique Vasconcelos
DEE (UFMG) - Orientador



Prof. Dr. Elson José da Silva
DEE (UFMG)



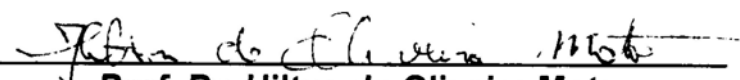
Prof. Dr. Raimundo Carlos Silvério Freire
DEE (UFCG)



Prof. Dr. José Alexandre de França
DEE (Universidade Estadual de Londrina)



Prof. Dr. Danilo Barbosa Melges
DEE (UFMG)



Prof. Dr. Hilton de Oliveira Mota
DEE (UFMG)

MÉTODOS DE PROJETO PARA O ACOPLAMENTO
INDUTIVO APLICADO A IMPLANTES BIOMÉDICOS

Marcus Tadeu Pinheiro Silva

Orientador: Prof. Flávio Henrique Vasconcelos

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Área de Concentração: Engenharia de Computação e Telecomunicações
Linha de Pesquisa: Engenharia de Computação

Laboratório de Metrologia e Instrumentação Computacional
Departamento de Engenharia Elétrica
Escola de Engenharia
Universidade Federal de Minas Gerais
Belo Horizonte - MG
Setembro de 2012

À Célia, Marina, e Victor.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus pela força e inspiração, em particular nos vários momentos em que os objetivos a serem atingidos pareciam estar além da minha capacidade.

Ao Professor Flávio Henrique Vasconcelos agradeço pela orientação, amizade, e otimismo. A expectativa inicial de que suas qualidades me ajudariam a levar a bom termo este trabalho, se confirmou como correta.

Agradeço o Professor Guilherme Augusto Silva Pereira, pela atuação como orientador durante as etapas iniciais, e também pela ajuda em questões relativas à Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFMG.

Agradeço ao Professor Elson José da Silva, pela gentileza em permitir a utilização do Laboratório de Eletromagnetismo Aplicado.

Aos Professores Hilton de Oliveira Mota, da UFMG, e João Carlos Giacomini, da UFLA, meu agradecimento pela agradável convivência durante o período em que trabalhamos no Laboratório de Metrologia e Instrumentação Computacional.

Ao Engenheiro Julius Grabner, de Perg, Áustria, agradeço pela gentileza no envio das amostras do circuito integrado que viabilizou a construção do protótipo desenvolvido neste trabalho. Ao Engenheiro Antônio de Pádua de Assis, do Departamento de Física da UFMG, agradeço pelo auxílio na realização da montagem *chip-on-board* empregada no primeiro protótipo construído.

Ao Professor David Mattos de Andrade Ávila, do CEFET-MG, agradeço pela amizade e as trocas de idéias sobre nossos trabalhos de pesquisa no Doutorado.

Agradeço a meus pais Sebastião (*in memoriam*) e Ephigênia, que com seus exemplos de vida dedicada ao trabalho e a família sempre têm me inspirado. Ao meu irmão Marcelo agradeço pela amizade.

Finalmente, agradeço a Célia, Marina, e Victor, que sempre me fazem acreditar de novo.

RESUMO

Em geral, um implante biomédico pode ser melhorado se a bateria for substituída por outra fonte de energia mais conveniente à aplicação. A melhoria pode ser ainda maior para os tipos de implante que exigem uso intensivo da função de comunicação. Esse é o caso do implante para medidas fisiológicas em pequenos animais, ou implante telemedidor. O acoplamento indutivo constitui uma técnica adequada para prover a comunicação e energização para um telemedidor, além de outros tipos de implantes e dispositivos para identificação por sinais de RF.

Em implantes o acoplamento indutivo caracteriza-se por uma indutância mútua extremamente reduzida entre os indutores. Assim, a viabilidade do sistema está condicionada a métodos de projeto adequados. Neste trabalho é realizada uma investigação quanto a métodos de projeto para o acoplamento indutivo aplicado a um telemedidor. Apesar deste foco, os métodos desenvolvidos também podem ser usados em outras aplicações do acoplamento indutivo.

Para o caso de telemedidores, o trabalho estabelece um critério de projeto com relação ao posicionamento dos indutores acoplados. É discutida a formulação matemática para a estimativa dos parâmetros dos indutores, de acordo com o modelamento escolhido. Esse modelamento é comprovado por meio de medições.

As etapas para o projeto dos circuitos do acoplamento indutivo são discutidas. O método de varredura dos parâmetros geométricos dos indutores é introduzido e suas limitações são apresentadas. Uma realização completa desta etapa é demonstrada e seus resultados são avaliados. A etapa de projeto dos componentes dos circuitos é apresentada de acordo com quatro métodos desenvolvidos. Em todos os métodos os objetivos são quanto ao posicionamento do máximo da curva de transferência de potência e a largura de faixa nas comunicações. Os métodos têm base em expressões matemáticas deduzidas em análises realizadas para a transferência de potência e largura de faixa nos circuitos de acoplamento.

Também foi feita a implementação de um sistema de monitoramento de temperatura, onde a comunicação e energização do sensor ocorrem por meio de acoplamento indutivo. É introduzida uma técnica que permite melhorar a qualidade da medição para um sensor deste tipo. Finalmente, são apresentados os resultados de experimentos para estabelecimento do consumo de potência do sensor, e para o ajuste e validação do sistema.

Design Methods for the Inductive Coupling Applied to Biomedical Implants

by Marcus Tadeu Pinheiro Silva

ABSTRACT

In general, a biomedical implant can be enhanced whether the battery is replaced by another type of energy supply more suited to application. The enhancement can be still greater for the implant types that require an intensive use of the communication function. That is the case of the implant for physiological measurements in small animals, or telemeter implant. Inductive coupling poses as a convenient technique to provide the wireless communication and energization for a telemeter, besides other types of implants and devices for identification by RF signals.

In implants the inductive coupling is featured by a mutual inductance extremely reduced between the inductors. So, the system viability is conditioned to a suitable design method. In this work is carried out an investigation about the design methods for the inductive coupling applied to a telemeter implant. Albeit with this focus, the methods developed in this work also can be used in others applications of the inductive coupling.

The work establishes a design criterion about the relative positioning of the coupled inductors, which is based on the telemeter implant. It is discussed the mathematical formulation for evaluation of the inductor parameters, in accord with the adopted modeling. This modeling is validated by means of measurements.

The steps for the design of the inductive coupling circuits are discussed. The geometrical parameters scanning method is introduced and its limitations are presented. A complete achievement of the step is demonstrated and its results are evaluated. The step concerning the design of components for the circuits is presented in accord with four methods developed. For all methods the goals are about the positioning of the maximum in the power transfer characteristic and the bandwidth required in the communications. The methods are based on mathematical expressions deduced in analyses carried out for the power transfer and bandwidth in the inductive coupling circuits.

It was done also the implementation of a temperature monitoring system, whose sensor has energization and communication based on inductive coupling. It is introduced a technique that allows better quality in the measurements for this type of sensor. Lastly, the results in experiments for evaluation of the sensor power consumption, as well as system adjust and validation, are presented.

SUMÁRIO

Resumo	xi
Abstract.....	xiii
Termos e Abreviaturas	xix
1 Introdução.....	1
1.1 Implantes Biomédicos.....	1
1.2 Acoplamento Indutivo Aplicado a Comunicação e Energização em Implantes.....	3
1.3 Motivação e Objetivos.....	6
1.4 Demais Capítulos.....	7
2 Sistemas de Implante	9
2.1 Terminologia	9
2.2 Monitoramento de Animais de Laboratório	11
2.3 Fonte de Energia do Implante e a Interface de RF	14
2.4 Geometria dos Elementos de Interface no Sistema de Implante para Pequenos Animais	16
2.5 Frequências para Operação da Interface de RF do Implante	17
2.5.1 Campos próximos e campos distantes	19

2.5.2	Absorção dos campos de RF pelos tecidos biológicos	20
2.5.3	Conclusão quanto às frequências para operação de um sistema de implante.....	23
3	Interface de RF Passiva.....	25
3.1	Tipos de Interface de RF Passiva.....	26
3.2	Interface Passiva Utilizando Onda Eletromagnética.....	26
3.3	Interface Passiva Utilizando Acoplamento Indutivo	29
3.3.1	Comunicação no sentido interrogador para transponder	31
3.3.2	Comunicação no sentido transponder para interrogador	31
3.4	Realização Prática da Interface de RF Passiva.....	36
3.5	Acoplamento Indutivo Aplicado a Sistemas de Implante.....	39
3.6	Conclusão	39
4	Indutores Acoplados e seu Modelamento.....	41
4.1	Geometria dos Indutores de Acoplamento	42
4.2	Modelo para os Indutores de Acoplamento	43
4.3	Posicionamento Relativo dos Indutores e seu Efeito sobre o Coeficiente de Acoplamento	45
4.3.1	Raio do indutor de transponder	45
4.3.2	Coeficiente de acoplamento em função de δL , $\delta\phi$, e z_s	46
4.3.3	Valor do k para o projeto do sistema	49
4.4	Indutância Mútua	51
4.4.1	Formulação para estimativa da indutância mútua.....	52
4.4.2	Estimativa da indutância mútua por meio de cálculo de campos.....	54
4.5	Medições dos Indutores e da Indutância Mútua	54
4.5.1	Validação da indutância e resistência de perdas do indutor	55
4.5.2	Indutância mútua e coeficiente de acoplamento	57
5	Análise de Transferência de Potência do Interrogador para o Transponder	61
5.1	Circuito Equivalente para a Análise	61
5.2	Dedução da Expressão para Transferência de Potência com o Critério de Projeto $M=0$	64
5.3	Dedução da Expressão para a Transferência de Potência com o Critério de Projeto $M\neq 0$	70
6	Métodos de Projeto do Acoplamento Indutivo	75
6.1	Modelo para o Acoplamento Indutivo do Sistema	76
6.2	Análise e Medição de R_L	79

6.2.1	Análise Teórica para R_L	79
6.2.1	Obtenção de R_L por meio de medições.....	83
6.3	Expressões Matemáticas de Análise do Acoplamento Indutivo	86
6.3.1	Transferência de potência ao transponder	86
6.3.2	Eficiência do acoplamento indutivo	87
6.3.3	Largura de faixa nas comunicações.....	89
6.3.4	Efeito do coeficiente de acoplamento sobre η e B	90
6.4	Etapas para o Projeto do Acoplamento Indutivo.....	90
6.5	Definição dos Parâmetros de Partida do Projeto.....	91
6.6	Otimização do Coeficiente de Acoplamento	92
6.7	Método de Projeto com R_{EI} e Rede de Casamento para $M = 0$	99
6.8	Método de Projeto com R_{EI} e Rede de Casamento para $M = 0$	102
6.9	Método de Projeto com R_{ET} e Rede de Casamento para $M \neq 0$	106
6.10	Método de Projeto com R_{EL} e Rede de Casamento para $M \neq 0$	110
6.11	Discussão	112
7	Sistema de Monitoramento de Temperatura.....	117
7.1	Introdução	118
7.2	Sistema para Medida de Temperatura baseado em Acoplamento Indutivo.....	120
7.2.1	Sensor	122
7.2.2	Interrogador	123
7.2.3	Computador hospedeiro	125
7.2.4	Medição de Temperatura	125
7.2.5	Outros sensores	125
7.2.6	Programas para o sistema	126
7.3	Método de Interrupção do Campo de RF	128
7.4	Corrente de Operação do Sensor.....	130
7.4.1	Correntes I_{DD} estáticas	131
7.4.2	Correntes I_{DD} dinâmicas	132
7.5	Ajuste e Validação do Sistema	138
7.5.1	Ajuste do sistema	139
7.5.2	Validação do sistema.....	143
7.6	Discussão	145
8	Conclusão.....	149
8.1	Contribuições da Pesquisa Realizada	151
8.2	Proposta de Continuidade	152

Sumário

Apêndice A - Equacionamento Analítico para o Coeficiente de Acoplamento.....	153
Apêndice B - Análise da Largura de Faixa na Comunicação via Acoplamento Indutivo.....	161
Referências Bibliográficas	167

TERMOS E ABREVIATURAS

ADC – *analog-digital converter*

ASK - *amplitude shift keying*

CI - circuito integrado. No plural é utilizado CIs

FDA - *Food and Drug Administration*. Agência governamental responsável pela liberação de alimentos e medicamentos para o mercado consumidor dos EUA.

FH - FastHenry. Programa para a determinação dos parâmetros auto-indutância, indutância mútua e perdas em indutores, e que para isso utiliza cálculo de campos.

CPU - *central processing unit*

DBS - *Deep Brain Stimulator*. Corresponde a um tipo de implante.

Downlink - Sentido de comunicação do interrogador para o transponder.

HF - *high-frequency*. Faixa de frequências de 3 a 30 MHz.

I2C - *Inter-IC communication bus*.

Interrogador - Subsistema que realiza a energização remota, envia comandos, e decodifica a informação recebida de um transponder com interface de RF passiva.

ISM - *Industrial-Scientific-Medical*. Faixas ISM são bandas de frequência do espectro eletromagnético que podem ser usadas sem necessidade de licenciamento prévio, na medida que sejam respeitadas regulamentações nacionais estabelecidas para tais faixas.

LF - *low-frequency*. Faixa de Frequências de 30 a 300 kHz.

MOS - *Metal-Oxide-Semiconductor*. Denominação genérica para uma das tecnologias de microeletrônica utilizadas na construção de circuitos integrados.

MOSFET - *Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor*

PC – *personal computer*

RAM - *random-access memory*

RFID - *radio-frequency identification*

SAR - *specific absorption rate*

SPI - *Serial Peripheral Interface communication bus.*

SPICE - *Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis*

SR - *self-resonance*

Telemedidor - implante para realização de medida de parâmetro fisiológico em animal de laboratório por meio de sensor sem fio.

Transponder - Subsistema com interface de RF passiva e que envia respostas para os comandos recebidos do interrogador.

VISA - *Virtual Instrument Software Architecture*. Interface de software padronizada que provê comandos de alto-nível para que um programa de computador possa controlar um instrumento de medição.

VNA - *vector network analyser*. Instrumento para modelamento de componentes e circuitos por meio de parâmetros S, ou de espalhamento.

UHF - *ultra-high frequency*. Faixa de frequências de 0,3 a 3 GHz.

Uplink - Sentido de comunicação do transponder para o interrogador

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

Este capítulo faz uma introdução ao trabalho realizado na Tese de doutorado “Métodos de Projeto para o Acoplamento Indutivo aplicado a Implantes Biomédicos”. Discute-se inicialmente a importância dos implantes biomédicos e apresenta-se uma divisão dos mesmos em cinco categorias. A seguir são discutidos os aspectos de energização e comunicação para um implante, com ênfase na técnica de acoplamento indutivo. Apresenta-se então a motivação e objetivos da Tese. A última seção traz um resumo dos demais capítulos desta Tese.

1.1 Implantes Biomédicos

Pode-se considerar implante qualquer dispositivo construído com o propósito de operar dentro do organismo vivo¹. Os implantes biomédicos já têm uma longa história, sendo que os primeiros esforços significativos de pesquisa e desenvolvimento ocorreram por volta de 1950. A concepção e início da comercialização do transistor naquele período constituem o marco tecnológico necessário para tornar viável o conceito de dispositivo implantável. Esses esforços na década de 1950 resultaram na primeira implantação de marca-passo cardíaco em ser humano, a qual ocorreu em 1958. Esse primeiro implante funcionou por apenas três horas (Senning, 1964). Desde então ocorreram significativos desenvolvimentos teóricos e práticos em

¹ Para o propósito deste documento não se consideram implantes aqueles dispositivos que dependem de conexão externa ao organismo, ou por meio de cabo elétrico ou de cateter que perpassa a pele.

diversos campos fundamentais para a viabilidade de implantes, tais como materiais biocompatíveis, dispositivos sensores e atuadores, técnicas de comunicação analógica e digital, microeletrônica, baterias e outras fontes de energia. Tais desenvolvimentos levaram a que diversos tipos de implantes tenham trilhado o longo caminho desde o conceito inicial, passando pelo estágio de pesquisa e desenvolvimento, e finalmente atingido o estágio comercial.

O termo implante engloba uma ampla faixa de dispositivos capazes de atuar para reabilitação, tratamento, diagnóstico, identificação, e medição, sendo que alguns atuam simultaneamente em mais de um desses aspectos.

Provavelmente a primeira categoria, ou seja, os implantes destinados à reabilitação de funções naturais do organismo, seja a mais divulgada na mídia e reconhecida pela maioria das pessoas. As próteses dentárias e ortopédicas, os marca-passos cardíacos, e os implantes cocleares incluem-se nessa categoria.

Os implantes para tratamento são usados quando uma ação terapêutica baseada em medicamentos ou estímulos nervosos deve ser realizada por longos prazos de tempo. No caso de medicamentos, isso consiste em substituir a administração oral ou subcutânea de uma droga por uma bomba de infusão implantada, a qual injeta o medicamento diretamente em uma parte específica do organismo. Assim, ocorre a redução das doses empregadas, contribuindo para minimizar efeitos colaterais, ao mesmo tempo em que potencializa a ação terapêutica, uma vez que a droga é injetada diretamente na parte do organismo onde deve atuar. Quanto ao uso de estímulos nervosos, atualmente já está disponível no mercado o dispositivo implantável denominado DBS, ou *Deep Brain Stimulator*, também chamado marca-passo cerebral. O DBS permite tratar sintomas relacionados a doenças como dor crônica, mal de Parkinson e distonia.

O implante para diagnóstico tem como melhor exemplo a cápsula para endoscopia digestiva (Panescu, 2005). Esse tipo de dispositivo obtém imagens do interior do trato digestivo, e dessa forma atua no diagnóstico de câncer e outras doenças.

A categoria dos dispositivos implantáveis para identificação até recentemente era exclusiva para uso em animais. Em 2004, agência governamental FDA - *Food and Drug Administration* - dos Estados Unidos, aprovou o uso deste tipo de implante em seres humanos (Stein, 2004). Para seres humanos, a principal utilidade do implante de circuito integrado identificador é acelerar o acesso ao prontuário médico do paciente, sendo que a tecnologia permite que isso seja feito mesmo em situações onde ele está inconsciente ou incapacitado para se comunicar.

Embora haja algumas aplicações para seres humanos (D’Lima, 2005), os dispositivos implantáveis com propósito exclusivo de medição de parâmetros fisiológicos são mais comumente desenvolvidos para uso nos animais utilizados em pesquisas biomédicas (Kramer, 2001). No caso de seres humanos, o esperado é que a função de medição esteja cada vez mais presente nos novos desenvolvimentos de implantes, mas não de forma isolada e sim associada a outra função. Os modernos marca-passos incluem funções de medição, cujos dados constituem entrada para o sistema de controle do ritmo cardíaco (Zecchi, 2000)(Wong, 2004). Outro exemplo significativo é o pâncreas artificial, o qual está em estágio de pesquisa. Neste dispositivo implantável um sensor para medição de glicose e uma bomba de infusão de insulina estarão associados por meio de um sistema de controle, de modo que a taxa de infusão estará sempre de acordo com o nível metabólico medido pelo sensor de glicose (Hovorka, 2006).

Seguem-se alguns dados que são úteis para dimensionar a importância dos dispositivos implantáveis. Apenas em 1998, 600 mil novos marca-passos foram implantados, e, segundo estimativas, em 2009 mais de oito milhões de pessoas no mundo utilizavam marca-passo (Gertsch, 2008). Em 2005, a classe de implantes para gerenciamento de ritmo cardíaco, a qual inclui outros dispositivos além do marca-passo, teve um volume de vendas de 9,8 bilhões de dólares no mercado norte-americano. Em particular, para dispositivos de terapia de resincronização cardíaca estimou-se um crescimento anual de 17% entre 2005 e 2011 (Rochester, 2008). De acordo com a FDA, aproximadamente 188 mil pessoas em todo mundo já receberam implante coclear, segundo dados de abril de 2009 (Davis, 2009).

As informações relacionadas nesta seção permitem uma percepção do benefício que os dispositivos biomédicos implantáveis vem propiciando em termos de melhor qualidade de vida e longevidade para as pessoas. Espera-se uma intensificação desse benefício à medida que novas modalidades de implante se tornem realidade. Além disso, os implantes para medições fisiológicas, em particular aqueles para pequenos animais de laboratório, são um recurso fundamental para parte significativa das pesquisas biomédicas realizadas atualmente.

1.2 Acoplamento Indutivo Aplicado a Comunicação e Energização em Implantes

No caso dos implantes que consomem energia elétrica, a fonte dessa energia é uma questão fundamental, tornando-se crítica quando a implantação é de longo prazo.

Desde o início, a típica fonte de energia para implantes tem sido a bateria, com maior uso daquela do tipo primária. Mesmo com o grande desenvolvimento das últimas décadas quanto à tecnologia de baterias, esse tipo de fonte de energia ainda hoje cria restrição de tempo de vida para o implante. Atualmente um marca-passo cardíaco utiliza uma bateria do tipo Lítio-Iodo, cujas características permitem que o tempo de vida do implante seja de até 10 anos. Embora seja razoavelmente longo, esse tempo idealmente deveria ser maior que o tempo de vida do paciente, pois assim seria evitada a periódica cirurgia para substituição do dispositivo. Para um implante de medidas em animal de laboratório, a bateria também impõe a restrição, pois limita o tempo máximo de duração do experimento; para implante de medida de pressão arterial esse tempo máximo é de seis meses (DSI, 2011). Embora menos comuns, existem implantes que utilizam bateria secundária, ou seja, uma bateria recarregável. Esse é o caso do sistema apresentado por Budgett *et al.* (2007). Qualquer bateria recarregável tem limite quanto ao número de recargas que admite, após o que deve ser substituída. Por exemplo, a bateria do tipo ML621, cujas dimensões são compatíveis com o uso em implantes, para um ciclo de descarga correspondente a 5% da capacidade nominal pode ser recarregada até 3000 vezes (Sanyo, 2002). Assim, para a implantação de longo prazo em seres humanos, a bateria recarregável não evita o problema de substituição periódica do implante, e ela só é competitiva com relação à bateria primária se possibilitar maior intervalo de implantação antes da substituição.

Na maioria das aplicações de implante, a substituição da bateria por algum sistema capaz de extrair a energia a partir do próprio organismo seria o ideal, porém essa possibilidade ainda encontra-se em estágio de pesquisa (Lee, 2010). Outras opções para substituição da bateria são o supercapacitor, o gerador termoelétrico, o capturador de energia de movimento, e a transmissão de energia por meio de onda eletromagnética (Rasouli, 2010). Como no caso anterior nenhuma dessas outras opções ainda é aplicada de forma prática em implantes, havendo ainda muitos desafios tecnológicos a serem superados antes que isso possa ocorrer.

Outra alternativa à bateria é o acoplamento indutivo. Ao contrário de todas as opções indicadas acima, a técnica de energização por meio de acoplamento indutivo pode ser considerada madura e atingiu o estágio de efetivo uso em alguns dispositivos biomédicos, bem como em outras aplicações, com destaque para o emprego em sistemas de identificação por meio de sinais de RF, comumente denominados sistemas RFID - *radio-frequency identification*. O emprego do acoplamento indutivo para energização consiste em enviar

energia para o implante por meio do campo magnético acoplado entre um indutor externo e um indutor no dispositivo implantado. Esse envio de energia a partir do exterior pode ser usado ou para recarga de uma bateria secundária ou para energizar o próprio implante, sem o auxílio de qualquer bateria. Atualmente o exemplo significativo é o implante coclear, onde a parte implantada opera exclusivamente a partir de energia obtida por meio do acoplamento indutivo. Quanto à parte externa deste sistema, têm-se que ela possui pequenas dimensões, pode ser colocada e retirada a qualquer momento, fica instalada de forma discreta em torno da parte superior da orelha, e opera com bateria de pequenas dimensões. Porém, no caso da maioria dos tipos de implantes para seres humanos o uso contínuo do acoplamento indutivo para energização tem como restrições as questões de segurança, estética e o conforto para o paciente. Sendo o consumo do implante mais alto do que alguns mW, o indutor externo deverá ser relativamente grande, dificultando sua ocultação. Além disso, com o consumo mais alto, o usuário deverá carregar junto a seu corpo uma bateria de maior volume e peso, de modo a alimentar a parte externa do sistema. Em adição, para alguns tipos de implante a vida do paciente pode ser colocada em risco se inadvertidamente o dispositivo ficar inoperante devido a uma falha no acoplamento.

A função de comunicação está presente em grande parte dos implantes atuais. Tal comunicação no sentido do implante para o subsistema externo pode ser feita para verificar o estado atual da bateria, ou do nível do reservatório de medicamento da bomba de infusão, ou ainda para recuperar taxas de batimento cardíaco armazenadas no marca-passo. Em um implante para medidas em animal de laboratório, esse sentido de comunicação é intrínseco ao propósito do dispositivo. No sentido oposto a comunicação é útil para enviar comandos ao implante, permitindo ajustar seu funcionamento, por exemplo. No caso particular do implante coclear esse sentido de comunicação é fundamental, pois para a reabilitação da audição são necessários os dados gerados pelo processamento dos sinais de onda sonora, conforme realizado pela parte externa. O acoplamento indutivo associado com a técnica de modulação de carga constitui a forma mais comum de comunicação entre um sistema de monitoramento externo e um implante, independente da operação do implante ser a partir de bateria. Nesse método o implante não utiliza um transmissor de RF ativo, ou seja, ele usa uma interface de RF passiva, enquanto que a parte externa utiliza a interface ativa. A interface passiva é de interesse porque evita que as comunicações representem consumo de energia no implante, o que contribui para reduzir o consumo total no dispositivo.

1.3 Motivação e Objetivos

Neste trabalho a teoria de acoplamento indutivo é entendida como aquela específica da situação de coeficientes de acoplamento baixos e frequências de operação desde algumas dezenas de kHz a até algumas dezenas de MHz. Os coeficientes são baixos porque em implantes os indutores acoplados estão afastados por distâncias da ordem de vários milímetros, e geralmente não há núcleo ferromagnético. Contribui para isso também o fato do indutor implantado ter dimensões reduzidas, de modo que o implante seja minimamente invasivo. Frequências abaixo da faixa de kHz não são adequadas porque limitam muito a taxa de dados na comunicação, enquanto frequências muito altas não são viáveis porque implicam que a operação do sistema fique limitada a distâncias extremamente reduzidas, além de serem mais absorvidas pelo tecido biológico.

Dado o entendimento acima, existe uma razoável quantidade de trabalhos na literatura que se relaciona com a teoria de acoplamento indutivo aplicada a implantes, e também a sistemas RFID. Nestes trabalhos são mais frequentemente abordados os seguintes aspectos: i) obtenção de forma analítica, ou por outros métodos, das grandezas relativas ao acoplamento; ii) determinação da potência transferida para a carga no lado secundário do acoplamento; iii) determinação da eficiência na transferência de potência; iv) determinação da largura de faixa dos circuitos de acoplamento; v) projeto para o acoplamento indutivo de acordo com determinados objetivos; vi) refinamento no funcionamento do sistema de modo a obter certas características bem específicas; vii) implementação de sistema.

Esta Tese de Doutorado é relativa principalmente ao aspecto “v”, ou seja, o projeto do acoplamento indutivo. Na maioria dos trabalhos que tratam desse aspecto são estabelecidos métodos de projeto para o acoplamento de modo a atender o objetivo de máxima eficiência, ou de máxima potência transferida, o que significa interesse em análises quanto aos aspectos “i” a “iii”, sendo o aspecto “iv”, aquele de largura de faixa, normalmente relegado a segundo plano. Em geral, tais trabalhos são contextualizados quanto a um tipo particular de aplicação de implante, ou de sistema RFID.

O objetivo desta Tese foi estabelecer métodos de projeto para o acoplamento indutivo tendo em vista a aplicação de implante para medidas de parâmetros fisiológicos em pequeno animal de laboratório. Não foi encontrado qualquer trabalho anterior com enfoque neste tipo de

aplicação. Conforme requerido por tal aplicação, a Tese utiliza dois objetivos de projeto que se diferenciam daqueles apresentados em outros trabalhos. Um dos objetivos é o posicionamento do máximo da curva de potência transferida. O outro é quanto à largura de faixa requerida para as comunicações.

O trabalho de pesquisa também tem objetivo relacionado ao aspecto “vii” indicado acima. Foi realizada a implementação de um sistema de medição de temperatura, no qual o dispositivo sensor apresenta dimensões reduzidas e funciona com base no acoplamento indutivo, tanto para alimentação quanto para comunicação. O protótipo de sistema construído constitui um passo inicial em direção ao tipo de sistema de medição para pequenos animais proposto por esta Tese.

Embora a Tese tenha enfoque na aplicação indicada acima, os resultados obtidos podem ser úteis para o projeto de sistemas relativos a outros tipos de implantes. Estes resultados também podem ser úteis para outros tipos de aplicação, sendo o melhor exemplo aquelas de identificação por meio de sinais de RF.

1.4 Demais Capítulos

Um resumo do conteúdo dos demais capítulos deste trabalho é apresentado a seguir.

O Capítulo 2 faz uma introdução aos sistemas de implantes, abordando aspectos como diagrama de blocos, terminologia, caso dos implantes para animais de laboratório, fonte de energia, interface de RF, frequências ISM - *Industrial-Scientific-Medical*, campos próximos e campos distantes, e a absorção de campos de RF por tecidos biológicos.

O Capítulo 3 analisa a questão da interface de RF passiva. Com base nos conceitos de campos próximos e distantes são discutidas as interfaces de RF baseadas em onda eletromagnética e em acoplamento indutivo. É apresentada a escolha do dispositivo de interface passiva utilizado na implementação realizada no trabalho. Este capítulo inicia a apresentação do modelamento para o acoplamento indutivo. Além disso, é iniciada a discussão do posicionamento relativo dos elementos de interface de RF para o caso particular de um implante para pequeno animal de laboratório.

O Capítulo 4 tem foco na questão do modelamento para os indutores utilizados no acoplamento indutivo. São definidos os parâmetros geométricos para os indutores e apresentadas fórmulas para a obtenção de seus parâmetros elétricos. É finalizada a análise quanto ao

posicionamento dos elementos da interface de RF, a qual foi iniciada no capítulo anterior. As fórmulas para a obtenção da indutância mútua entre os indutores de acoplamento são apresentadas. O capítulo também apresenta e compara resultados obtidos para os parâmetros elétricos de uma configuração de indutores de acoplamento, conforme a obtenção por expressões matemáticas, cálculo de campos, e medição.

No Capítulo 5 são obtidas expressões matemáticas para a potência transferida entre os indutores dos dois lados da interface de RF passiva operada por acoplamento indutivo. Tais expressões são fundamentais para os métodos de projeto descritos no Capítulo 6.

O Capítulo 6 apresenta os métodos que foram desenvolvidos para o projeto do acoplamento indutivo. O capítulo traz a definição de um modelo para a parte de acoplamento indutivo de um sistema RFID ou de implante, e os componentes deste modelo são descritos. Em particular, o componente que representa o consumo dos circuitos eletrônicos do implante é estimado de forma teórica, e depois por meio de medições. São definidas as etapas de projeto e cada uma das mesmas é descrita, sendo os correspondentes resultados apresentados e discutidos. Quatro configurações de acoplamento indutivo são usadas para demonstrar os métodos de projeto desenvolvidos. Tais configurações têm um caráter prático dentro do contexto de um implante para pequeno animal de laboratório.

O Capítulo 7 apresenta resultados relativos à construção de um sistema de medição que utiliza um sensor de temperatura baseado em acoplamento indutivo. São apresentados e descritos os blocos do sistema. É discutida uma técnica que permitiu melhorar a qualidade das medições realizadas com o sistema. São mostrados os resultados obtidos em experimentos que mediram o consumo de corrente do sensor de temperatura. O capítulo também traz os resultados para os experimentos que permitiram realizar o ajuste do sensor e validar todo o sistema de medição.

O Capítulo 8 traz a conclusão do trabalho. Neste capítulo são relacionadas as contribuições resultantes da pesquisa realizada.

O documento inclui também dois apêndices. O primeiro apresenta um exemplo quanto ao equacionamento analítico para obtenção do coeficiente de acoplamento em uma configuração de indutores. O segundo apêndice traz a dedução da expressão para o ganho de tensão em função do desvio de frequência para uma configuração de acoplamento indutivo. Essa expressão é importante para os métodos de projetos descritos no Capítulo 6.

CAPÍTULO 2

SISTEMAS DE IMPLANTE

Este capítulo apresenta uma introdução aos sistemas de implante. Tal introdução é limitada. Ela trata apenas dos aspectos relacionados com a pesquisa desenvolvida na Tese. Para uma revisão atualizada e completa quanto às técnicas relativas a sistemas de implante a recomendação é o trabalho de Receveur *at al.* (2007).

O capítulo inicia com uma definição de terminologia e de diagrama de blocos para um sistema de implante. Segue-se uma introdução quanto a sistema de monitoramento de grandezas fisiológicas em animais de laboratório. Em sequência discute-se a questão da fonte de energia do implante e seu relacionamento com a interface de RF do mesmo. Considerando a aplicação particular de monitoramento de pequenos animais de laboratório confinados em gaiola, discute-se então o aspecto geométrico relativo ao elemento de interface de RF do implante e para aquele do sistema de monitoramento. A última seção analisa a questão das frequências para operação de um sistema de implante, conforme as diferentes faixas ISM que a princípio podem ser utilizadas e a absorção de campos de RF por tecidos biológicos.

2.1 Terminologia

Neste documento é assumido que um *sistema de implante* sempre inclui duas partes: o implante propriamente dito e um subsistema externo ao organismo. Para uma análise inicial do

sistema, pode-se considerar o subsistema externo e o implante divididos conforme os blocos apresentados na Figura 2.1.

O sistema da Figura 2.1 assume o uso de microcontrolador, ou eventualmente algum tipo de ASIC - *application specific integrated circuit*, tanto no lado externo quanto no lado interno. Dado o estágio atual da tecnologia microeletrônica, considera-se obsoleto e limitante o uso exclusivo de circuitos analógicos no implante, ou seja, assume-se como indispensáveis os recursos proporcionados por um controle baseado na flexibilidade de *hardware* digital programável.

Para a maior parte dos tipos de implante, a complementação da parte externa somente entra em uso eventualmente. Um exemplo típico é o marca-passo, que para a sua função essencial opera sem qualquer auxílio do subsistema externo. Ainda assim, mesmo para esses tipos a parte externa é importante, pois, por meio dela o especialista responsável pelo implante pode avaliar periodicamente o funcionamento do dispositivo implantado, com particular interesse para a indicação do estado de carga da bateria. Porém, há outros tipos de implantes em que a complementação da parte externa é fundamental para o propósito do sistema, ou seja, sem a parte externa o implante não tem capacidade para realizar sua função. Isso ocorre com implantes cocleares e sistemas de medição de grandezas fisiológicas em animais de laboratório.

Na parte externa, o conjunto de blocos que comunica-se diretamente com o implante é denominado *interrogador*. O interrogador por sua vez comunica-se com o computador de supervisão do sistema por meio de cabos ou de sinais de RF. Assim, tipicamente o interrogador fica a uma distância relativamente pequena do implante, enquanto que o computador fica a uma distância relativamente grande. Pode-se dizer que todo sistema de implante moderno prevê a utilização do computador apresentado. Nesse computador são executados os programas que propiciam uma interação de alto-nível entre o especialista e o implante. Tais programas variam em uma ampla faixa, conforme a finalidade do sistema.

Além de implante, neste documento também será utilizado o termo *transponder* em referência a parte do sistema que opera no interior do organismo. Os termos transponder e interrogador tem origem em sistemas RFID. Nesses sistemas o transponder constitui-se do elemento de interface de RF mais os circuitos eletrônicos da etiqueta de identificação, ou do cartão de acesso. A utilização do campo do RF do interrogador para prover energia para o transponder é ponto comum que aproxima os sistemas RFID do tipo de implante biomédico

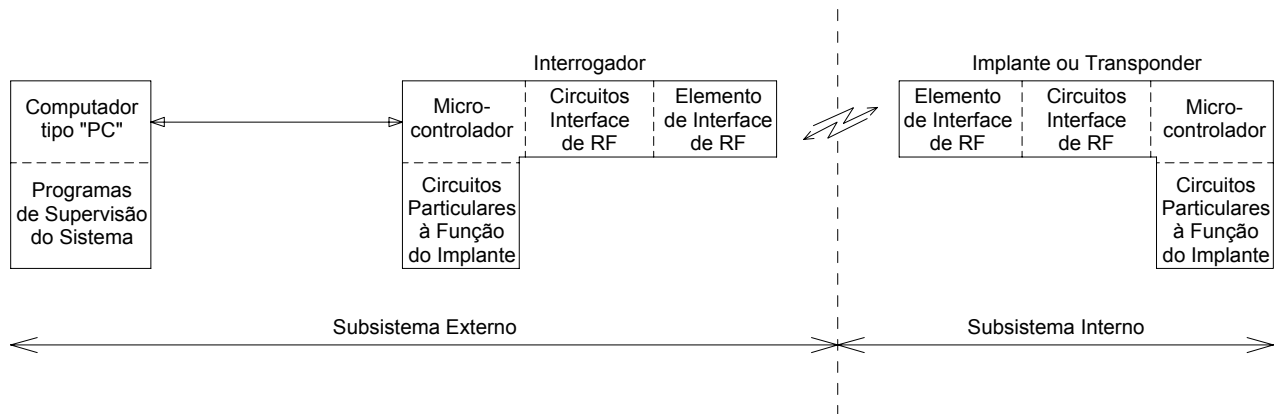


Figura 2.1 - Diagrama de blocos para sistema biomédico utilizando implante que inclui circuitos eletrônicos.

que é tratado neste trabalho. Quando se referindo ao implante específico para medições de parâmetros fisiológicos em animais de laboratório também será usado o termo *telemedidor*.

O sentido de comunicação do interrogador para o transponder é denominado *downlink*, enquanto o sentido oposto é denominado *uplink*.

2.2 Monitoramento de Animais de Laboratório

A Figura 2.2 mostra o diagrama de blocos de um sistema para monitoramento de grandezas fisiológicas em animais de laboratório, em sua forma mais abrangente (Brockway, 1993). O sistema é abrangente porque diferentes espécies de animais são simultaneamente monitoradas, e isso ocorre para mais de um exemplar de cada espécie. O bloco “sistema de aquisição computadorizado” corresponde a um microcomputador de uso geral e baixo custo. Neste computador são executados programas responsáveis pelo armazenamento dos dados de medição obtidos dos diversos animais. Além disso, este computador está ligado à rede de computadores da instituição, o que permite que os pesquisadores tenham acesso às medições a partir de seus computadores de trabalho, ou mesmo a partir de outros computadores em locais distantes.

A Figura 2.2 tem origem em um fabricante de sistemas de monitoramento de animais e nesse caso, como em todos os demais sistemas semelhantes estudados durante o desenvolvimento deste trabalho, a comunicação do implante para o receptor na gaiola é realizada por uma interface de RF ativa. Isso significa que o implante no animal consome ener-

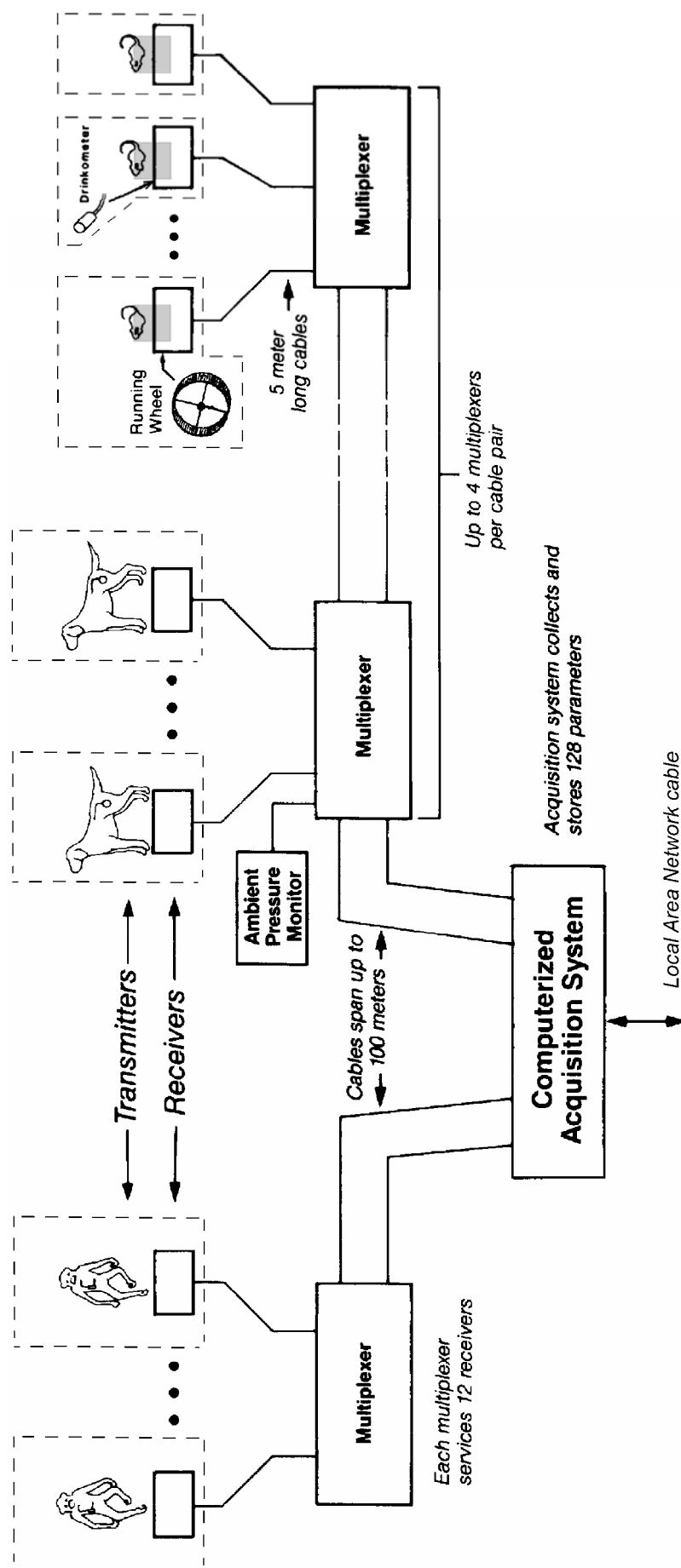


Figura 2.2 – Sistema comercial para monitoramento de parâmetros fisiológicos em animais de laboratório. Os blocos tracejados correspondem as gaiolas ou jaulas de confinamento dos animais. As partes em cinza destacam a interface de RF entre o implante e o subsistema de monitoramento na gaiola. Tal interface é um dos pontos centrais para o trabalho desenvolvido. Figura adaptada de (Brockway, 1993).

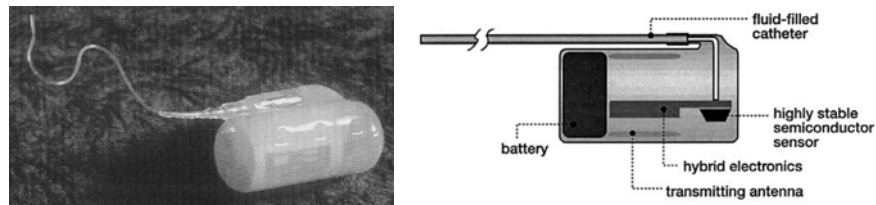


Figura 2.3 - Implante comercial para pequenos animais de laboratório (DSI, 2011). O implante tem volume de 4,4 cm³ e pesa 7,6 g.

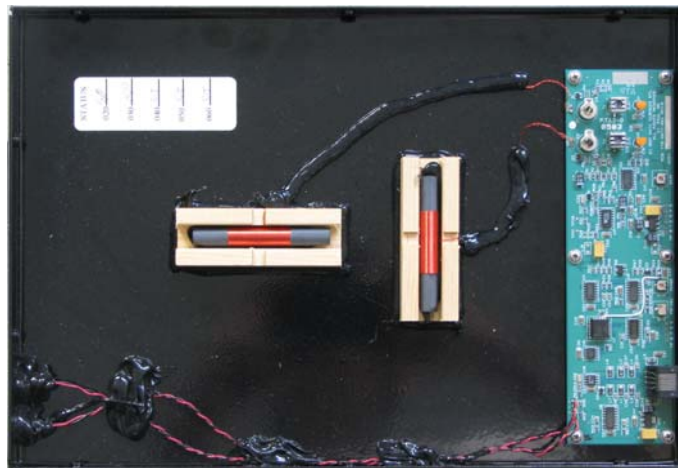


Figura 2.4 - Receptor de implante instalado em base de gaiola para pequeno animal de laboratório (DSI, 2011). A base tem 31,5 × 21,5 cm.

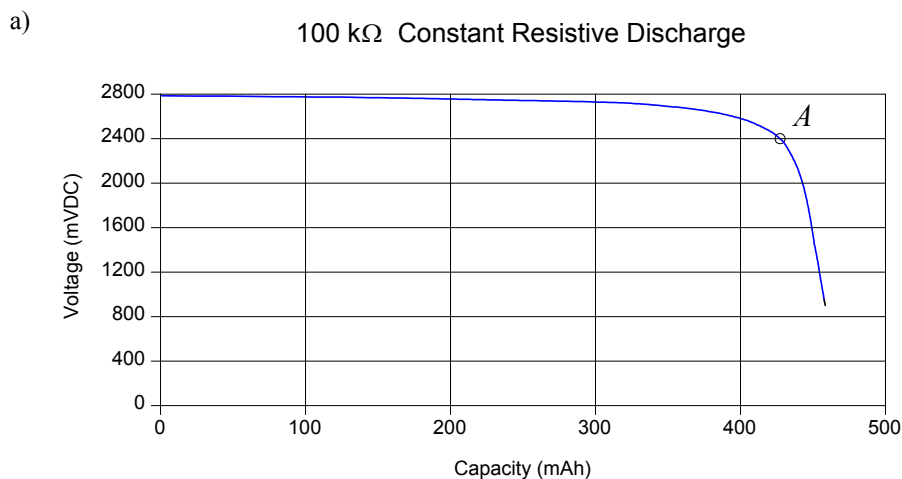
gia de uma bateria interna para enviar os dados de medição até um receptor localizado na gaiola. As Figuras 2.3 e 2.4 apresentam exemplos de implante e de receptor para gaiola, respectivamente. Além disso, na Figura 2.2 a interface é unidirecional, ou seja, existe comunicação apenas no sentido do implante para o receptor na gaiola.

Conforme indicado na Figura 2.2, o trabalho de pesquisa realizado trata principalmente da interface de RF entre o implante e o receptor na gaiola, considerando o caso particular de pequenos animais de laboratório. Na atualidade todos os sistemas do tipo representado na Figura 2.2 usam bateria e um transmissor de RF ativo no implante. Isso traz limitações para o sistema. Além disso, ao contrário do que o diagrama de blocos da Figura 2.1 apresenta, a maioria dos telemedidores é totalmente analógica e não inclui qualquer *hardware* que permita o recebimento de comandos a partir da parte externa do sistema de monitoramento. Tipicamente, nesse sentido de comunicação o único recurso existente é uma chave magnética

no implante, a qual permite que o pesquisador possa habilitar ou desabilitar a operação do telemidador, por meio da passagem de um ímã permanente próximo ao local onde ele está implantado no animal.

2.3 Fonte de Energia do Implante e a Interface de RF

A fonte de energia é uma questão fundamental para implantes biomédicos que incluem circuitos eletrônicos. A típica fonte de energia para implantes é a bateria primária. Em qualquer caso, seja um marca-passo cardíaco, seja um telemidador, a viabilidade do implante implica na utilização de uma bateria de dimensões reduzidas. Como consequência dessas dimensões reduzidas, a bateria tem uma quantidade de energia acumulada relativamente pequena, o que leva a uma limitação importante no tempo de vida do implante. Assume-se que o tempo de vida do implante se encerra quando ele não tem mais condições de realizar de forma confiável a tarefa para a qual foi projetado. Um exemplo dessa limitação é apresentado na Figura 2.5.



b)

$$T_L = \frac{C_{2.4V}}{I_D} \cong \frac{430 \text{ mAh}}{28 \text{ } \mu\text{A}} \cong 15357 \text{ h (1 ano e 9 meses)}$$

Figura 2.5 - a) Característica tensão versus capacidade para a bateria de Lítio-Iodo M9107 (Greatbatch, 2009), que é específica para implantes. Essa bateria pesa 5 gramas e tem volume de 1,4 cm³, com dimensões aproximadas de 3 cm × 1,2 cm × 0,4 cm. b) Estimativa de tempo de vida T_L para um implante alimentado pela bateria M9107, considerando 2,4 V a mínima tensão para operação do implante e a corrente de descarga igual a 28 μA , que corresponde ao ponto “A” na curva.

Para maximizar o tempo de vida de um implante é necessário:

- i) utilizar uma bateria com a maior relação energia/volume possível, ou utilizar no lugar da bateria uma fonte alternativa;
- ii) empregar a técnica de gerenciamento de energia mais adequada às características da fonte de energia escolhida;
- iii) utilizar componentes com o menor consumo de energia possível;
- iv) empregar técnicas de gerenciamento de energia, medição, processamento de sinais, e comunicação por RF que minimizem o consumo total do implante.

Os quatro aspectos acima devem ser balizados pelos objetivos do sistema em termos de tempo de vida do implante, custo, alcance, taxa de dados na comunicação, precisão nas medições.

Quanto ao item “i”, como indicado na seção 1.2, ainda existem desafios a serem superados para a viabilização da maioria das fontes alternativas de energia para implantes.

O item “iv” sugere que para estender o tempo de vida do implante a interface de RF é um aspecto a ser considerado. Para implantes cocleares e telemedidores a questão da interface de RF é ainda mais importante, visto que nesses dois casos as comunicações são parte fundamental da função do dispositivo e ocorrem em uma proporção maior do tempo de operação. O implante coclear tem que receber continuamente informações relativas as ondas sonoras processadas pela parte exterior, de modo a excitar os eletrodos cocleares. O telemedidor, por sua vez, tem que enviar para o subsistema externo os dados de medição obtidos no organismo. Particularmente para os tipos de implante com uso intensivo da função de comunicação, o ideal é uma interface de RF que não consuma energia a partir de uma eventual fonte de energia contida no implante, ou seja, uma interface passiva.

Atualmente existem duas técnicas para a realização de uma interface de RF passiva, as quais são denominadas onda eletromagnética e acoplamento indutivo. Essas designações têm base no princípio físico que fundamenta a transferência de energia entre o sistema externo e o implante.

Além de implantes, também em sistemas de identificação de objetos e animais por meio de sinais de RF a interface de RF passiva é ideal (Want, 2006). De acordo com esse aspecto comum entre implantes biomédicos e a identificação por sinais de RF, a terminologia adotada, parte das referências bibliográficas, e alguns dispositivos apresentados neste trabalho são relativos a sistemas RFID.

2.4 Geometria dos Elementos de Interface no Sistema de Implante para Pequenos Animais

Para viabilizar um implante todas as partes do mesmo devem ter dimensões reduzidas. Uma das maneiras para obter um dispositivo que seja viável para implantação é construí-lo com formato planar. Tal geometria planar costuma ser de interesse, por exemplo, porque a mesma permite a instalação do elemento de interface de RF de forma subcutânea, o que ajuda a minimizar a distância entre esse elemento implantado e aquele do interrogador. Assim, daqui por diante assume-se que o elemento da interface de RF é planar.

Esta seção discute o posicionamento vertical dos elementos de interface de RF da Figura 2.1, considerando um sistema de implante destinado a uso com pequeno animal de laboratório. Dentre as espécies de pequenos animais, uma das mais frequentemente utilizadas em pesquisas biomédicas é o rato adulto da linhagem Sprague Dawley. Ao longo deste trabalho, será sempre esse o espécime que será considerado nas análises envolvendo dimensões do implante e da gaiola de confinamento do animal de laboratório. Os dados físicos típicos do Sprague Dawley adulto macho são peso de 350 g, comprimento do corpo 19 cm, e comprimento da cauda 16 cm.

Quase sempre em pesquisas biomédicas com pequenos animais, os mesmos ficam confinados em gaiolas. Na maioria das vezes esse confinamento é individual. Considerando-se o espécime indicado acima, a recomendação é que a área de base da gaiola seja de pelo menos 1500 cm² (NSW, 2007). Recomenda-se também um formato de base retangular, de modo que, por exemplo, dimensões de 50 cm × 30 cm são adequadas. Além disso, a recomendação é que na base da gaiola exista sempre uma camada de pelo menos 20 mm de algum material desagregado e que permita ao rato exercitar o hábito de roer. Este trabalho assume que o elemento de interface de RF fica localizado 5 mm dentro do animal, sendo que o local de implantação mais comum é o abdômen.

Conforme o interesse em um implante para pequeno roedor, fez-se uma estimativa da distância típica entre a base da gaiola e o elemento de interface implantado. Essa distância foi estimada em 30 mm, e corresponde à soma de 20 mm da espessura da camada de material na base, com 5 mm da profundidade de implantação, mais uma margem de 5 mm relativa ao caminhar do animal. Tal estimativa aparece representada na Figura 2.6.

Para o propósito deste trabalho considera-se que a postura normal do animal é aquela de apoio sobre as quatro patas, tanto parado como em movimentação, de acordo com o ilustrado na Figura 2.6. Obviamente o animal pode assumir outras posturas, tal como a bípede, por exemplo (Lawlor, 1997). Porém essas outras posturas ocorrem em uma proporção reduzida do tempo em comparação com aquela denominada normal. Assim, esses outros tipos de postura serão desprezados na análise e projeto do sistema de implante. Como não são levadas em conta, algumas dessas posturas pouco freqüentes podem ocasionar falha na transferência de energia entre o interrogador e o transponder, mas considera-se tal falha aceitável, na medida em que a ocorrência das mesmas está limitada a frações reduzidas do tempo de uso do sistema.

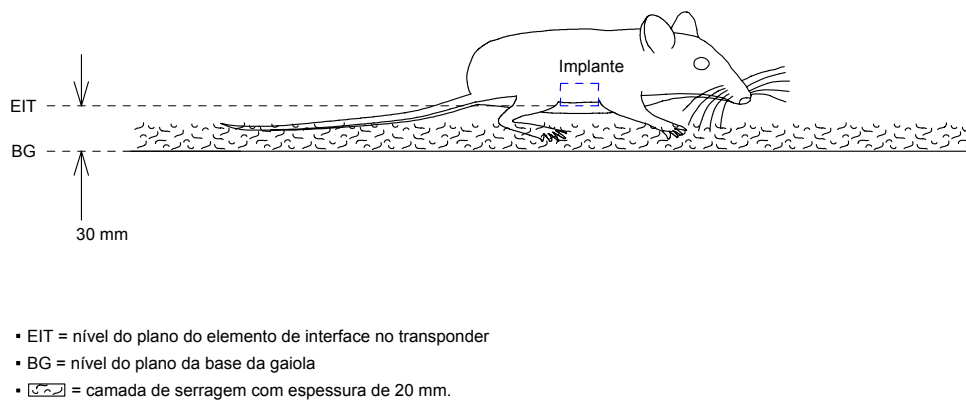


Figura 2.6 – Distância vertical típica entre o elemento de interface de RF no implante e a base da gaiola.

2.5 Freqüências para Operação da Interface de RF do Implante

Um projeto de sistema de implante passa pela escolha da freqüência mais adequada para a interface de RF. Neste ponto, deve ser lembrado que não é qualquer freqüência que pode ser utilizada, pois um sistema de implante se enquadra dentro das aplicações *Industrial-Scientific-Medical* (e-CRF 2011a, 2011b), e assim deve restringir sua operação a uma das faixas ISM padronizadas¹. A Tabela 2.1 relaciona as principais faixas ISM, segundo o critério de adoção em âmbito mundial ou pela maioria dos países. Embora, existam outras faixas ISM, elas apresentam a desvantagem de um caráter regionalizado ou no âmbito de apenas alguns países.

Além da restrição às faixas ISM, o valor da freqüência utilizada apresenta o aspecto de determinar o princípio físico sob o qual opera a interface de RF do implante. A interface de RF

¹ Sistemas RFID também devem restringir sua operação a tais faixas ISM padronizadas.

Tabela 2.1 – Faixas ISM, relações de comprimento de onda, e limites de irradiação para dispositivos não licenciados e sem regulamentação de aplicação específica.

	Frequência Central da Faixa ISM (MHz)					
	13,56	40,68	433,92	915	2441,75	5800
Faixa (MHz)	13,553-13,567	40,66-40,70	433,05-434,29	902-928	2400-2483,5	5725-5825
λ (m)	22,12	7,37	0,69	0,3279	0,1224	0,0517
$\frac{\lambda}{2}$ (m)	11,06	3,69	0,346	0,1639	0,0612	0,0259
$\frac{\lambda}{10}$ (m)	2,212	0,737	0,069	0,033	0,012	0,005
r_{CP} (m)(⊗)	3,52	1,17	0,11	0,052	0,02	0,008
Limite de Irradiação(◇)(Δ)	10mV/m@30m	1mV/m@3m	10mW ERP	50mV/m@3m	50mV/m@3m	50mV/m@3m

(⊗) Distância limite da região de campos próximos a partir do elemento de interface, conforme apresentado na seção 2.5.1.

(◇) Todos valores de acordo com a regulamentação do FCC dos EUA (e-CRF, 2011a), exceto para 433,92 MHz que tem origem na regulamentação européia (ECC-CEPT, 2011). Todos os valores de acordo com a regulamentação brasileira, exceto 13,56 MHz cujo limite é 30μV/m@30m (Anatel, 2008). A sigla ERP corresponde a *Equivalent Radiated Power*, e é a potência irradiada considerando-se a diretividade da antena dipolo meia-onda.

(Δ) Colocando-se todos os valores desta linha em termos de mV/m@30m obtém-se 10, 0.1, 23, 5, 5, e 5, conforme a sequência de colunas.

pode operar de acordo com dois princípios físicos, o de onda eletromagnética e o de acoplamento indutivo². O que determina o tipo é a transferência de energia dentro das regiões de campos próximos ou de campos distantes em torno do irradiador de onda eletromagnética. A próxima seção define exatamente tais regiões.

² A rigor existe também a opção de acoplamento capacitivo. Contudo, para implantes essa opção não é adequada, pois exige elementos de interface de RF relativamente grandes. Ela também exige que o interrogador gere tensões de RF com centenas volts (Finkezzeller, 2003). Assim, o acoplamento capacitivo não é considerado útil para uso em implantes e dessa forma não será mais citado nesse documento.

2.5.1 Campos Próximos e Campos Distantes

O espaço em torno de um irradiador de onda eletromagnética divide-se em três regiões: i) campos próximos reativos, daqui por diante denominada simplesmente de campos próximos; ii) campos próximos radiantes, daqui por diante denominada região de Fresnel; iii) campos distantes (Balanis, 1997). A caracterização das regiões é de acordo com as configurações dos campos elétrico e magnético nas mesmas, sendo tais campos representados pelas letras E e H , respectivamente. Existem diferenças significativas entre as regiões, embora não ocorram mudanças abruptas nas configurações dos campos quando as fronteiras entre regiões são atravessadas.

Região de Campos Próximos

Essa região inicia-se no entorno imediato do irradiador e termina a certa distância r_{CP} , a qual é dada por

$$r_{CP} = 0,62 \sqrt{\frac{D_{\max}^3}{\lambda}} . \quad (2.1)$$

Em (2.1) D_{\max} é a maior dimensão do irradiador, e λ é o comprimento de onda do sinal aplicado ao mesmo. Nessa região não existem campos E e H em propagação no espaço. Assim, as linhas de força do campo H formam laços fechados em torno do componente condutor do irradiador, e as linhas de força do campo E iniciam e terminam nesse condutor. No caso particular do irradiador que é eletricamente pequeno, ou seja, tem D_{\max} menor do que um décimo de λ , não existe a região de Fresnel. Para esse caso r_{CP} consiste da distância correspondente à fronteira entre as regiões de campos próximos e campos distantes, podendo ser estimado por meio da expressão

$$r_{CP} = \frac{\lambda}{2\pi} . \quad (2.2)$$

Região de Campos Distantes

Define-se essa região como aquela onde a distribuição dos campos E e H em função do ângulo em torno do irradiador é essencialmente independente da distância até o irradiador. Nessa região existe propagação de onda eletromagnética, ao contrário da região de campos próximos, e tal onda é do tipo transversal, o que significa campos E e H formando ângulo de

90° entre si e localizados em um plano ortogonal à direção de propagação. Para irradiador com D_{\max} maior que λ é usual considerar a região de campos distantes como iniciando na distância dada por (2.3) e terminando no infinito.

$$r_{CD} = \frac{2D_{\max}^2}{\lambda} . \quad (2.3)$$

Região de Fresnel

É a região intermediária entre a de campos próximos e a de campos distantes, e, como indicado acima, ela pode ser desprezível se o irradiador for eletricamente pequeno. Nessa região predomina a propagação de onda eletromagnética. Porém, ao contrário da região de campos distantes, na região de Fresnel a distribuição dos campos E e H em função do ângulo em torno do irradiador é dependente da distância até o irradiador. Além disso, a projeção de campo E , ou H , na direção da radial de propagação pode ser significativa, o que não ocorre na região de campos distantes, onde tal projeção é nula.

Daqui por diante não será considerada a existência da região de Fresnel. Assim, conforme o que foi exposto acima temos que a operação da interface de RF sob o princípio de acoplamento indutivo implica que a distância entre os elementos de interface de RF do interrogador e do implante deverá ser menor que o valor r_{CP} da expressão (2.2). Em consonância com tal conclusão, temos que distâncias maiores que o valor r_{CP} dado por (2.2) implicam em operação sob o princípio de onda eletromagnética. A penúltima linha da Tabela 2.1 apresenta os valores de r_{CP} para as frequências ISM relacionadas na mesma.

2.5.2 Absorção dos campos de RF pelos Tecidos Biológicos

Para a escolha da frequência de um sistema de implante um aspecto a ser considerado é aquele dos efeitos que os campos eletromagnéticos de RF ocasionam sobre os tecidos biológicos, pois tais efeitos variam conforme a frequência. Em particular para sistemas de monitoramento de animais o mínimo efeito sobre o tecido é fundamental, pois o objetivo típico destes sistemas é a obtenção de medidas em pesquisas biomédicas envolvendo drogas, alterações do ambiente, alterações genéticas, terapias com radiação, etc. Assim, se não for tomado o devido cuidado, efeitos sobre o organismo a partir dos sinais de RF do sistema de

medição podem alterar os parâmetros medidos para o propósito da pesquisa que está sendo realizada.

Existem basicamente dois tipos de efeito dos campos de RF sobre os tecidos (Vecchia, 2007). O primeiro efeito corresponde à estimulação de tecidos excitáveis, tais como músculos e nervos. Esse efeito tem origem em campos elétricos e magnéticos variáveis no tempo com até 10 MHz, pois acima dessa faixa o efeito é praticamente desprezível. Na faixa indicada ocorre a indução de correntes e de campos elétricos no tecido biológico, o que leva a estimulação indicada. O segundo efeito corresponde ao aquecimento dos tecidos. Tal efeito é originado pela dissipação da energia dos campos E e H pelo tecido, sendo denominado efeito de absorção. O efeito de absorção torna-se significativo para frequências acima de 100 kHz. Na faixa de 100 kHz até 10 MHz, os efeitos de estimulação e de absorção coexistem. À medida que a frequência varia desde 100 kHz até 10 MHz, a importância relativa do efeito de estimulação diminui, enquanto o efeito de absorção aumenta (ICNIRP, 1998). Assim, usando a restrição de que o sistema de implante deve operar em uma das faixas ISM padronizados em nível mundial, tal como apresentado na Tabela 2.1, somente o efeito de absorção é considerado no restante desta seção.

Para quantificar o efeito de absorção da energia dos campos elétricos e magnéticos em um meio constituído por tecidos biológicos é utilizada a SAR - *specific energy absorption rate*. A SAR é medida em Watt por quilograma, e expressa a taxa temporal de deposição de energia dos campos de RF por unidade de massa. Nas recomendações quanto à dosimetria na exposição de seres humanos a campos de RF (ICNIRP, 1998) são consideradas duas formas para a SAR.

A primeira forma é a SAR *de ressonância de corpo inteiro*, a qual ocorre para o campo elétrico orientado exatamente no sentido da maior dimensão do corpo do ser vivo. Nessa condição a máxima absorção ocorre conforme uma relação específica dessa dimensão com o comprimento de onda da radiação. Para esse caso temos a expressão (Gandhi, 1982)

$$\lambda_{Ress} \cong 2,5h \quad , \quad (2.4)$$

onde λ_{Ress} é o comprimento de onda de máxima absorção e h é a máxima dimensão do corpo. Para um ser humano adulto com h igual 1,75 m, tem-se λ_{Ress} igual a 4,375 m, o que corresponde a uma frequência de máxima absorção, f_{Ress} , de aproximadamente 68,6 MHz; para recém-nascido com altura de 50 cm, resulta f_{Ress} igual a 240 MHz. Para o rato Sprague Dawley adulto com h igual a 19 cm tem-se λ_{Ress} igual a 0,475 m, ou seja, f_{Ress} de aproximadamente 630

MHz; para camundongo adulto com oito cm, resulta f_{Ress} igual a 1,5 GHz. Na elaboração da regulamentação relativa à exposição de seres humanos à onda eletromagnética, o fenômeno de absorção de ressonância de corpo inteiro, representado por (2.4), fez com que a faixa de 30 a 300 MHz fosse definida como a de mais baixa tolerância à radiação, com um limite máximo de 1 mW/cm^2 . O valor de radiação incidente de 1 mW/cm^2 na faixa indicada pode resultar em uma SAR de $0,4 \text{ W/kg}$, a qual foi estabelecida como o limite máximo para o ser humano.

Embora o fenômeno de absorção de ressonância de corpo inteiro seja útil para expressar de forma global a absorção de energia no corpo, sob várias circunstâncias existe a formação de *pontos quentes* no tecido biológico, e em tais pontos quentes a SAR pode atingir valores uma ordem de magnitude, ou mais, acima do valor da SAR relativa à absorção de ressonância de corpo inteiro. Essa é a segunda forma de caracterização da SAR, ou seja, o efeito de absorção da onda eletromagnética sobre o tecido biológico de forma localizada. Resultados na literatura (Christ, 2006a, 2006b) demonstram que a partir de 236 MHz a SAR localizada aumenta com a frequência, conforme mostrado na Figura 2.7. Assim, segundo estes resultados as frequências mais baixas deveriam ser mais adequadas em um sistema projetado para o monitoramento de grandezas fisiológicas em pequenos animais de laboratório. Porém, deve ser ressaltado que o

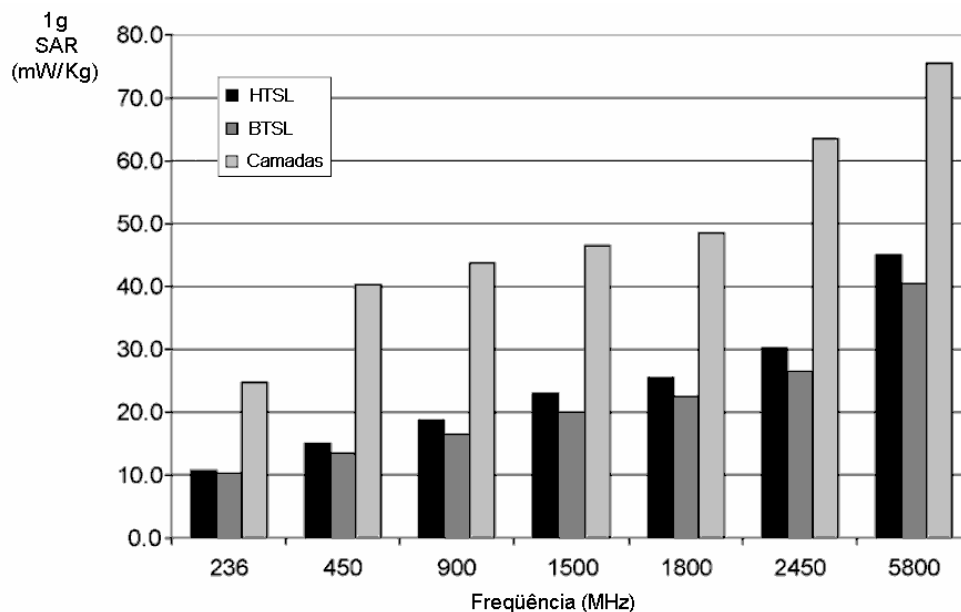


Figura 2.7 - SAR, conforme média espacial para 1 grama de tecido, para incidência perpendicular de 1 W/m^2 sobre HTSL, BTSL e Camadas. HTSL é meia distância em líquido simulador de tecido da cabeça (Christ, 2006a). BTSL é líquido simulador de tecido corporal. Camadas é o modelo de tecido em camadas apresentado em Christ (2006b). Para Camadas em cada frequência é apresentada o resultado de espessuras e tipos de camadas que resultou na maior absorção. Figura adaptada de (Christ, 2006a)

aumento da absorção com a frequência não é muito acelerado, tendo em vista a grande variação de frequência. Por exemplo, na Figura 2.7 verifica-se que desde a frequência de 236 MHz até a de 5800 MHz, a variação da SAR foi de 25 mW/kg para 75 mW/kg, ou seja, uma variação de 3 vezes frente a uma variação na frequência de 25 vezes.

2.5.3 Conclusão quanto às Frequências para Operação de um Sistema de Implante

A partir do que foi apresentado na seção anterior, pode-se afirmar que dentro do critério da menor absorção dos campos de RF pelos tecidos biológicos, para um sistema de implante frequências mais baixas são mais adequadas. Também dentro do contexto de escolha de frequências para um sistema implante, Valdastrì *et al.* (2004) afirma “..., é, portanto, possível concluir que uma frequência conveniente para o sinal transmitido, de modo a evitar atenuação de energia nos tecidos humanos, varia aproximadamente entre 1 MHz e 1 GHz”. Assim, para as faixas ISM da Tabela 2.1, da esquerda para a direita temos faixas cada vez menos adequadas sob o aspecto da absorção pelos tecidos biológicos. Além disso, de acordo com a absorção de ressonância de corpo inteiro expressa por (2.4), pode-se afirmar que para o rato Sprague Dawley deveria ser evitada a faixa de frequências desde 500 MHz até 840 MHz; a faixa indicada baseia-se em uma margem de $\pm 25\%$ quanto à dimensão para esse animal. Também de acordo com (2.4), para o ser humano a faixa a ser evitada deveria ser aquela de 30 a 300 MHz, a qual corresponde a de mais baixa tolerância à radiação eletromagnética (ICNIRP, 1998).

CAPÍTULO 3

INTERFACE DE RF PASSIVA

Este capítulo trata da interface de RF passiva, com enfoque em sua aplicação para a realização da energização e comunicação de um dispositivo implantável. Inicialmente é apresentada a tipificação das interfaces passivas, ou seja, onda eletromagnética e acoplamento indutivo. A seguir, discute-se a possibilidade de aplicação em implantes da interface baseada em onda eletromagnética. Inicia-se então a apresentação da interface passiva do tipo acoplamento indutivo. É discutido o conceito de transformador sem núcleo ferromagnético como uma representação do acoplamento indutivo da forma como ele ocorre em implantes e sistemas RFID. Segue-se a descrição de várias técnicas empregadas para realizar as comunicações em ambos os sentidos da interface, sendo para isso utilizados exemplos originários de sistemas de identificação do padrão ISO 14443-B. Na seção seguinte são apresentadas as possibilidades para a efetiva construção de uma interface de RF passiva. São discutidos alguns dispositivos comerciais desse tipo, e finalmente é apresentado o dispositivo escolhido para a construção do protótipo que é tratado no Capítulo 7. A penúltima seção discute os benefícios que poderão ser obtidos com o desenvolvimento de uma nova classe de implantes telemididores, onde a bateria é substituída pelo acoplamento indutivo. A última seção traz uma delimitação exata dos objetivos desta Tese, uma vez que ao fim deste capítulo estarão concluídas as bases para uma melhor compreensão desses objetivos.

3.1 Tipos de Interface de RF Passiva

Considerando-se a recepção, uma interface de RF passiva é aquela que é capaz de entregar aos demais blocos do receptor o sinal de informação recuperado a partir do sinal modulado recebido, dependendo para isso da obtenção de energia apenas do próprio sinal que chega ao dispositivo de interface. Mas, para ser totalmente passiva a interface de RF de um implante, ou transponder RFID, deve executar também a comunicação no sentido oposto sem apresentar consumo de energia de outra fonte que não o próprio sinal de RF originado no subsistema externo. Dadas as restrições das regulamentações internacionais quanto a níveis de potência em irradiações para faixas ISM, e o consumo de energia típico dos transponders RFID, o alcance em sistemas RFID com interface de RF passiva atinge no máximo alguns metros.

Quando é mais conveniente implementar a interface de RF exclusivamente por meio de campos próximos, basicamente está se estabelecendo um circuito de acoplamento indutivo entre as duas partes que devem se comunicar. Isso conduz ao uso de um elemento de interface de RF que é eletricamente pequeno. Dado que para uso exclusivo de campos próximos não está ocorrendo envio de energia na forma de onda eletromagnética, não será usado o termo *antena* para esse caso, sendo usado em seu lugar o termo *indutor de acoplamento*. Essa designação é coerente com o fato da transferência de energia ocorrer por meio de acoplamento indutivo. Quando é mais conveniente implementar a interface de RF exclusivamente através de campos distantes, uma das possibilidades é utilizar como elemento de interface de RF uma antena dipolo, sendo muito comum o uso do dipolo de meia-onda. A antena dipolo de meia-onda é eficiente na captação e irradiação de onda eletromagnética, e daí pode permitir um alcance relativamente grande para a interface de RF passiva. A Figura 3.1 apresenta exemplos de elementos de interface de RF que são típicos de sistemas RFID.

3.2 Interface Passiva Utilizando Onda Eletromagnética

A interface de RF passiva operada por onda eletromagnética vem sendo utilizada há vários anos em sistemas de identificação operados na faixa UHF - *ultra-high frequency*. Por outro lado, a possibilidade de comunicação e energização remota de um sistema de implante por meio de onda eletromagnética, apresenta algumas particularidades em relação aos sistemas RFID, as quais serão discutidas a seguir.

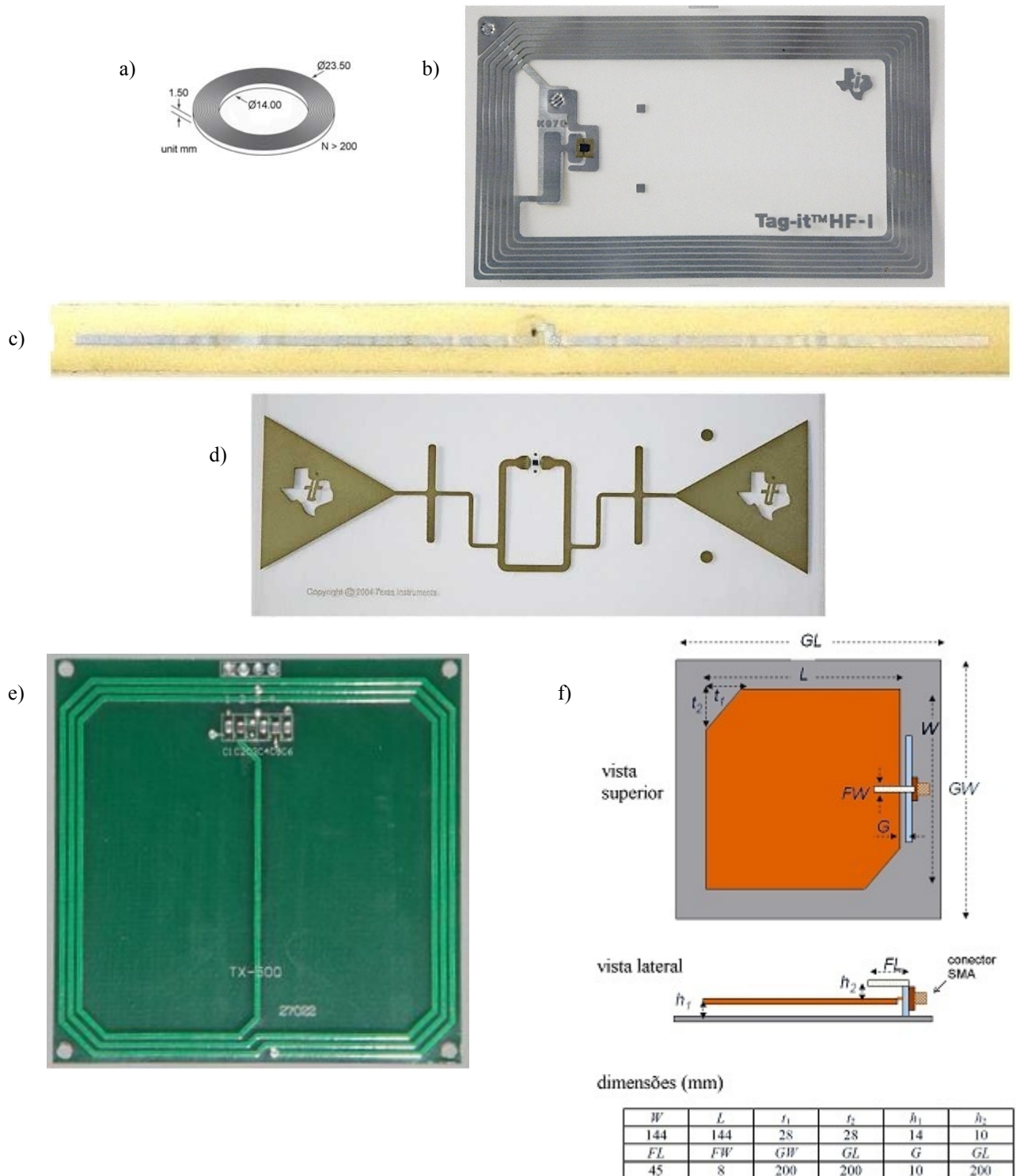


Figura 3.1 – Elementos de interface de RF para sistemas RFID. a) Indutor tipo solenóide para transponder LF (134,2 kHz). Esse tipo é empregado na construção de dispositivos externos para identificação de animais na pecuária. b) Indutor espiral para transponder HF (13,56 MHz). O indutor tem 76×45 mm, e é construído em substrato plástico (Texas, 2010). Para esse tipo as aplicações mais comuns são cartões de acesso, bancários, e de bilhetagem eletrônica. c) Antena dipolo de meia-onda para transponder UHF (915 MHz). d) Antena dipolo-patch para transponder UHF (915 MHz). As dimensões do substrato são 95×38 mm (Texas, 2006). e) Indutor espiral para interrogador HF (13,56 MHz). As dimensões da placa de circuito impresso são 70×70 mm. f) Antena patch para interrogador UHF de 915 MHz (Lin, 2009). Os tipos “c” e “d” normalmente são apresentados na forma de etiqueta adesiva para fixação em encomendas postais, bagagens, e artigos em cadeias de comercialização. Com exceção de “f”, todos os elementos de interface mostrados são planares.

Um aspecto é o da dimensão da antena do transponder. Um implante sempre exige dimensões reduzidas. Enquanto isso para sistemas RFID a tolerância é maior, embora dimensões reduzidas também sejam de interesse. Considerando a antena dipolo de meia-onda para as faixas ISM da Tabela 2.1, a dimensão varia desde 11 m até 2,6 cm, onde esse refere-se 5800 MHz e aquele a 13,56 MHz. Claramente, as faixas de 433, 40 e 13,56 MHz correspondem a antena com dimensão muito grande, inviabilizando sua utilização em implante. Restam então as frequências mais altas. Porém, conforme tratado na seção 2.5, as frequências de 2,44 e 5,8 GHz deveriam ser evitadas devido ao maior grau de absorção que apresentam no tecido biológico. No caso da frequência 915 MHz, para uma efetiva viabilidade do implante pode-se conjecturar sobre a possibilidade de utilizar antena com dimensão mais reduzida que o dipolo meia-onda. Isso eventualmente recairá no caso das antenas eletricamente pequenas. A principal restrição quanto a esse tipo de antena é que ele exige circuitos de casamento de impedância com um nível muito baixo de tolerância nos componentes, caso contrário o rendimento da interface de RF pode ser bastante comprometido. Isso é difícil de fazer devido à complexidade para medir, ou estimar, com muita exatidão os parâmetros de uma antena eletricamente pequena, especialmente em antecipação as condições que ocorrerão quando a mesma estiver implantada.

Outro aspecto é que a potência necessária à operação de implantes é muito maior do que aquela de sistemas de identificação. Sistemas RFID, com operação por onda eletromagnética, apresentam em seus terminais de RF consumo de potência no máximo da ordem de dezenas de μW (Rao, 1999)(Karthaus, 2003)(Pillai, 2007). Enquanto isso, os tipos de implantes cuja aplicação pode admitir a energização por meio de interface passiva têm normalmente um nível de potência muito mais alto. O implante coclear tem um consumo típico de 5 mW (Leigh, 2011) e constitui uma referência importante quando se trata do uso da interface passiva em implantes.

De acordo com os dois aspectos indicados acima, ou seja, potência e dimensões da antena, temos que o emprego da interface passiva baseada em eletromagnética não tem ocorrido em sistemas de implante. No momento da elaboração deste documento, a revisão bibliográfica quanto a sistemas de RF para implantes mostrou a ausência de trabalhos, de origem acadêmica ou comercial, tratando da interface passiva por meio de onda eletromagnética. Assim, essa possibilidade não será mais considerada nesta Tese.

3.3 Interface Passiva Utilizando Acoplamento Indutivo

Esta seção trata da interface de RF passiva baseada em acoplamento indutivo, ou seja campos próximos. Ela é desenvolvida em torno dos sistemas RFID, mas as particularidades relativas a sistemas de implantes serão apontadas quando necessário. Dado que a interface passiva operada por acoplamento indutivo é um aspecto central desta Tese, essa seção inicia o tratamento do assunto. Em seções posteriores deste capítulo serão feitas outras análises com foco na questão particular de implantes, o que permitirá a delimitação exata do escopo da pesquisa desta Tese.

Inicialmente deve ser lembrado que a qualificação *passiva* para a interface de RF implica que a energia para sua alimentação e para as comunicações nos dois sentidos tem origem no campo do interrogador.

O conceito básico para os sistemas de interface de RF passiva por acoplamento indutivo é aquele do transformador. Para o enfoque de circuitos elétricos um transformador sem núcleo ferromagnético pode ser modelado conforme a Figura 3.2 (Durney, 1985). L , M , e R , são parâmetros concentrados usados para facilitar a análise e projeto de circuitos envolvendo componentes com armazenamento de energia via campo magnético. L_1 e L_2 representam as auto-indutâncias das bobinas de primário e secundário, respectivamente. M corresponde a indutância mútua entre as bobinas. R_1 e R_2 representam as perdas ôhmicas nas bobinas de primário e secundário, respectivamente. Esse conceito de transformador também pode ser visto nas Figuras 3.4 e 3.6. Como mostrado, trata-se de uma configuração de sistema operada exclusivamente por meio de campos magnéticos, ou seja, campos próximos. Uma implicação disso é que, conforme a fronteira entre campos próximos e distantes dada por (2.2), a distância máxima entre os elementos de interface é menor do que no caso dos sistemas operados por campos distantes discutidos na seção anterior. Assim, considerando operação exclusiva dentro da região campos próximos, verifica-se que não devem ser utilizadas na interface as faixas ISM acima de 433 MHz. Tal afirmação justifica-se com base na linha r_{CP} da Tabela 2.1, pois para a faixa ISM de 900 MHz, e aquelas mais altas, o alcance de comunicação será limitado demais, mesmo em consideração aos alcances reduzidos que os sistemas de implante e RFID tipicamente aceitam.

De modo a caracterizar o nível de acoplamento entre o primário e o secundário na Figura 3.2 é utilizado o coeficiente de acoplamento, o qual é definido¹ como a proporção do fluxo magnético produzido pela bobina 1, que enlaça a bobina 2, ou seja,

$$k = \frac{\phi_{2,1}}{\phi_1} . \quad (3.1)$$

k pode variar entre 0 e 1, onde o máximo 1 significa que todo fluxo gerado pela bobina 1 é enlaçado pela bobina 2.

Pode-se mostrar que de acordo com definição acima, k relaciona-se com os parâmetros de circuito L e M por meio da expressão (Young, 2006)

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} . \quad (3.2)$$

No caso de transformadores para distribuição de energia, fontes de alimentação, e áudio, há um núcleo ferromagnético, o qual orienta e confina a maioria das linhas de força do campo magnético, resultando em um valor elevado para o coeficiente de acoplamento, ou seja, k próximo de um (1). Enquanto isso, geralmente o acoplamento indutivo para a interface de RF em sistemas de implante e RFID não tem núcleo. Outra diferença é que nesses sistemas existe uma separação de vários milímetros entre os indutores, o que não ocorre nos transformadores indicados acima. O resultado dessas diferenças é um coeficiente de acoplamento reduzido, com k sendo tipicamente menor que 0,5. Em adição, diferentemente dos transformadores com núcleo, nesses sistemas não existe um posicionamento fixo entre os indutores, embora possa existir uma distância de separação típica. Assim, além de ser baixo o valor do coeficiente de

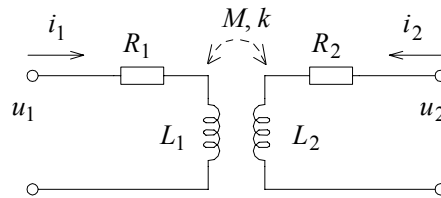


Figura 3.2 – Modelo para o transformador sem núcleo ferromagnético.

¹ Em termos do lado secundário essa definição será “a proporção do fluxo magnético que enlaça a bobina 1, mas é produzida pela corrente na bobina 2”. O valor de coeficiente de acoplamento será igual a partir de qualquer um dos pontos de vista.

acoplamento, o mesmo pode variar significativamente em função do posicionamento relativo entre os indutores do interrogador e do transponder.

Em um sistema de implante, ou RFID, é importante obter-se a maximização do coeficiente de acoplamento. Conforme será visto no Capítulo 6, um maior valor para k possibilita maior transferência de energia entre o primário e o secundário, maior eficiência nessa transmissão, e maior largura de faixa nas comunicações. Porém, para as condições típicas de sistemas de implante é bastante complexo determinar os parâmetros geométricos para os indutores de modo a obter a maximização do k .

3.3.1. Comunicação no Sentido Interrogador para Transponder

Para as comunicações no sentido interrogador para transponder os sistemas baseados em acoplamento indutivo normalmente empregam a técnica de modulação em amplitude. Sendo mais exato, essa modulação é digital e do tipo ASK - *Amplitude Shift Keying*, dado que nas aplicações mais recentes as informações são transmitidas quase sempre em formato digital. Além disso, nessa comunicação pode ser empregada uma forma de codificação dos bits diferente da NRZ - *Non-Return to Zero*, a qual é a mais óbvia. A Figura 3.3 apresenta exemplos de formatos de comunicação utilizados em sistemas RFID (ISO 14443-2, 2001).

3.3.2. Comunicação no Sentido Transponder para Interrogador

Considerando o caso dos sistemas RFID, para o sentido de comunicação transponder para interrogador são encontradas nos sistemas comerciais duas técnicas, a de modulação de carga e a de transmissão alternada.

Transmissão Alternada

A Figura 3.4 apresenta o diagrama de blocos para esse tipo de sistema. Nesse tipo as trocas de dados entre o interrogador e o transponder consistem de duas fases de operação (Schuermann, 1991)(Schuermann, 1993). Na primeira fase o transponder recebe energia do interrogador a partir do sinal de RF. Ao mesmo tempo, o interrogador eventualmente poderá modular esse sinal de RF de modo a enviar dados, os quais irão constituir o comando que ele

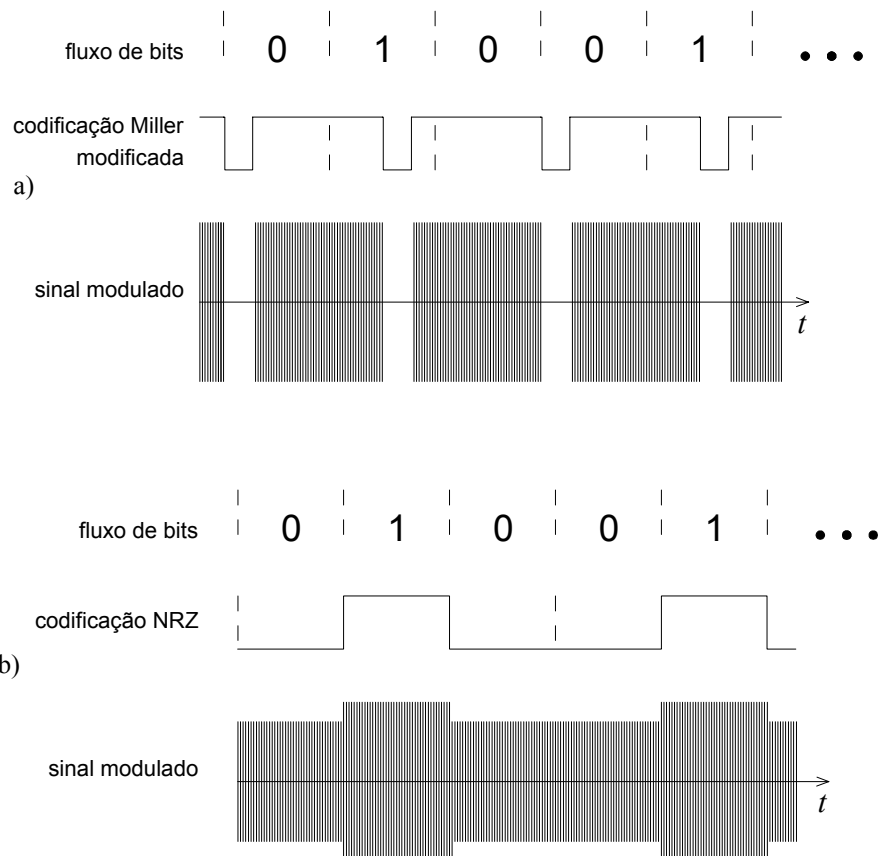


Figura 3.3 – Formatos para a comunicação no sentido interrogador para transponder em dois padrões HF RFID com frequência portadora de 13,56 MHz. a) Padrão ISO 14443-A. Nesse padrão o índice de modulação é 100 %. b) Padrão ISO 14443-B. Nesse padrão o índice de modulação é aproximadamente 11 %. Nos dois casos a taxa de dados é 106 kbps.

solicita que o transponder execute. Durante essa primeira fase o transponder armazena em um capacitor de *backup* a energia obtida do sinal de RF que ele retifica e regula para obter tensão contínua. Se o projeto do transponder incluir o recebimento de diferentes comandos, nessa primeira fase parte da energia recebida também será utilizada para alimentação dos circuitos internos que realizam a decodificação do comando recebido. Após a primeira fase de carregamento do capacitor, o interrogador interrompe a transmissão de RF. Nessa segunda fase, uma fase de silêncio do interrogador, o transponder envia a informação digital solicitada pelo interrogador através de um sinal ASK ou FSK - *Frequency Shift Keying*. Nessa fase todos os circuitos necessários à comunicação realizada pelo transponder são alimentados pela energia armazenada no capacitor durante a primeira fase.

A Figura 3.5 apresenta o diagrama de blocos de um circuito integrado para transponder que utiliza a técnica descrita acima (Kaiser, 1995). Em particular, conforme o bloco de modulação mostrado, o circuito integrado da Figura utiliza a técnica FSK para enviar para o interrogador os dados de identificação. Os circuitos integrados para transmissão alternada em geral operam com campos de baixa frequência, sendo 135 kHz a frequência típica.

A rigor, um transponder de transmissão alternada não implementa uma interface de RF passiva, visto que para transmitir dados para o interrogador ele utiliza um oscilador/modulador de transmissão, o qual é alimentado com a energia armazenada no capacitor. Porém, é válido denominar como *pseudopassiva* tal interface, sob o ponto de vista de que ela prescinde de uma fonte de energia no lado do transponder, baseando sua operação apenas na energia originária do interrogador. Conforme descrita acima, a técnica de acoplamento indutivo com transmissão alternada somente permite comunicações em modo *half-duplex*.

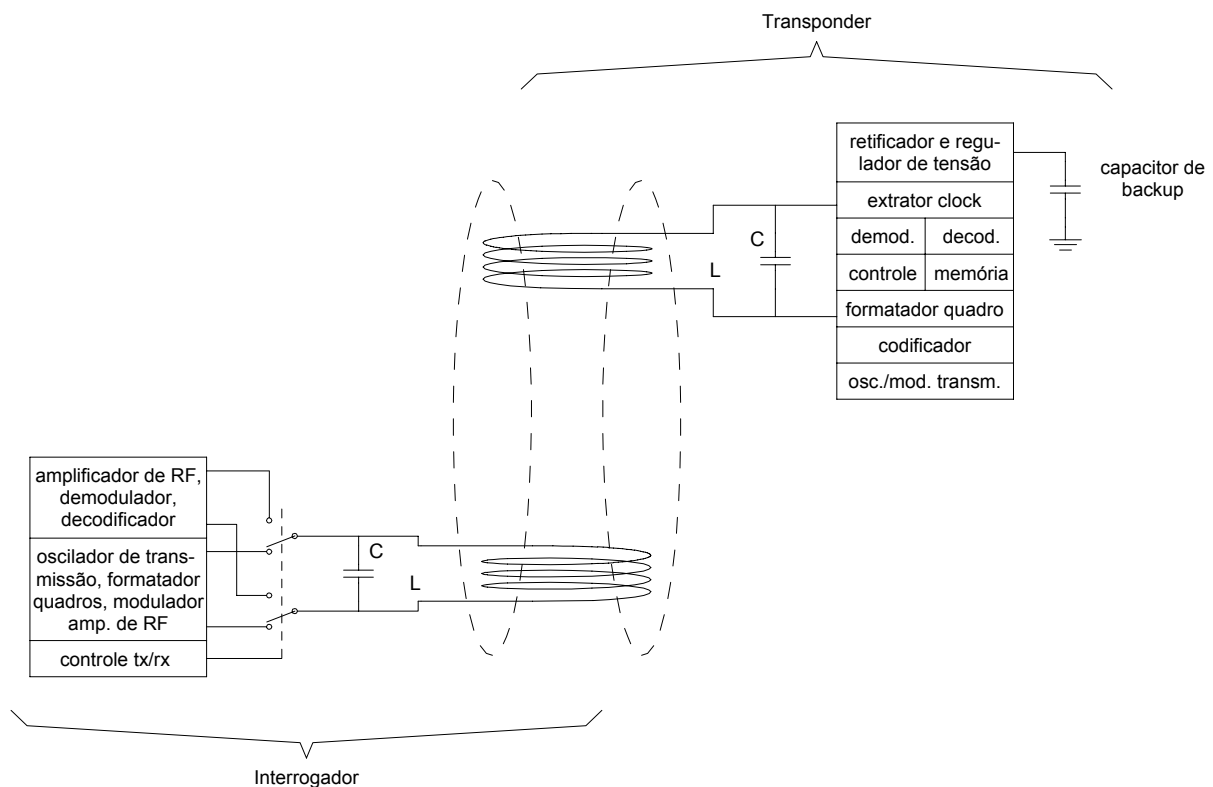


Figura 3.4 – Implementação da interface de RF passiva por meio de transmissão alternada.

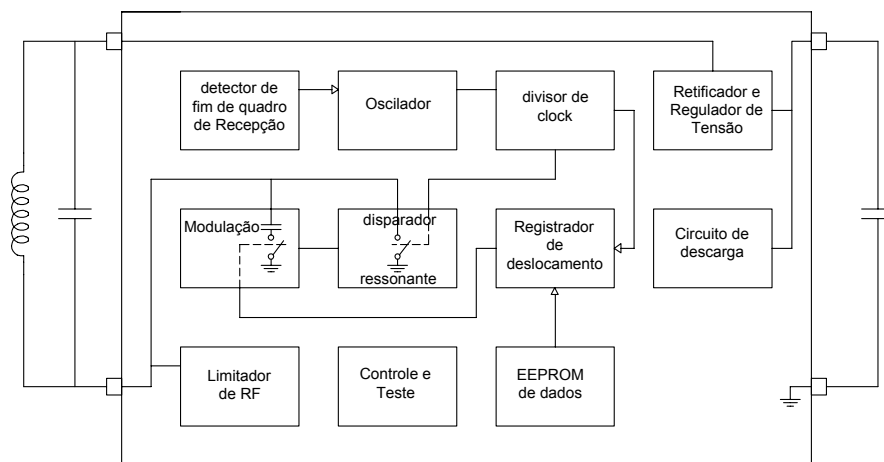


Figura 3.5 – Diagrama de blocos de um transponder para acoplamento indutivo com transmissão alternada. Adaptado de (Kaiser, 1995).

Modulação de Carga

Esse tipo é descrito a partir da Figura 3.6. Para enviar dados o transponder realiza a chamada modulação de carga, utilizando para isso uma chave e resistência paralelas ao circuito LC. Conforme a resistência é conectada ou não, por meio do acoplamento indutivo a carga imposta ao circuito LC do interrogador é variada. Dessa forma a informação pode ser enviada no sentido do interrogador sem que o transponder utilize oscilador, ou qualquer estágio de RF ativo. Na prática, a resistência e a chave da Figura correspondem a um MOSFET onde o terminal de porta é comandado pelo sinal do bloco codificador. Quando a resistência é inserida no circuito aumenta o efeito de carga sobre o circuito de acoplamento no interrogador. Isso pode ser detectado no interrogador, pois corresponde a uma redução da tensão desenvolvida nos terminais do circuito LC. Ou seja, a variação do efeito de carga corresponde à transmissão de informação através de modulação em amplitude, ou mais especificamente ASK, pois a resistência de carga é variada de forma discreta, de acordo com os bits da informação digital que deve ser transmitida.

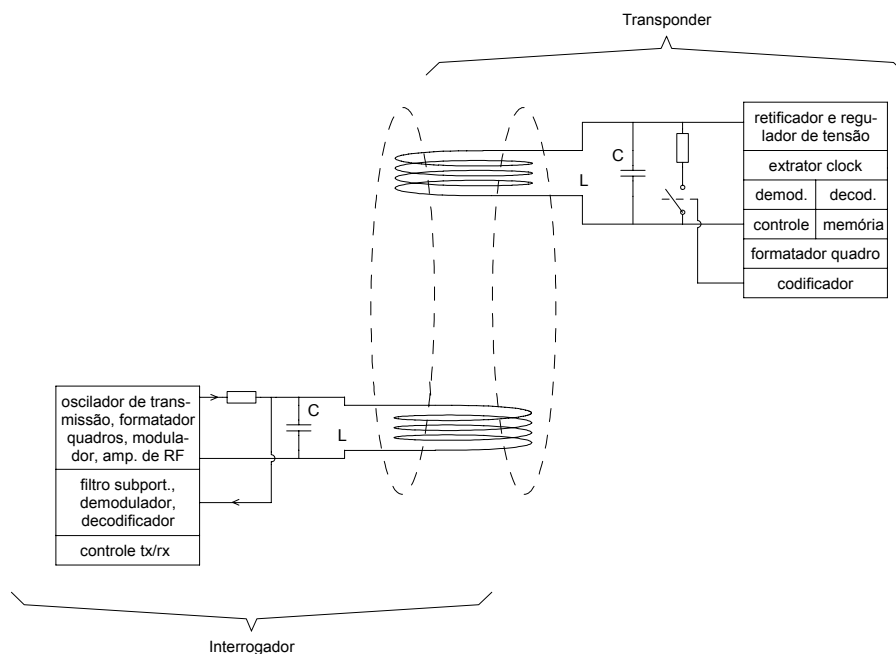


Figura 3.6 – Implementação da interface de RF passiva por meio de modulação de carga

Em geral, nos sistemas que usam modulação de carga é utilizada uma subportadora digital. Esse é o caso do padrão RFID ISO14443-B (ISO 14443-2, 2001). Nesse padrão a taxa de dados nos dois sentidos é 106 kbps e a subportadora digital tem valor de 847,5 kHz, que é o valor da portadora de 13,56 MHz dividido por 16. Conforme o bit transmitido essa portadora é chaveada entre duas fases, ou seja, uma técnica BPSK - *Binary Phase Shift Keying*. O bit 0 corresponde a subportadora defasada por 180°, enquanto o bit 1 corresponde a subportadora original, ou seja, defasagem de 0°. A Figura 3.7 ilustra esse aspecto. Para esse padrão, o formato da comunicação no sentido interrogador para transponder foi apresentado anteriormente na Figura 3.3.b.

Na Figura 3.8 é apresentado o diagrama de blocos para um circuito integrado RFID que realiza comunicações por modulação de carga, o AT88RF020 (ATMEL, 2006). O bloco modulador de carga localiza-se em paralelo com o circuito LC onde é desenvolvida a tensão de RF originária do campo magnético do interrogador. Essa tensão de RF é retificada e regulada de modo a alimentar os circuitos internos do CI - circuito integrado. Os circuitos internos incluem uma EEPROM, o que permite que códigos de identificação ou outros tipos de informação possam ser armazenados. O AT88RF020 segue as especificações do padrão ISO 14443-B, que foi usado como exemplo em várias partes desta seção.

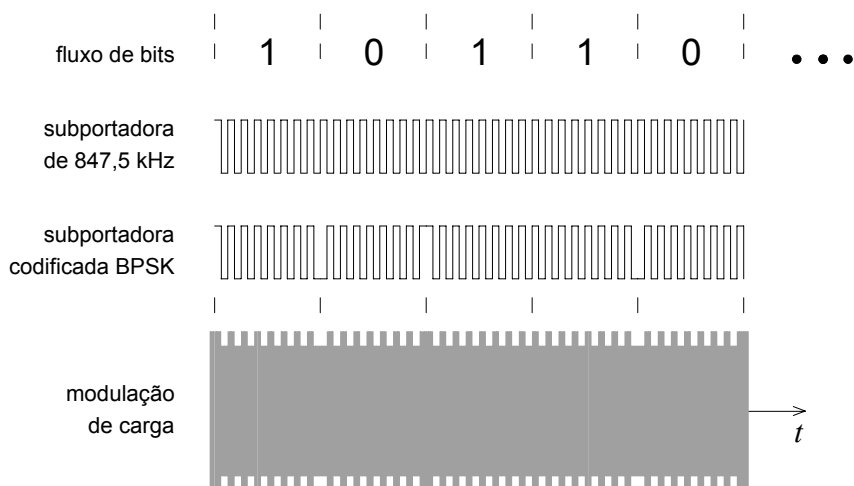


Figura 3.7 - Formato para a comunicação no sentido transponder para interrogador do padrão ISO 14443-B. O índice de modulação apresentado é 10 % .

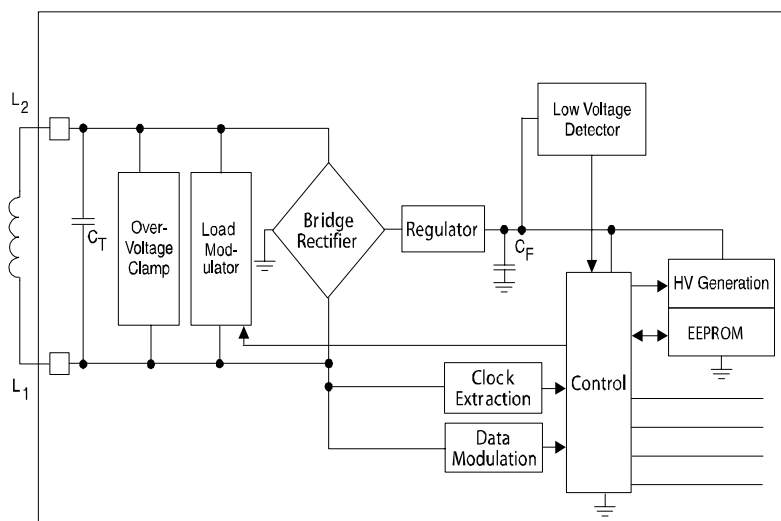


Figura 3.8 - Diagrama do blocos do AT88RF020 (Atmel, 2006).

3.4 Realização Prática da Interface de RF Passiva.

A interface de RF pelo lado do implante tem que ser construída de modo a obter dimensões da ordem de mm. Na realidade, a técnica de montagem e todos os componentes do implante devem ser escolhidos no sentido de obter dimensões reduzidas. Segundo esse propósito de miniaturização, o ideal seria o desenvolvimento de um circuito integrado específico para o lado do implante na Figura 2.1. Contudo, dentro dos recursos disponíveis para

a realização da presente pesquisa não se incluíam aqueles relativos ao desenvolvimento de microeletrônica. Além disso, esse desenvolvimento de microeletrônica não era fundamental para o caráter que se pretendia para a pesquisa. Assim, na parte de implementação desde o início a decisão foi realizar um projeto com base em componentes discretos e circuitos integrados de propósito geral, ou específico, disponíveis no mercado. Por outro lado, a construção de toda interface de RF com componentes discretos também não é adequada, tanto pelo esforço necessário quanto por afastar demais o resultado obtido de uma possível implementação real. Assim, foi escolhida a alternativa de usar um circuito integrado RFID comercial que além de sua função básica de identificação através da EEPROM interna, também disponibilizasse conexões para comunicação e energização de dispositivos externos.

Para acoplamento indutivo foram encontrados cinco dispositivos comerciais com essas características: MLX90129 (Melexis, 2009), U3280M (Atmel, 2005), AT88RF001 (Atmel, 2002a), MCRF355 (Microchip, 2002) e MCRF202 (Microchip, 2003). Os dispositivos da Microchip foram desconsiderados logo de início, pois provém interface apenas no sentido *uplink*, ou seja, não permitem que o transponder receba comandos do interrogador. Algumas vantagens do AT88RF001 sobre U3280M fizeram com que ele fosse o escolhido. Essas vantagens incluem operação em frequência ISM mais alta e emprego de uma interface de RF padronizada para a qual existem CIs interrogadores no mercado. Além disso, o AT88RF001 consiste em uma solução completa quanto a interface de RF, enquanto o U3280M exige que um microcontrolador controle diretamente as ações de modulação e demodulação na interface. Com características bastante similares ao AT88RF001 atualmente existe a opção do MLX90129. Porém, quando do início do trabalho o MLX90129 não estava disponível.

O AT88RF001 segue em sua quase totalidade o padrão ISO 14443-B, o qual foi usado como exemplo ao longo da seção 3.3. A Figura 3.9 apresenta o diagrama de blocos do AT88RF001 e a Tabela 3.1 algumas de suas principais características. Ele implementa a função básica de identificação, mas inclui também algumas funções opcionais de segurança quanto ao acesso a sua memória. Para o propósito deste trabalho, o mais importante é que ele disponibiliza comandos e terminais para a comunicação digital com dispositivos externos e também para a energização dos mesmos.

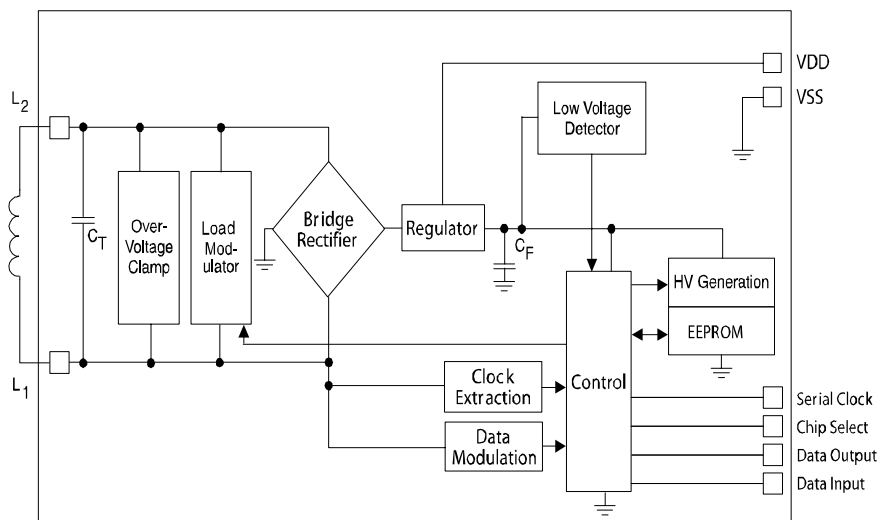


Figura 3.9 - Diagrama de blocos do AT88RF001 (Atmel, 2002a).

Tabela 3.1 - Principais características do CI de interface de RF passiva AT88RF001.

Interface de RF	Padrão RFID ISO 14443, parte 2, B
EEPROM Interna	320 bits divididos em 10 páginas de 32 bits
Principais comandos	<ul style="list-style-type: none"> • Leitura página de memória interna • Escrita página de memória interna • Escrita página de configuração • Escrita página de senha • Escrita de byte ou página nos pinos da interface externa. • Leitura de byte ou página nos pinos da interface externa • Parada total
Tipos de interface por fios	<ul style="list-style-type: none"> • Protocolo programável pelo usuário • SPI - <i>Serial Peripheral Interface</i> • I2C - <i>Inter-IC Communication bus</i> (Philips, 2000)
Checamagem de erro nos quadros da interface de RF	CRC - <i>cyclic redundancy check</i> - de 16 bits, conforme o padrão ISO 13239
Tensão contínua regulada nos pinos de alimentação de dispositivo externo, V_{DD} e V_{SS}	2,45 V
Potência disponível nos pinos de alimentação de dispositivo externo, V_{DD} e V_{SS} , com o CI no estado de parada total.	5 mW

3.5 Acoplamento Indutivo Aplicado a Sistemas de Implante

Ao contrário da onda eletromagnética discutida na seção 3.2, a técnica de acoplamento indutivo já vem sendo empregada há algumas décadas em implantes para seres humanos. Atualmente, exemplos importantes dessa aplicação são o dispositivo de assistência ao ventrículo esquerdo, ou LVAD - *Left Ventricular Assist Device* (Yamamoto, 2007), e o implante coclear. Além disso, em vários outros tipos de implantes alimentados por bateria o acoplamento indutivo está presente para prover a função de comunicação com o subsistema externo. Em contraste, para medições em animais de laboratório, ou seja, telemedidores, não tem ocorrido o emprego de acoplamento indutivo.

Para animais geralmente utiliza-se bateria primária no implante, e a comunicação ocorre por meio de interface de RF ativa. Um implante para pequeno roedor precisa de extrema miniaturização, o que leva a uma bateria de dimensões reduzidas, ou seja, energia acumulada muito limitada. A associação da reduzida capacidade da bateria com uma interface de RF ativa, faz com que os implantes para pequenos roedores tenham tempos de vida muito curtos, inviabilizando pesquisas que possam envolver medições no animal ao longo de períodos superiores a um ano. Dessa forma, o oferecimento de uma nova classe de telemedidores, com tempo de vida estendido, pode ser um fator para habilitar novos tipos de pesquisa biomédica com pequenos animais. Tal extensão do tempo de vida poderá ser baseada em acoplamento indutivo, ou em outras formas de alimentação alternativas à bateria.

3.6 Conclusão

O principal objetivo deste trabalho foi investigar métodos para o projeto do acoplamento indutivo, considerando sua aplicação a um sistema de implante. Existe uma gama relativamente grande de tipos de implante, e, na realidade, apenas para alguns tipos será totalmente adequada a utilização do acoplamento indutivo. Um dos tipos onde é válido o emprego do acoplamento indutivo é aquele para medição de grandezas fisiológicas em pequeno animal de laboratório, ou implante telemedidor. Na pesquisa realizada nesta Tese esse foi o tipo de sistema de implante que teve maior ênfase. Na investigação adotou-se como requisito a ausência de bateria no telemedidor, ou seja, ele deveria ser alimentado e ter suas comunicações baseadas exclusivamente no acoplamento indutivo. Conforme revisão bibliográfica realizada, existem relati-

vamente poucos trabalhos de pesquisa relativos a métodos para o projeto do acoplamento indutivo, e aqueles identificados têm foco em implantes para seres humanos ou em sistemas RFID. Os métodos desenvolvidos para o projeto do acoplamento indutivo são tratados no Capítulo 6, mas outras partes do trabalho também apresentam aspectos relacionados a tais métodos. O Capítulo 5 e o Apêndice B trazem análises de circuito que levam a expressões matemáticas fundamentais para os métodos. O Capítulo 4 trata do modelamento dos indutores, e assim também é fundamental para os métodos. O Capítulo 7 trata principalmente do protótipo construído na Tese, mas ele também inclui uma seção com resultados que são utilizados no Capítulo 6.

Em adição, foi colocado como objetivo da pesquisa a implementação de um protótipo. Esse protótipo estabelece uma primeira aproximação para o tipo de sistema de implante com maior ênfase neste trabalho, ou seja, um sistema com telemedidor para pequeno animal de laboratório. Dada a complexidade e as questões éticas envolvidas em uma pesquisa que implique na utilização de ser vivo, essa parte de implementação teve que se restringir ao nível de prototipação, ou seja, sem ter o propósito de implantação efetiva. Como indicado acima, a implementação corresponde ao Capítulo 7.

CAPÍTULO 4

INDUTORES ACOPLADOS E SEU MODELAMENTO

Nos dois capítulos anteriores foram estabelecidas definições fundamentais quanto à pesquisa realizada nesta Tese de Doutorado. Foi definido que o tipo de sistema de implante com maior ênfase é aquele utilizado no monitoramento de grandezas fisiológicas em pequenos animais de laboratório. Além disso, foi definido que a comunicação e energização remota do implante devem ser realizadas exclusivamente por meio de acoplamento indutivo. Finalmente, foi definido que a frequência e as técnicas de comunicação empregadas no sistema são aquelas estabelecidas na ISO 14444-B, pois um circuito integrado RFID que funciona conforme esse padrão foi o escolhido para a implementação da interface passiva.

Este capítulo inicia com a definição dos parâmetros geométricos para um indutor planar de espiral circular. A seguir discutem-se dois tipos de modelo para o indutor, sendo apresentadas fórmulas para a determinação dos parâmetros indutância própria e resistência de perdas. A seção seguinte complementa a análise iniciada na seção 2.4, ou seja, o tratamento da configuração geométrica dos elementos de interface de RF dentro da gaiola e no animal. Também nesta seção é definido o coeficiente de acoplamento mais adequado para a execução do projeto dos circuitos do acoplamento indutivo. São então apresentadas duas alternativas para a determinação da indutância mútua, a saber, a utilização de expressões analíticas e o cálculo de campos. A última seção faz a validação das expressões de modelamento apresentadas neste capítulo, bem como da alternativa de cálculo de campos. Para esse propósito são utilizadas medições realizadas com um par de indutores construídos em placas de circuito impresso.

4.1 Geometria dos Indutores de Acoplamento

Para os elementos de acoplamento a seção 2.4 já havia justificado o formato planar. A seguir são apresentadas outras escolhas com relação a tais elementos, dado que o Capítulo 3 definiu que tais elementos são indutores.

Uma questão é o número de camadas. A princípio, poderia ser adotada a utilização de indutores planares de várias camadas, na medida em que técnicas de placa de circuito impresso facilitam esse tipo de construção. Porém, o eventual benefício em termos de maior fator de acoplamento entre os indutores é muito pequeno frente a grande dificuldade para obter estimativas precisas dos valores de auto-indutância e indutância mútua. Enquanto isso, para um indutor de uma única camada essa estimativa pode ser feita com boa precisão e relativa facilidade usando-se expressões analíticas. Além disso, o indutor de múltiplas camadas tem capacitância parasita bem maior que o de uma única camada. Assim, mesmo com um número relativamente pequeno de espiras, a frequência de auto-ressonância logo se aproxima daquela de operação do sistema, o que torna bem mais complexo o modelamento do indutor. Assim a escolha recaiu em indutores planares de uma única camada.

Com uma única camada, o modo para controlar as indutâncias própria e mútua é por meio da parametrização de uma trilha espiral, a qual pode ter diversos padrões, tais como aqueles apresentados nas Figuras 3.1.b e 3.1.e. A escolha recaiu sobre um padrão circular para a trilha espiral. Novamente essa escolha justifica-se pela maior facilidade para estimar os valores de indutância, do que no caso de padrões quadrados, retangulares, hexagonais, ou outros. O uso de qualquer uma dessas outras geometrias não traz benefício em termos de obtenção de maior coeficiente de acoplamento.

A Figura 4.1 apresenta o indutor de acoplamento planar de espiral circular e a definição de seus parâmetros geométricos. Apenas esse tipo de indutor de acoplamento será considerado no desenvolvimento relativo ao tipo de sistema de implante tratado nesta Tese.

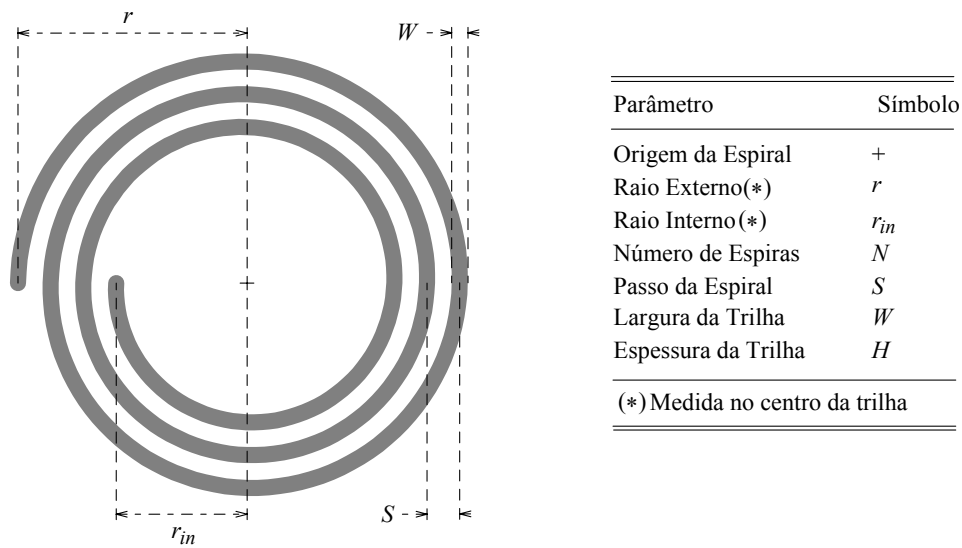


Figura 4.1 - Indutor planar espiral circular e seus parâmetros geométricos.

4.2 Modelo para os Indutores de Acoplamento

Para os indutores de acoplamento foi definido o formato planar espiral circular. Esse tipo de indutor é adequado no caso de implante porque ele pode ser implantado de forma subcutânea. Embora o formato indicado seja ainda mais adequado se o substrato para os condutores for flexível, neste trabalho foram utilizados indutores de acoplamento construídos por meio da tradicional tecnologia de placa de circuito impresso, ou seja, um substrato rígido. A seção anterior apresentou o formato de indutor indicado, bem como os parâmetros geométricos do mesmo.

Quando o componente indutor deve ser analisado de forma a levar em conta sua utilização em uma ampla faixa de frequências, o circuito equivalente mais empregado é o apresentado na Figura 4.2.a (Bowick, 1982). No modelo, L corresponde à auto-indutância do indutor para frequências muito baixas, e R corresponde às perdas ôhmicas no mesmo. Considerando-se o caso do indutor da Figura 4.1, a capacitância C corresponde principalmente a aquela entre as trilhas adjacentes. Além desse efeito capacitivo, outros de menor importância também estão presentes (Jiang, 1997). Exceto por alguns problemas muito específicos (Green, 2001), o modelo da Figura 4.2.a é capaz de descrever com boa precisão o comportamento do indutor ao longo de uma grande faixa de frequências. Tal modelo estabelece duas características importantes presentes no indutor real. Primeiro, à medida que a frequência aumenta a

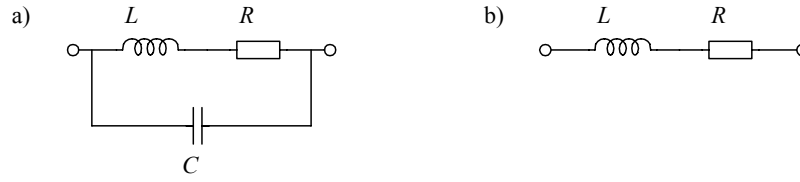


Figura 4.2 - Modelos para indutor. a) Modelo para análises que envolvam grandes faixas de frequência. b) Modelo simplificado válido para frequências muito abaixo da frequência de auto-ressonância do indutor.

indutância resultante do modelo aumenta; no caso do modelo mais simples da Figura 4.2.b a indutância permanece constante. Segundo, em uma determinada frequência ocorre o fenômeno de ressonância entre os elementos L e C do modelo, e daí para acima o componente indutor passa a apresentar característica capacitiva. A frequência onde ocorre o fenômeno indicado é denominada frequência de auto-ressonância, sendo dada por

$$f_{SR} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.1)$$

Desde que se admita a limitação das frequências aplicadas ao indutor a valores abaixo de $f_{SR}/5$, o modelo mais simples da Figura 4.2.b pode ser utilizado. Tal modelo simplificado é de interesse, pois elimina a necessidade de determinar a capacitância. No caso de indutor planar de espiral circular, o parâmetro C apresenta uma alta complexidade para estimativa por meio de expressões analíticas. Assim, optou-se neste trabalho pelo modelo mais simples, dado inclusive que a frequência de operação do sistema é 13,56 MHz, ou seja, relativamente baixa.

Mohan *et al.* (1999) apresenta que o parâmetro auto-indutância dos modelos da Figura 4.2 pode ser estimado por meio da expressão

$$L = \frac{\mu_o N^2 (r + r_{in})}{2} \left(\ln \left(\frac{2.46}{\kappa} \right) + 0.2 \kappa^2 \right), \quad (4.2)$$

onde $\kappa = (r - r_{in} + W - S/2)/(r + r_{in})$, e μ_o é a permeabilidade magnética do vácuo.

A resistência série dos circuitos equivalentes da Figura 4.2 representa as perdas ôhmicas na trilha espiral que constitui o indutor. A resistência nesse caso distingue-se da resistência de corrente contínua do condutor e tem origem em dois efeitos, o pelicular e o de proximidade. Como o primeiro efeito predomina e o segundo é de difícil estimativa por meio de expressão analítica, daqui por diante considera-se apenas as perdas por efeito pelicular como a estimativa para R . A estimativa para tal resistência de perdas é dada por (Yue, 2000)

$$R = \frac{\rho l}{W\delta(1 - e^{-H/\delta})} , \quad (4.3)$$

onde l é comprimento da espiral, ρ é a resistividade do metal utilizado para construir o indutor, e δ é a profundidade de película do efeito pelicular. Por sua vez, δ é dada por

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi\mu f}} , \quad (4.4)$$

onde μ é a sua permeabilidade do metal utilizado para construir o indutor. Para o cobre a permeabilidade pode ser aproximada pelo valor do vácuo, ou seja, $\mu \cong \mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ H/m.

4.3 Efeito do Posicionamento dos Indutores sobre o Coeficiente de Acoplamento

Em um sistema de implante baseado em acoplamento indutivo, várias características dependem fundamentalmente do coeficiente de acoplamento entre os indutores de interrogador e transponder. Dentre tais características dependentes de k temos a quantidade de potência transferida de interrogador para transponder (Jiang, 2005), a eficiência nessa transferência (Ko, 1977), e a largura de faixa para as comunicações em ambos sentidos (Zeines, 1971). Para cada um desses aspectos, maior coeficiente de acoplamento leva a maior valor para a característica. Um dos objetivos desta seção é analisar como varia o valor do k à medida que varia a posição do indutor de transponder acima do indutor de interrogador e dentro do perímetro determinado por este último. De acordo com a última frase fica entendido que o indutor de transponder tem raio razoavelmente menor que aquele interrogador, aspecto que é justificado a seguir. Um outro objetivo é determinar qual o posicionamento entre os indutores fornecerá o valor de coeficiente de acoplamento a ser usado no projeto do acoplamento indutivo.

4.3.1 Raio do Indutor de Transponder

Para implantes sempre há um compromisso entre o raio do indutor de transponder, r_T , o grau de invasibilidade, e a viabilidade do implante dado o valor de coeficiente de acoplamento obtido. Reduzir r_T torna o implante menos invasivo, o que é de interesse. Mas, como é demons-

trado no exemplo do Apêndice A, por meio da expressão (A.15) e da Figura A.2, mantidas todas as demais condições geométricas, reduzir r_T também leva a redução de k . Como consequência será menor a transferência de potência para a resistência que modela o consumo de energia do implante. Assim, um r_T reduzido demais, leva a uma eficiência na transferência de potência também muito reduzida, o que no fim irá fazer com que seja necessário aumentar muito o valor da intensidade do campo interrogador de modo a conseguir transferir a potência mínima necessária à operação do implante. Esse aumento do campo interrogador tem limite, pois significa maior energia absorvida no tecido biológico. Assim, o raio do indutor de transponder deveria sempre ser o maior possível frente a uma condição de invasibilidade aceitável. Conforme esse critério, para o propósito deste trabalho foi escolhido para r_T o valor de 12 mm, em consideração as dimensões do rato adulto da linhagem Sprague Dawley.

4.3.2 Coeficiente de Acoplamento em função de δL , $\delta\phi$, e z_S

Com base na Figura 4.3 discute-se a seguir o posicionamento relativo entre os indutores e seu efeito sobre o coeficiente de acoplamento. A discussão considera a existência de três graus de liberdade: deslocamento lateral, deslocamento angular, e separação vertical. Na prática esses graus de liberdade estão relacionados com a movimentação do indutor de transponder, ou seja, aquele implantado no animal, pois o indutor de interrogador a princípio permanece fixo na gaiola.

Deslocamento Lateral (δL)

Na Figura 4.3, δL é dado por

$$\delta L = \sqrt{\delta x^2 + \delta y^2}$$

À medida que o animal se move, apenas eventualmente a posição do centro de ambos indutores coincidirá com o eixo z na Figura 4.3. Essa coincidência corresponde a $\delta L = \delta x = \delta y = 0$, e diz-se que nesse caso os indutores estão alinhados. Conforme mostrado por Flack *et al.* (1971), o coeficiente de acoplamento reduz-se com o aumento de δL , ou seja, k diminui a medida que o indutor superior se aproxima da periferia do indutor inferior. Também é mostrado que a medida em que diminui a relação entre o raio do indutor de transponder e de

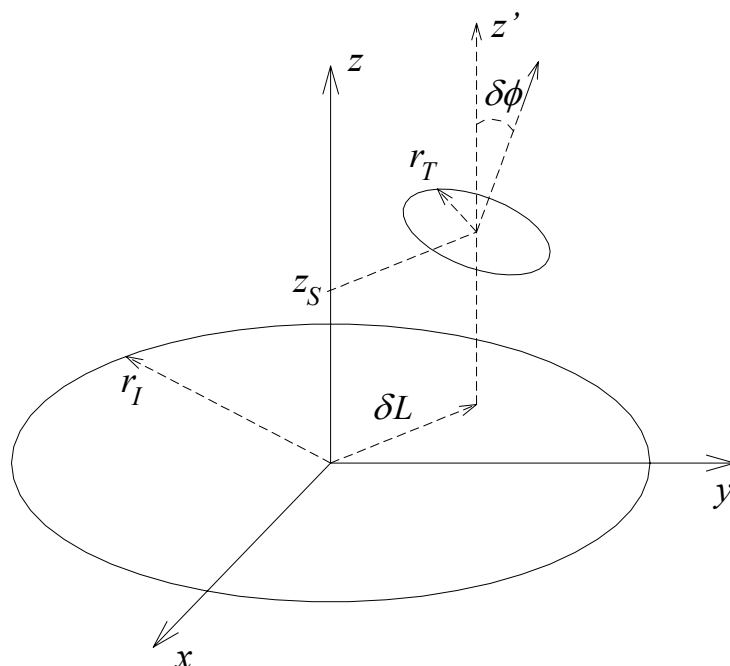


Figura 4.3 - Indutores de interrogador e transponder, com as grandezas que caracterizam a posição relativa entre ambos, z_S , δL , e $\delta\phi$. O indutor de interrogador é o de raio maior. Os eixos z e z' coincidem com o ponto de origem das espirais do indutor de interrogador e de transponder, respectivamente.

interrogador, r_T/r_I , esse efeito de redução de coeficiente de acoplamento com o deslocamento lateral torna-se menos significativo. A relação r_T/r_I reduzida ocorre naturalmente em sistemas de implante, pois o indutor implantado deve ter a menor dimensão possível, enquanto que o indutor externo não tem a princípio limitação quanto a sua dimensão. A redução de k com a aproximação do indutor superior da borda do inferior pode ser entendida a partir de (3.1), a expressão de definição para o coeficiente de acoplamento. Na posição do eixo z da Figura 4.3 a concentração de linhas de força do campo magnético é maior do que para uma posição de eixo z' próxima da borda do indutor inferior. Assim, o numerador de (3.1) se reduz conforme aumenta o desalinhamento entre os indutores.

Deslocamento Angular ($\delta\phi$)

Na Figura 4.3 $\delta\phi$ corresponde ao ângulo entre os planos dos indutores. À medida que o animal se mover, o ângulo $\delta\phi$ variará um pouco em torno do valor zero graus. Quando o ângulo é zero os indutores estão paralelos. Considerando um laço condutor imerso em um campo de indução magnética, \vec{B} , a determinação do valor no numerador de (3.1) envolve um produto escalar entre \vec{B} e um vetor perpendicular à superfície determinada pelo perímetro do laço. Se o

laço se inclina cada vez mais em relação às linhas de força do campo \vec{B} , temos o ângulo aumentando em direção a 90 graus, e assim será cada vez menor o resultado do produto escalar. Essa redução no fluxo enlaçado se reflete no valor para o coeficiente de acoplamento. Batel *et al.* (2005) apresenta resultados mostrando a redução de k à medida que $\delta\phi$ aumenta.

Separação Vertical (z_S)

Ao contrário do caso de comunicação exclusiva na região de campos distantes, para campos próximos, ou seja, acoplamento indutivo, a distância mínima entre os elementos de interface de RF pode ser zero. Assim, o perfil da configuração vertical para os elementos de interface de RF resulta como mostrado na Figura 4.4. Note-se que os planos do elemento do interrogador e da base da gaiola são coincidentes. Conclui-se que, de acordo com análise na seção 2.4 e Figuras 2.6, 4.3, e 4.4, a separação vertical típica entre os indutores de interrogador e transponder tem valor de 30 mm, ou seja, $z_{S(\text{tip})} = 30$ mm. Este trabalho assume que a movimentação do animal poderá fazer a separação variar por até 10 mm, ou seja, $z_{S(\text{max})} = 40$ mm e $z_{S(\text{min})} = 20$ mm. O valor de 352 cm mostrado na Figura 4.4 corresponde ao limite de campos próximos para a frequência utilizada no sistema. Esse valor é muito maior que o $z_{S(\text{max})}$ indicado, garantindo que a análise de acoplamento indutivo do sistema seja bastante exata.

A seguir é analisado o efeito de z_S sobre o coeficiente de acoplamento.

Conforme a expressão (3.1) e a Figura 4.3, é fácil concluir que o coeficiente de acoplamento deve diminuir com o aumento da separação vertical. Ao aumentar z_S o indutor superior estará cada vez mais situado em regiões onde a concentração de linhas de fluxo é menor, e assim o numerador em (3.1) se reduz.

No apêndice A é apresentada a Figura A.1 e a dedução de uma fórmula para o coeficiente de acoplamento no caso particular apresentado. Comparando as Figuras A.1 e 4.3 verifica-se que a dedução foi realizada de acordo com a condição $\delta\mathcal{L} = \delta\phi = 0$. O resultado obtido é a expressão (A.15), a qual é reproduzida a seguir por conveniência.

$$k = \frac{\pi \cdot (r_I r_T)^{3/2}}{2(r_I^2 + z_S^2)^{3/2}} \cdot \frac{1}{[(\ln(8r_I/a_I) - (7/4))(\ln(8r_T/a_T) - (7/4))]^{1/2}} \quad (4.5)$$

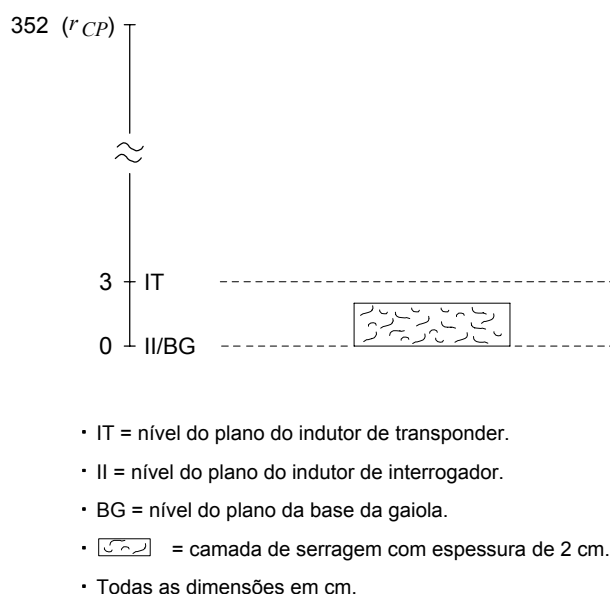


Figura 4.4 – Posicionamento dos indutores de acoplamento do interrogador e transponder na gaiola de pequeno animal de laboratório. O valor de 352 cm é obtido pela fórmula (2.2), dada uma frequência de 13,56 MHz.

Quanto à variação de k , o resultado esperado é confirmado por (4.5), ou seja, o coeficiente de acoplamento se reduz conforme aumenta a separação z_s entre os indutores. Infelizmente, para o caso do indutor planar de espiral circular escolhido para uso no sistema, não é possível obter uma expressão analítica tão simples como acontece com (4.5) relativa à Figura A.1.

4.3.3 Valor do k para o Projeto do Sistema

No Capítulo 5 serão apresentados os métodos desenvolvidos para o projeto do acoplamento indutivo de um sistema de implante ou RFID. Para tais métodos serão empregadas várias expressões analíticas, dentre as quais se inclui um conjunto de fórmulas capazes de obter o valor do k em função da posição do indutor de transponder sobre o indutor de interrogador. Porém, estabelecer equações analíticas incluindo os três graus de liberdade definidos na seção anterior é inviável devido à complexidade resultante. Assim, para viabilizar o processo de projeto é necessário simplificar o equacionamento com a redução dos graus de liberdade considerados. De acordo com isso foi definido considerar somente as variações segundo o eixo z , sendo fixados em zero os desalinhamentos lateral e angular. Em referência a tal posiciona-

mento diz-se que os indutores estão em posição coaxial. Além disso, os métodos de projeto apresentados no próximo capítulo tem por base o valor de coeficiente de acoplamento para a distância de separação típica entre os indutores, ou seja,

$$k_{\text{proj}} = k_{\text{tip}}, k_{\text{tip}} = k(\delta L = 0, \delta\phi = 0^\circ, z_S = z_{S(\text{tip})}) . \quad (4.6)$$

Sabendo que o valor do k irá diminuir à medida que ocorrerem valores maiores que zero para δL e $\delta\phi$, poderia ser questionado que o critério expresso por (4.6) poderá fazer o implante não receber energia suficiente para sua operação, quando o animal estiver em uma posição na gaiola que faça o indutor de transponder ficar inclinado, ou próximo da periferia do indutor de interrogador. Associado com o questionamento indicado pode ocorrer a idéia de que faz mais sentido projetar o sistema utilizando um valor de coeficiente de acoplamento mínimo, tal como $k_{\text{min}} = k(\delta L = r_I - r_T, \delta\phi = 20^\circ, z_S = z_{S(\text{max})})$, por exemplo. A idéia subjacente ao uso de $k_{\text{proj}} = k_{\text{min}}$ é de que uma vez que ocorra a adequada transferência de potência para o implante na condição de k_{min} , automaticamente valores maiores de k também irão fazê-lo. A falha desse raciocínio é que ele considera apenas os indutores, ou seja, o modelo da Figura 3.5. Mas, na realidade o projeto do acoplamento indutivo também inclui todo um conjunto de componentes associados aos indutores de transponder e interrogador. Assim, conforme o método de projeto usado para determinar tais componentes pode ocorrer que um coeficiente de acoplamento maior do que k_{min} resulte em potência transferida reduzida, no lugar de aumentada. Esse é exatamente o caso dos métodos de projeto desenvolvidos nesta Tese. A curva da Figura 4.5 antecipa este aspecto, o qual será visto de forma completa mais adiante neste trabalho. Como mostrado, com os métodos de projetos desenvolvidos neste trabalho, quando k varia em torno de k_{proj} a potência que é transferida ao transponder se reduz. Assim, faz sentido usar (4.6) para tal método de projeto na medida em que a faixa de valores entre k_1 e k_2 contemple aquelas posições do indutor de transponder que tem a maior probabilidade de ocorrência. Como a linha tracejada da Figura 4.4 mostra qualquer posição de indutor de transponder que resulte k no intervalo $[k_1, k_2]$ permitirá transferir ao transponder a potência mínima necessária para sua operação.

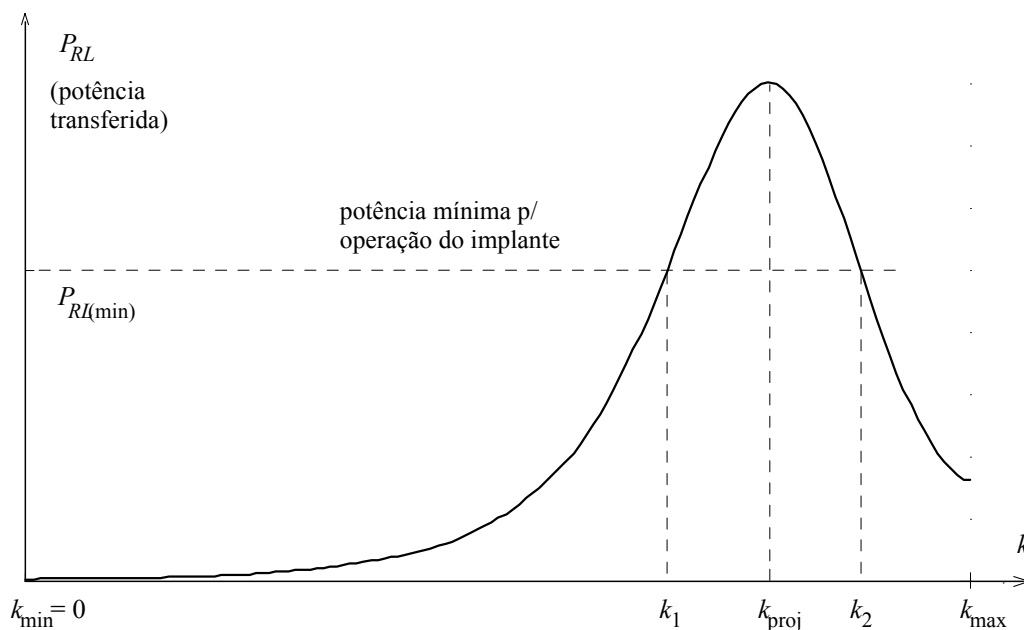


Figura 4.5 – Típica curva $P_{RL}(k)$ quando se utiliza os métodos de projeto desenvolvidos nesta Tese. P_{RL} é a potência transferida do interrogador para a carga R_L que modela consumo dos circuitos do transponder. $P_{RL(\min)}$ é a mínima potência necessária para a operação desses circuitos.

4.4 Indutância Mútua e Coeficiente de Acoplamento

Na seção 4.2 foram introduzidas as expressões para estimar a auto-indutância e as perdas ôhmicas nos indutores. De modo a finalizar o modelo da Figura 3.5 apresentam-se agora os métodos utilizados nesta Tese para estimar também a indutância mútua entre os indutores. Sabendo a indutância mútua e os valores de auto-indutância a determinação do coeficiente de acoplamento pode ser feita por meio de (3.2).

Na seção anterior foi definido que como parâmetro de projeto do sistema será usado o valor de coeficiente de acoplamento típico, conforme definido por (4.6). Assim, dentre os três graus de liberdade para a movimentação de transponder, efetivamente interessa ao projeto apenas os valores de acoplamento com indutores em posição coaxial, ou seja, apenas os movimentos verticais do transponder sobre o eixo z precisam ser considerados. Isso facilita o projeto na medida em que a estimativa de indutância mútua na condição da expressão (4.6) pode ser obtida por expressões muito mais simples do que no caso dos outros graus de liberdade.

4.4.1 Formulação para Estimativa da Indutância Mútua

Existem algumas poucas opções de fórmulas analíticas que permitem estimar a indutância mútua entre dois indutores planares espirais circulares, em posição coaxial, e separados por certa distância z_S . A seguir apresenta-se a formulação pelo método do filamento para a determinação de $M(z_S)$, conforme apresentada por Babic *at al.* (2004). Essa foi a forma mais utilizada para a determinação de $M(z_S)$ ao longo desta Tese.

Seja um par de anéis circulares filamentos em posição coaxial, tal como a Figura 4.6 ilustra. A expressão para a indutância mútua entre esses dois anéis filamentos é

$$M = \frac{2\mu_o\sqrt{r_a r_b}}{k} \left[\left(1 - \frac{k^2}{2} \right) K(k) - E(k) \right], \quad (4.7)$$

$$k = \frac{4r_a r_b}{(r_a + r_b)^2 + z_S^2}. \quad (4.8)$$

Em (4.7) $K(k)$ e $E(k)$ são integrais elípticas de primeira e segunda espécie, respectivamente (Good, 2001).

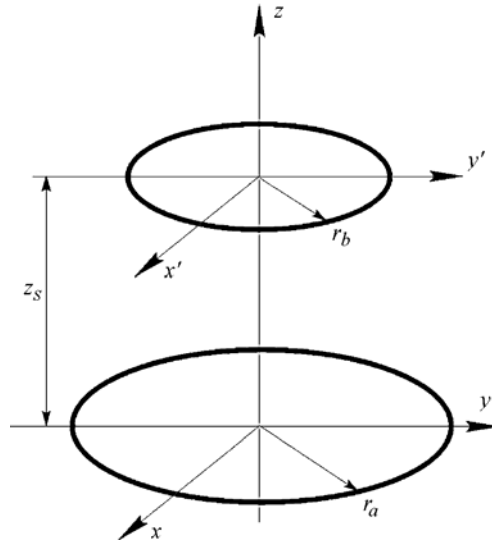


Figura 4.6 – Anéis condutores filamentos. Figura adaptada de (Babic, 2004).

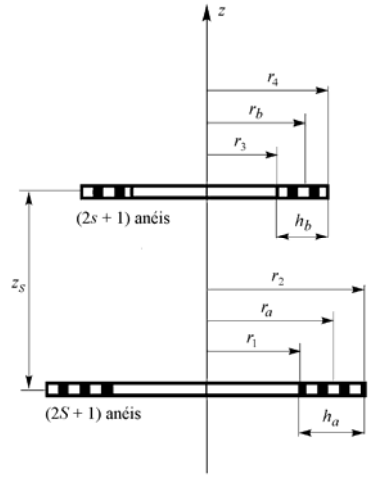


Figura 4.7 - Divisão dos indutores planares espirais em anéis filamentosos. Figura adaptada de (Babic, 2004).

Para a aplicação da expressão acima no cálculo da indutância mútua entre dois indutores planares espirais circulares considera-se cada um dos mesmos dividido em um conjunto de anéis circulares filamentosos. A faixa efetiva de trilha espiral de cada indutor é dividida em $(2S+1)$ e $(2s+1)$ anéis, tal como apresentado na Figura 4.7. Assume-se que a densidade de corrente no indutor é constante, de modo que também as correntes em todos os anéis são iguais. Seguindo a abordagem apresentada por Kim *et al.* (1997), a indutância mútua da configuração da Figura 4.7 é obtida pela superposição das indutâncias mútuas de cada par de anéis filamentosos, ou seja,

$$M = \frac{N_a N_b}{(2S+1)(2s+1)} \sum_{h=-S}^{h=S} \sum_{l=-s}^{l=s} M(h, l) \quad (4.9)$$

onde N_a e N_b correspondem ao número de espiras nos indutores a e b , respectivamente, e $M(h, l)$ é dado pelas expressões a seguir.

$$M(h, l) = \frac{2\mu_o \sqrt{r(h)r(l)}}{k(h, l)} \left[\left(1 - \frac{k^2(h, l)}{2} \right) K(k(h, l)) - E(k(h, l)) \right]; \quad (4.10)$$

$$r(h) = r_a + \frac{h_a}{2S+1} h, \quad h = -S \dots 0 \dots S, \quad h_a = r_2 - r_1, \quad r_a = \frac{r_2 + r_1}{2};$$

$$r(l) = r_b + \frac{h_b}{2s+1} l, \quad l = -s \dots 0 \dots s, \quad h_b = r_4 - r_3, \quad r_b = \frac{r_4 + r_3}{2};$$

$$k^2(h, l) = \frac{4r(h)r(l)}{(r(h) + r(l))^2 + z_s^2}. \quad (4.11)$$

4.4.2 Estimativa da Indutância Mútua por meio de Cálculo de Campos

Além de expressões analíticas, também um programa baseado no cálculo de campos magnéticos pode ser usado para estimar $M(z_S)$. FastHenry (Kamon, 1994)(FastFieldSolver, 2011) é um exemplo deste tipo de programa. Contudo, o uso desse tipo de abordagem nem sempre é possível, devido aos longos tempos de execução ou a inviabilidade na quantidade de memória necessária na máquina que executa o programa. Por essa razão, a maioria das estimativas de indutância mútua realizadas nesta Tese foi feita com o uso das expressões (4.9) a (4.11), onde sempre foi escolhido $S = s = 30$, o que corresponde à subdivisão em 61 anéis. Para validar os cálculos das fórmulas foram realizadas algumas comparações com os resultados obtidos por meio do FastHenry, tendo sido obtidas diferenças limitadas a 5% entre as duas abordagens. O cálculo por meio do FastHenry também foi usado algumas vezes para obter refinamento nos valores de L e R do modelamento dos indutores.

4.5 Medições dos Indutores e da Indutância Mútua

Medições também podem ser usadas no processo de obtenção de valores para o modelo do acoplamento indutivo. As expressões analíticas apresentadas nas seções 4.2 e 4.4 são de interesse porque possibilitam que se possa fazer uma varredura, de forma relativamente rápida, sobre o conjunto de parâmetros geométricos dos indutores de forma a determinar a combinação que possibilita o maior acoplamento. Mais adiante, os indutores da melhor solução obtida podem ser construídos, e então a medição se justifica como um modo de validar os resultados que as expressões analíticas ou o cálculo de campos forneceram, ou ainda como uma forma de refinar os parâmetros do acoplamento indutivo usado no projeto do sistema de implante. Assim, nesta Tese foi realizado um conjunto limitado de medições dos indutores e de seu acoplamento. Os indutores usados foram escolhidos pelo processo de varredura indicado acima, processo esse que será mostrado no próximo capítulo.

Para as medições foi utilizado um VNA - *Vector Network Analyser* - modelo R&S ZVL6 (Rohde&Schwarz, 2011)(Hiebel, 2008). A vantagem do VNA é que ele possibilita a medição na frequência prevista para a operação do sistema, enquanto a típica ponte RLC

possibilita essa medição apenas em frequências até 100 kHz. Tal valor é muito inferior a frequência de operação do sistema, que é 13,56MHz. Essa diferença é significativa, uma vez que tanto a indutância quanto as perdas de um indutor aumentam em função da frequência.

4.5.1 Validação da Indutância e Resistência de Perdas do Indutor

Dentre os cinco diferentes indutores utilizados no desenvolvimento dos métodos tratados no próximo capítulo, dois foram escolhidos para construção. Cada indutor foi construído em uma placa de circuito impresso do tipo FR4, de espessura 0,8 mm, e com um conector de RF SMA fêmea na borda. Os parâmetros geométricos dos indutores são aqueles apresentados na primeira coluna das Tabelas 4.1 e 4.2, sendo que o de raio 12 mm corresponde aquele para uso no transponder e o raio 44 mm aquele para uso no interrogador. Quanto aos parâmetros elétricos do modelo da Figura 4.2.b, as Tabelas 4.1 e 4.2 apresentam comparações entre as alternativas das fórmulas, computacional, e de medição.

Tendo como referência a medição com o VNA, as maiores diferenças ocorreram quanto à estimativa da resistência de perdas. Os piores resultados foram para o indutor de 44 mm de raio, onde o desvio atingiu 31,6% para a fórmula (4.3) e 37% para o cálculo de campos. O resultado pior para o cálculo de campos também ocorreu no caso do outro indutor. Era esperado o contrário. Era essa a expectativa, visto que a expressão (4.3) leva em conta apenas o efeito pelicular, não considerando o efeito de proximidade entre condutores, enquanto que o cálculo de campos por sua natureza deve levar em conta todos os efeitos existentes.

No caso da auto-indutância os desvios em relação à medição foram bem menores, e a melhor aproximação quanto aos valores medidos ocorreu para o cálculo de campos. O maior desvio foi de 7,8%, no caso da expressão (4.2) aplicada ao indutor de 44 mm de raio, mas a diferença foi pequena quanto ao cálculo de campos, onde o desvio foi de 7,5%. Também para o outro indutor o desvio para os dois métodos não foi muito diferente. Ambos os métodos tiveram resultados bastante próximos entre si, como mostra a última coluna da Tabela 4.2.

Concluindo, temos que de acordo com os resultados da Tabela 4.2 é válido utilizar a expressão analítica (4.2) para estimar de forma confiável o valor de L . Além disso, se necessário, pode-se validar com boa segurança os valores de L por meio de cálculo de campos. Por outro lado, a Tabela 4.1 mostra que quanto à resistência de perdas o cálculo de campos não se mostrou muito útil. Além disso, a fórmula (4.3) nem sempre resulta em uma aproximação

Tabela 4.1 - Comparação da resistência de perdas dos indutores planares de espiral circular, conforme três alternativas de obtenção.

Indutor	$R@13,56\text{MHz}$ (ohms)			Diferença (%)		
	Medição VNA	Fórmula (4.3)	Cálculo de Campos FH	[(4.3)-VNA]	[FH-VNA]	[(4.3)-FH]
$r_f=12$; $N=4$; $S=1$; $W=0,5$; $H=0,035$	0,581	0,567	0,434	2,14	25,32	31,06
$r_f=44$; $N=6$; $S=5$; $W=2,5$; $H=0,035$	0,724	0,495	0,456	31,63	37,00	8,52

- Com exceção de N , na 1ª coluna todos os valores são em mm.
- Na 5ª e 6ª colunas a referência para a diferença percentual é o valor medido com o VNA. Na 7ª coluna a referência é valor obtido com o FastHenry.

Tabela 4.2 - Comparação da auto-indutância dos indutores planares de espiral circular, conforme três alternativas de obtenção.

Indutor	$L@13,56\text{MHz}$ (nH)			Diferença (%)		
	Medição VNA	Fórmula (4.2)	Cálculo de Campos FH	[(4.2)-VNA]	[FH-VNA]	[(4.2)-FH]
$r_f=12$; $N=4$; $S=1$; $W=0,5$; $H=0,035$	550,97	512,63	519,31	6,96	5,75	1,29
$r_f=44$; $N=6$; $S=5$; $W=2,5$; $H=0,035$	2364,82	2181,55	2186,80	7,75	7,53	0,24

- Com exceção de N , na 1ª coluna todos os valores são em mm.
- Na 5ª e 6ª colunas a referência para a diferença percentual é o valor medido com o VNA. Na 7ª coluna a referência é valor obtido com o FastHenry.

satisfatória para o valor de R , como mostra o resultado para o indutor de raio maior. As diferenças obtidas podem, pelo menos em parte, ser atribuídas ao fato de que na medição as trilhas de acesso aos pontos extremos da trilha espiral contribuem para aumentar os valores de L e R . Nos indutores construídos o comprimento dessas trilhas de acesso foi reduzido ao mínimo possível. Mesmo assim, as expressões analíticas não consideram tais trilhas. Também no cálculo de campos tais trilhas de acesso não foram incluídas no modelo computacional. Além disso, acredita-se que para o cálculo de campos a diferença no caso do valor da resistência de perdas também tem origem em modelamento não adequado quanto a corrente

não uniforme ao longo da seção do condutor, o que corresponde a parametrizações realizadas no modelo computacional (Kamon, 1996).

4.5.2 Indutância Mútua e Coeficiente de Acoplamento

Foi realizada uma montagem onde o indutor de 44 mm de raio das Tabelas 4.1 e 4.2 foi ligado na porta 1 do VNA, enquanto aquele de 12 mm de raio foi ligado na porta 2. Em cada uma dessas ligações foi utilizado um cabo coaxial de 50 ohms e 60 cm de comprimento, onde a extremidade para conexão ao VNA era um conector macho tipo N, e a extremidade para conexão ao indutor era um conector SMA macho. Os dois indutores foram fixados em posição coaxial, sendo utilizado um separador plástico para determinar a distância vertical.

Utilizando-se a montagem descrita foram realizadas medidas de indutância mútua. O interesse era a determinação de $M(z_S)$, de modo que foi realizada uma sequência de medições onde z_S variou desde 5 mm até 50 mm, em passos de 5 mm. A Tabela 4.3 e a Figura 4.8 apresentam os valores de indutância mútua, conforme obtidos com as expressões (4.9) a (4.11), o cálculo de campos usando o FastHenry, e a medição com o VNA. Verifica-se que as três alternativas forneceram resultados muito próximos. Considerando as medições como referência, a maior diferença percentual para a indutância mútua foi de 5,43%, a qual ocorreu na comparação com o cálculo de campos na condição z_S igual a 5 mm. Na comparação entre os resultados das equações e do cálculo de campos, os resultados foram ainda mais próximos com a máxima diferença ficando limitada a 1,42%.

A partir dos resultados de $M(z_S)$, e os valores de L_I e L_T da Tabela 4.2, foi utilizada a fórmula (3.2) para determinar o coeficiente de acoplamento em função da separação vertical. Os resultados obtidos são mostrados na Tabela 4.4 e na Figura 4.9. Novamente verifica-se uma grande proximidade entre os valores obtidos. Sendo referência a medição, a maior diferença foi de 7,98% na comparação com as expressões matemática. Na comparação das expressões com o cálculo de campos, a maior diferença foi de 2,2%.

Os resultados desta seção demonstram que, quanto à estimativa do coeficiente de acoplamento e indutância mútua, as expressões (4.9) a (4.11) são suficientemente exatas. Embora o método de cálculo de campos seja ligeiramente mais exato, ele não se justifica devido aos tempos de processamento muito maiores. Em uma medição de tempo de cálculo

Tabela 4.3 – Indutância mútua $M(z_S)$ entre os indutores de 44 mm e 12 mm definidos na primeira coluna das Tabelas 4.1 e 4.2.

z_S (mm)	$M@13,56\text{MHz}$ (nH)			Diferença (%)		
	Medição VNA	Expressões (4.9) a (4.11)	Cálculo de Campos FH	[Expr.-VNA]	[FH-VNA]	[Expr.-FH]
5	191,10	181,20	180,72	5,18	5,43	0,27
10	146,63	140,83	141,94	3,96	3,20	0,78
15	113,28	107,62	108,43	4,99	4,28	0,74
20	84,99	82,23	82,79	3,25	2,59	0,67
25	65,76	63,20	63,63	3,88	3,24	0,66
30	49,85	49,00	49,13	1,71	1,46	0,25
35	39,84	38,37	38,40	3,67	3,60	0,07
40	30,92	30,36	30,31	1,80	1,98	0,18
45	24,91	24,28	24,03	2,53	3,54	1,05
50	19,62	19,62	19,35	0,04	1,36	1,42

- A separação vertical z_S é entre os indutores especificados nas Tabelas 4.1 e 4.2
- Na 5ª e 6ª colunas a referência para a diferença percentual é o valor medido com o VNA. Na 7ª coluna a referência é o valor obtido com o FastHenry (FH).

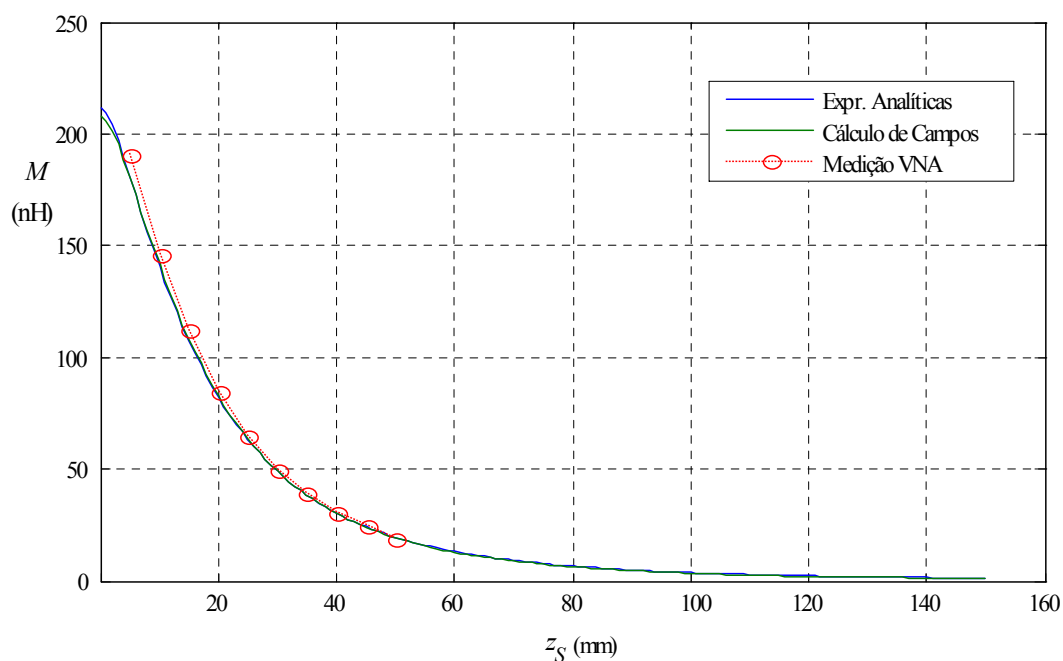
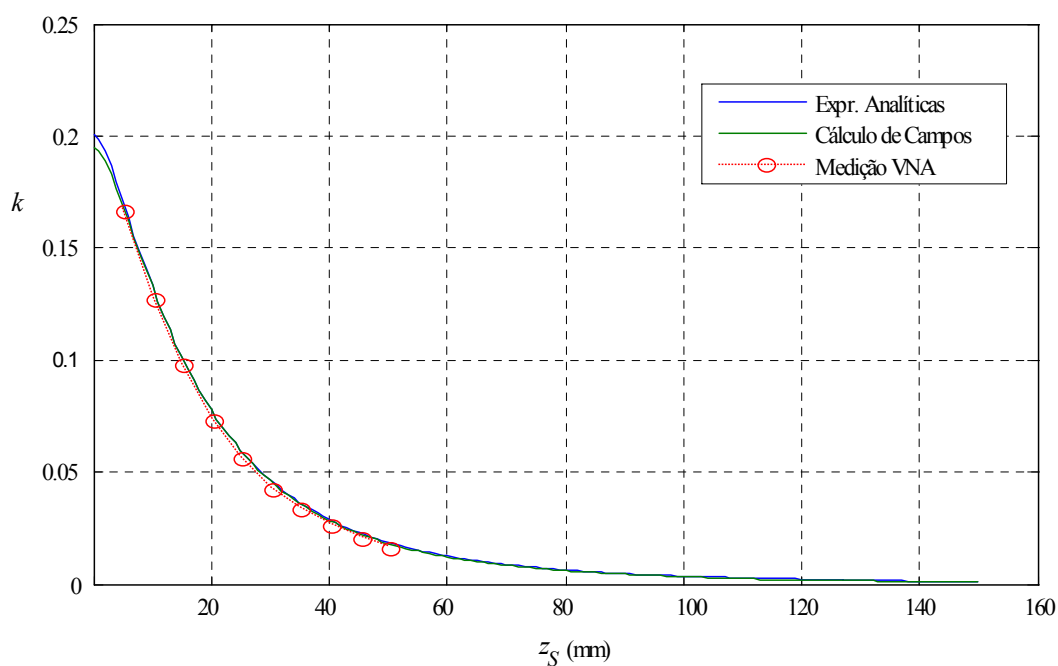
Figura 4.8 - Indutância mútua $M(z_S)$ entre os indutores de 44 mm e 12 mm das Tabelas 4.1 e 4.2.

Tabela 4.4 - Coeficiente de acoplamento $k(z_S)$ entre os indutores de 44 mm e 12 mm definidos na primeira coluna das Tabelas 4.1 e 4.2..

z_S (mm)	$k@13,56\text{MHz}$			Diferença (%)		
	Medição VNA	Expressões	Cálculo de Campos FH	[Expr.-VNA]	[FH-VNA]	[Expr.-FH]
5	0,16742	0,17135	0,16959	2,35	1,30	1,04
10	0,12846	0,13317	0,13319	3,67	3,69	0,02
15	0,09924	0,10177	0,10175	2,55	2,53	0,02
20	0,07446	0,07776	0,07769	4,43	4,34	0,10
25	0,05761	0,05977	0,05971	3,75	3,64	0,10
30	0,04367	0,04634	0,04610	6,10	5,55	0,51
35	0,03490	0,03629	0,03603	3,97	3,25	0,70
40	0,02709	0,02871	0,02844	5,99	4,99	0,95
45	0,02183	0,02296	0,02255	5,21	3,32	1,83
50	0,01719	0,01856	0,01816	7,98	5,66	2,20

- A separação vertical z_S é entre os indutores da 1ª e 2ª linhas das Tabelas 4.1 e 4.2
- Na 5ª e 6ª colunas a referência para a diferença percentual é o valor medido com o VNA. Na 7ª coluna a referência é o valor obtido com o FastHenry.

Figura 4.9 - Coeficiente de acoplamento $k(z_S)$ entre os indutores de 44 mm e 12 mm das Tabelas 4.1 e 4.2.

para $M(z_s)$, as expressões tiveram um tempo de execução quinze vezes menor que o cálculo de campos¹. Quanto às estimativas da indutância do modelo da Figura 4.2, as fórmulas também tiveram uma exatidão apenas ligeiramente inferior ao cálculo de campos. Verificou-se que apenas no caso de resistência de perdas, os resultados de ambos os métodos não foram suficientemente exatos. Isso indica a necessidade de melhoramentos quanto à estimativa analítica e por cálculo de campos, uma vez que a obrigação de sempre utilizar medição para obter uma estimativa mais exata de R é muito inconveniente.

¹ Nesta medição de tempo de execução, os cálculos das expressões foram realizados por meio de um ambiente de programação que utiliza linguagem interpretada, o que significa que se for elaborado um programa compilado para as expressões a vantagem das mesmas sobre o cálculo de campos será ainda maior.

CAPÍTULO 5

ANÁLISE DA TRANSFERÊNCIA DE POTÊNCIA DO INTERROGADOR PARA O TRANSPONDER

Neste capítulo é realizada uma análise dos circuitos do interrogador e do transponder, de modo a determinar expressões para a potência transferida ao transponder. O equacionamento elaborado teve como ponto de partida o trabalho de Jiang *at al.* (2005), porém, a análise e os resultados apresentados aqui são mais abrangentes, inclusive porque a fórmula publicada anteriormente constitui um caso particular para uma das expressões deduzidas aqui. A análise possui um caráter geral, podendo ser aplicada ao acoplamento indutivo usado em sistema RFID ou de implante, por exemplo.

5.1 Circuito Equivalente para a Análise

A Figura 5.1 mostra uma configuração completa de circuitos de interrogador e transponder operados por acoplamento indutivo e modulação de carga. No circuito mostrado os componentes C_{E1} , C_{E2} , L_{E1} e L_{E2} são determinados de forma a fazer com que o amplificador do interrogador opere em classe E. À direita dos pontos *a-b* têm-se a carga do amplificador. L_I e R_{EI} correspondem ao indutor de acoplamento do interrogador e a resistência extra no ramo desse indutor. De forma análoga, L_T e R_{ET} correspondem ao indutor de acoplamento do transponder e a resistência extra para no ramo desse indutor. Os capacitores C_1 e C_2 são

ajustados de forma a realizar o casamento de impedância entre a saída do amplificador, $a-b$, e a carga correspondente ao ramo do indutor de interrogador, $c-d$. Se o amplificador e o indutor de acoplamento do interrogador devem ser construídos como módulos separados, a conexão entre os pontos $a-b$ e $a'-b'$ ocorre por meio de um cabo coaxial, cuja impedância mais comum é 50 ohms. Quando ocorre esse uso de cabo de conexão poderá ser necessária uma rede casamento também entre L_{E2} e o ponto a . Os circuitos de interrogador e transponder estão acoplados por meio da indutância mútua M . A interface de RF passiva retifica a tensão em seus terminais e através de um regulador de tensão alimenta os circuitos digitais que controlam a própria interface, além de outros circuitos correspondentes a função do transponder. Para permitir a máxima transferência de potência entre o indutor de acoplamento do transponder e o correspondente circuito de interface de RF pode existir uma rede de casamento, como a representada por C_3 e C_4 . Tanto essa rede como a C_1-C_2 são projetadas para ressonar, com os correspondentes indutores, na frequência da portadora.

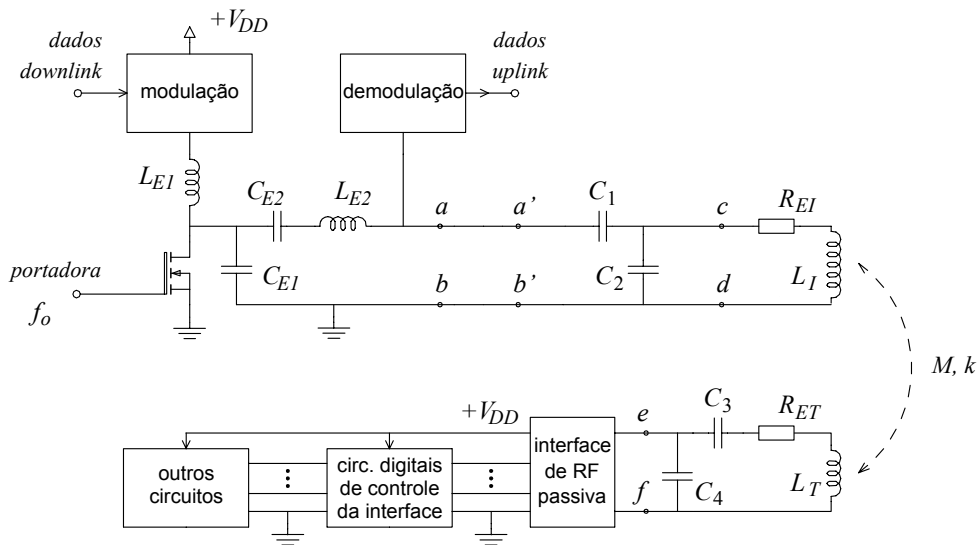


Figura 5.1 - Circuitos do interrogador e do transponder

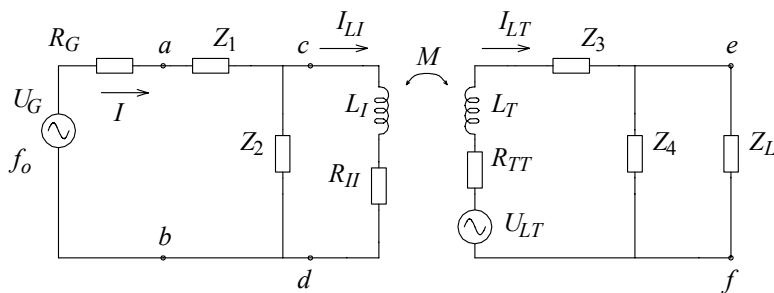


Figura 5.2 - Primeira aproximação de circuito equivalente para a Figura 5.1

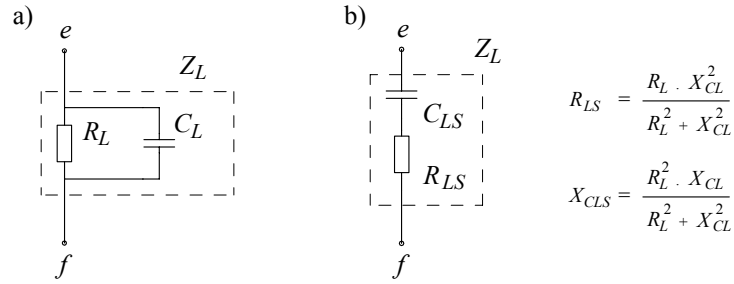


Figura 5.3 - Modelo para a carga Z_L correspondente aos terminais $e-f$ na Figura 5.1. a) Z_L em formato paralelo. b) Z_L convertida para formato série.

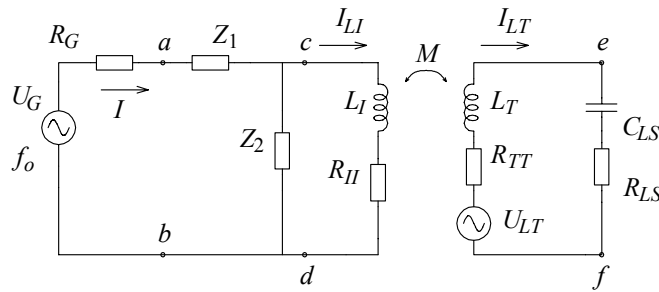


Figura 5.4 - Circuito para a análise de transferência de potência do interrogador para o transponder.

A Figura 5.2 mostra uma primeira aproximação para o circuito equivalente utilizado na análise. Na Figura 5.2 U_G é o valor de pico de uma fonte senoidal que representa a saída de RF do amplificador classe E, sendo R_G a resistência de saída do mesmo. Z_2 e Z_1 representam os capacitores C_1 e C_2 , enquanto Z_3 e Z_4 representam os capacitores C_3 e C_4 . R_{II} corresponde a R_{EI} em série com a resistência de perdas do indutor de interrogador, ou seja, $R_{II} = R_{EI} + R_I$. De forma análoga, $R_{TT} = R_{ET} + R_T$. O elemento Z_L representa a carga conectada à esquerda dos terminais $e-f$ da Figura 5.1. Essa carga constitui-se de duas partes, como mostra a Figura 5.3.a.

A resistência R_L representa a potência consumida pelos circuitos da interface de RF passiva mais o consumo de quaisquer circuitos alimentados a partir da tensão $+V_{DD}$ fornecida por tal interface. C_L representa a capacitância que existe nos terminais de conexão do indutor no transponder. Tal capacitância tem valor da ordem de pF, sendo discutida na seção 6.1.

Para o propósito da análise é mais conveniente que a carga Z_L esteja no formato série em lugar do paralelo. A Figura 5.3.b mostra a realização da equivalência indicada.

Aplicando a Figura 5.3.b em 5.2 resulta a Figura 5.4. Observa-se que na passagem a rede Z_3 - Z_4 deixa de estar presente no circuito equivalente. Para propósito da análise realizada isso é possível na medida em que uma das seguintes condições ocorra:

i) A rede Z_3 - Z_4 realmente não existe no circuito de transponder e C_L tem o valor para obter ressonância com L_T na frequência f_o .

ii) A rede Z_3 - Z_4 existe no circuito e ela é projetada para prover o exato casamento de impedância entre Z_L e a associação série R_{TT} - L_T . Ao mesmo tempo em que realiza o casamento de impedância, a rede determina no lado de transponder um circuito LC ressonante na frequência f_o .

A condição “i” normalmente ocorre em transponders RFID. A eliminação da rede reduz o número de componentes, diminuindo o custo do transponder, o que é de interesse para esse tipo de aplicação. Por outro lado, sem a rede em geral o circuito do transponder não ira operar da forma mais otimizada possível, mas as aplicações RFID toleram essa redução de desempenho.

5.2 Dedução da Expressão para Transferência de Potência com o Critério de Projeto M=0.

A seguir nós deduzimos uma primeira expressão para P_{RL} em função da indutância mútua. Essa dedução tem base na condição “i” apresentada na seção anterior. Será visto que quanto à expressão obtida, a condição “ii” pode ser tratada como um caso particular da condição “i”.

Para a Figura 5.4 a seguinte equação pode ser escrita para as tensões na malha do circuito do interrogador

$$U_G = IR_G + Z_1 I + U_{cd} . \quad (5.1)$$

Sendo $I = I_{LI} + U_{cd}/Z_2$ resulta

$$U_G = R_G \left(I_{LI} + \frac{U_{cd}}{Z_2} \right) + Z_1 \left(I_{LI} + \frac{U_{cd}}{Z_2} \right) + U_{cd} . \quad (5.2)$$

Após alguma manipulação (5.2) pode ser colocada na forma

$$U_G = I_{LI}(R_G + Z_1) + U_{cd} \left(1 + \frac{R_G + Z_1}{Z_2} \right). \quad (5.3)$$

U_{cd} , a tensão desenvolvida no ramo do indutor de interrogador, inclui duas componentes, conforme a expressão

$$U_{cd} = (R_{II} + jX_{LI})I_{LI} + j\omega MI_{LT}. \quad (5.4)$$

O primeiro componente é a queda de tensão no ramo do indutor de interrogador. O segundo componente é a tensão induzida no circuito de interrogador pela corrente circulando no circuito de transponder.

Aplicando (5.4) em (5.3) resulta

$$U_G = I_{LI}(R_G + Z_1) + ((R_{II} + jX_{LI})I_{LI} + j\omega MI_{LT}) \left(1 + \frac{R_G + Z_1}{Z_2} \right) \quad (5.5)$$

No circuito da Figura 5.4, Z_1 e Z_2 são assumidos como capacitores sem perdas, ou seja, não consomem potência. Desta forma, a máxima potência ativa será transferida para o ramo do indutor de interrogador se a impedância vista pelo amplificador classe E entre os pontos *a-b* for igual ao conjugado complexo de sua impedância de saída. Como é assumido que a impedância de saída do amplificador é puramente resistiva e com valor R_G , a condição de máxima transferência de potência leva a expressão

$$Z_1 + (R_{II} + jX_{LI}) // Z_2 = R_G. \quad (5.6)$$

Ao escrever (5.6), estamos implicitamente assumindo que a rede Z_1 - Z_2 é projetada assumindo que o indutor de transponder está fora da região de influência daquele de interrogador, ou seja, $M = 0$. Daí surge a designação “*com o critério de projeto $M=0$* ” dada a esta seção. Mais adiante será mostrado que ao projetar a rede Z_1 - Z_2 conforme uma condição $M \neq 0$ aparecem outros termos em (5.6).

Resolvendo (5.6) para Z_1 é obtido

$$Z_1 = R_G - (R_{II} + jX_{LI}) // Z_2. \quad (5.7)$$

Aplicando (5.7) em (5.5) resulta

$$U_G = I_{LI}(2R_G - (R_{II} + jX_{LI}) // Z_2) + ((R_{II} + jX_{LI})I_{LI} + j\omega MI_{LT}) \left(1 + (2R_G - (R_{II} + jX_{LI}) // Z_2) \frac{1}{Z_2} \right) \quad (5.8)$$

Observando a parte relativa ao transponder na Figura 5.4, pode-se escrever a seguinte equação de malha

$$U_{LT} + I_{LT}(R_{TT} + jX_{LT} + R_{LS} - jX_{CLS}) = 0 \quad (5.9)$$

A situação no secundário da Figura 5.4 é de uma fonte senoidal com uma impedância RL em série, que alimenta uma carga constituída por um circuito RC série. O interesse é que a máxima potência seja transferida a carga. Assim, a aplicação da condição de máxima transferência de potência no secundário da Figura 5.4, significa que deve ocorrer

$$X_{CLS} = X_{LT} \text{ e } R_{LS} = R_{TT} \quad (5.10)$$

É improvável que a condição expressa por (5.10) ocorra naturalmente. Para atendê-la surge a condição “ii” apresentada na seção anterior. Porém, para o propósito da dedução em curso será assumida a condição “i”, a qual garante a igualdade apenas para a parte reativa. Assim, temos

$$X_{CLS} = X_{LT} \text{ e } R_{LS} \neq R_{TT} \quad (5.11)$$

Ainda quanto a (5.9), tem-se que U_{LT} é a tensão induzida no circuito de transponder a partir da corrente circulando no indutor de interrogador, ou seja,

$$U_{LT} = j\omega M I_{LI} \quad (5.12)$$

Aplicando (5.12) e (5.11) em (5.9) obtém-se

$$j\omega M I_{LI} + I_{LT}(R_{TT} + jX_{LT} + R_{LS} - jX_{LT}) = j\omega M I_{LI} + I_{LT}(R_{TT} + R_{LS}) = 0$$

A qual resolvida para I_{LT} torna-se

$$I_{LT} = \frac{-j\omega M I_{LI}}{R_{TT} + R_{LS}} \quad (5.13)$$

Substituindo (5.13) em (5.8) resulta

$$U_G = I_{LI}(2R_G - (R_{II} + jX_{LI}) // Z_2) + \left((R_{II} + jX_{LI}) I_{LI} + \frac{(\omega M)^2 I_{LI}}{R_{TT} + R_{LS}} \right) \left(1 + (2R_G - (R_{II} + jX_{LI}) // Z_2) \frac{1}{Z_2} \right) \quad (5.14)$$

Após algum trabalho algébrico (5.12) pode ser colocada na forma

$$I_{LI} \left(1 + \left(\frac{2R_G(R_{II} + jX_{LI} + Z_2) + Z_2^2}{2R_G(R_{II} + jX_{LI} + Z_2)^2} \right) \cdot \frac{(\omega M)^2}{R_{TT} + R_{LS}} \right) = \frac{U_G}{2R_G} \cdot \frac{Z_2}{(R_{II} + jX_{LI} + Z_2)} \quad (5.15)$$

No circuito da Figura 5.4, quando o indutor de interrogador está sem carga e seu ramo está casado à resistência de saída do amplificador, as relações apresentadas na Figura 5.5 se aplicam. Deve ser lembrado que o indutor de interrogador estar sem carga corresponde ao critério $M = 0$ usado no projeto da rede L.

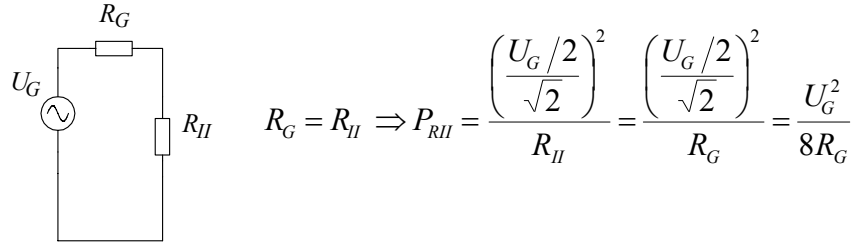


Figura 5.5 - Condição de casamento de impedância entre os pontos *a-b* e *c-d* da Figura 5.4, dado $M = 0$.

Nas mesmas condições descritas na Figura 5.5, a potência em R_{II} pode ser expressa por $P_{RII} = R_{II} I_{LI(sem_carga)(rms)}^2$. Assim,

$$R_{II} I_{LI(sem_carga)(rms)}^2 = \frac{U_G^2}{8R_G}$$

$$\Downarrow$$

$$I_{LI(sem_carga)(rms)} = \frac{U_G}{2\sqrt{2} R_G} \sqrt{\frac{R_G}{R_{II}}} \quad (5.16)$$

$I_{LI(sem_carga)(rms)}$ também pode ser obtida de (5.15), ao fazer $M = 0$ e multiplicá-la por $1/\sqrt{2}$, o que leva ao resultado

$$I_{LI(sem_carga)(rms)} = \frac{U_G}{2\sqrt{2} R_G} \cdot \left| \frac{Z_2}{(R_{II} + jX_{LI} + Z_2)} \right| \quad (5.17)$$

Relacionando (5.16) com (5.17) o termo $Z_2/(R_{II} + jX_{LI} + Z_2)$ pode ser expresso por

$$\frac{Z_2}{(R_{II} + jX_{LI} + Z_2)} = \sqrt{\frac{R_G}{R_{II}}} e^{j\theta}, \quad (5.18)$$

onde θ é a fase de $Z_2/(R_{II} + jX_{LI} + Z_2)$.

Aplicando a substituição dada por (5.18) em (5.15), obtém-se

$$I_{LI} \left(1 + \left(\frac{1}{Z_2} \sqrt{\frac{R_G}{R_{II}}} e^{j\theta} + \frac{1}{2R_{II}} e^{j2\theta} \right) \frac{(\omega M)^2}{R_{TT} + R_{LS}} \right) = \frac{U_G}{2R_G} \sqrt{\frac{R_G}{R_{II}}} e^{j\theta} \quad (5.19)$$

Conforme a Figura 5.1, Z_2 é capacitivo puro, ou seja, $Z_2 = -j(1/\omega C_2) = (1/\omega C_2) \angle -\pi/2$.

Fazendo essa substituição em (5.19) resulta

$$I_{LI} \left(1 + \left(\omega C_2 \sqrt{\frac{R_G}{R_{II}}} e^{j(\theta+\pi/2)} + \frac{1}{2R_{II}} e^{j2\theta} \right) \frac{(\omega M)^2}{R_{TT} + R_{LS}} \right) = \frac{U_G}{2R_G} \sqrt{\frac{R_G}{R_{II}}} e^{j\theta} \quad (5.20)$$

Valores típicos de circuito interrogador levam a que ωC_2 e θ sejam muito pequenos, e assim é possível assumir

$$\omega C_2 \sqrt{\frac{R_G}{R_{II}}} e^{j(\theta+\pi/2)} \cong 0, \quad e^{j\theta} \cong 1, \quad e^{j2\theta} \cong 1.$$

Aplicando estas simplificações em (5.20), e colocando I_{LI} em evidência, resulta

$$I_{LI} \cong \frac{U_G}{2R_G} \sqrt{\frac{R_G}{R_{II}}} \left(1 + \frac{(\omega M)^2}{2R_{II}(R_{TT} + R_{LS})} \right)^{-1}. \quad (5.21)$$

A potência entregue a resistência que modela o consumo do transponder é

$$P_{RL} = R_{LS} I_{LT(\text{rms})}^2. \quad (5.22)$$

Quanto a valor de pico, a equação (5.13) mostra I_{LT} expressa em termos de I_{LI} . Assim,

$$I_{LT(\text{rms})} = \left| \frac{-j\omega M I_{LI}}{R_{TT} + R_{LS}} \right| \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (5.23)$$

Aplicando (5.21) em (5.23), e a seguir em (5.22) o resultado obtido, chega-se a expressão

$$P_{RL} = \frac{U_G^2 R_{LS}}{8R_G R_{II} (R_{TT} + R_{LS})^2} \left[\omega M \left(1 + \frac{(\omega M)^2}{2R_{II} (R_{TT} + R_{LS})} \right)^{-1} \right]^2 \quad (5.24)$$

Levando em conta a relação entre M , L_I , e L_T , dada por (3.2), pode-se colocar (5.24) em termos do coeficiente de acoplamento,

$$P_{RL} = \frac{U_G^2 R_{LS}}{8R_G R_{II} (R_{TT} + R_{LS})^2} \left[\omega k \sqrt{L_I L_T} \left(1 + \frac{(\omega k)^2 L_I L_T}{2R_{II} (R_{TT} + R_{LS})} \right)^{-1} \right]^2 \quad (5.25)$$

O resultado acima foi obtido de acordo com a condição “i” da seção anterior, a qual se refletiu na expressão (5.11) utilizada na dedução. Para obter o resultado de acordo com a condição “ii” basta aplicar em (5.9) a expressão (5.10). Dessa forma, resulta

$$I_{LT} = \frac{-j\omega M I_{LI}}{2R_{TT}}. \quad (5.26)$$

Pode ser dito que (5.26) é (5.13) revisada para a condição “ii”. A partir dessa mudança, as expressões para a potência transferida no caso da condição “ii” são

$$P_{RL} = \frac{U_G^2}{32R_G R_{II} R_{TT}} \left[\omega M \left(1 + \frac{(\omega M)^2}{4R_{II} R_{TT}} \right)^{-1} \right]^2 \quad \text{e} \quad (5.27)$$

$$P_{RL} = \frac{U_G^2}{32R_G R_{II} R_{TT}} \left[\omega k \sqrt{L_I L_T} \left(1 + \frac{(\omega k)^2 L_I L_T}{4R_{II} R_{TT}} \right)^{-1} \right]^2. \quad (5.28)$$

É de interesse para o projeto do sistema de acoplamento indutivo que seja possível determinar qual o valor de indutância mútua, ou coeficiente de acoplamento, leva a maximização da potência transferida ao transponder. Com base nas fórmulas obtidas para P_{RL} é possível fazer isso de forma analítica. As curvas para P_{RL} em função de M possuem um único ponto de máximo, o qual ocorre para $M > 0$. Verifica-se essa característica nas curvas $P_{RL}(M)$ apresentadas no Capítulo 6. Assim, se derivamos P_{RL} em relação a M e igualamos a zero a expressão resultante obteremos uma fórmula para a indutância mútua que maximiza P_{RL} . Essa fórmula é

$$M_{PRL(\max)} = \frac{\sqrt{2R_{II} (R_{TT} + R_{LS})}}{\omega} \quad (5.29)$$

para a condição “i”, e é igual a

$$M_{PRL(\max)} = \frac{2\sqrt{R_{II}R_{TT}}}{\omega}, \quad (5.30)$$

para a condição “ii”.

5.3 Dedução da Expressão para Transferência de Potência com o Critério de Projeto $M \neq 0$

Na dedução acima, em certo ponto foi estabelecida a expressão (5.6). Ao escrever (5.6) estamos implicitamente assumindo que $M = 0$ ao fazer o projeto da rede C_1 - C_2 ; indutância mútua nula significa considerar que o transponder está fora da área de influência do interrogador.

Nesta seção será refeita a análise anterior, com a mudança de que agora se considera que ao projetar a rede C_1 - C_2 a indutância mútua é diferente de zero. Para essa condição, ao realizar a análise correspondente à obtenção de (5.6) deve-se utilizar o circuito equivalente da Figura 5.6.

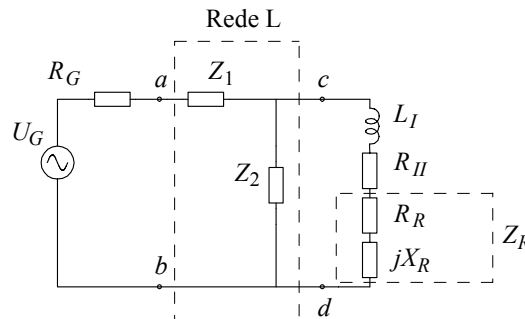


Figura 5.6 - Circuito equivalente do interrogador incluindo a impedância refletida do transponder para o interrogador. Esse circuito equivalente ocorre para $M \neq 0$.

Como a Figura mostra, agora para determinar a rede de casamento L deve ser levada em conta a impedância refletida no ramo de interrogador devido a carga R_L no lado de transponder. A impedância refletida é denominada Z_R . Para existir Z_R é necessário $M \neq 0$, ou seja, haver acoplamento entre interrogador e transponder. As expressões para as partes resistiva e reativa de Z_R são (Liu, 2008)

$$R_R = R_L \left(\frac{M_{Lnet}}{L_T} \right)^2 \text{ e} \quad (5.31)$$

$$X_R = \frac{-\omega M_{Lnet}^2}{L_T}. \quad (5.32)$$

A indutância mútua presente nestas expressões é denominada M_{Lnet} , designação dada porque é a partir da mesma que se determina Z_R e em consequência os valores dos capacitores C_1 e C_2 da rede de casamento L.

De acordo com a introdução de R_R e jX_R no ramo do indutor de interrogador a expressão de casamento de impedância equivalente a (5.6) torna-se

$$Z_1 + (R_{IR} + jX_{IR}) // Z_2 = R_G \quad (5.33)$$

onde

$$R_{IR} = R_{II} + R_R \quad (5.34)$$

$$\text{e } X_{IR} = X_{LI} + X_R. \quad (5.35)$$

Resolvendo (5.33) para Z_1 e aplicando o resultado em (5.5) obtém-se

$$U_G = I_{LI} (2R_G - (R_{IR} + jX_{IR}) // Z_2) + ((R_{II} + jX_{LI}) I_{LI} + j\omega M I_{LT}) \left(1 + (2R_G - (R_{IR} + jX_{IR}) // Z_2) \frac{1}{Z_2} \right) \quad (5.36)$$

Fazendo novamente as considerações relativas às expressões (5.9) a (5.13), e a seguir aplicando (5.13) em (5.36), resulta

$$U_G = I_{LI} (2R_G - (R_{IR} + jX_{IR}) // Z_2) + \left((R_{II} + jX_{LI}) I_{LI} + \frac{(\omega M)^2 I_{LI}}{R_{TT} + R_{LS}} \right) \left(1 + (2R_G - (R_{IR} + jX_{IR}) // Z_2) \frac{1}{Z_2} \right) \quad (5.37)$$

Agora é necessário modificar (5.37), colocando I_{LI} em evidência. Para facilitar as manipulações algébricas que devem ser feitas utilizam-se as substituições a seguir.

$$A = R_{IR} + jX_{IR} + Z_2 \quad (5.38)$$

$$R_{II} + jX_{LI} = A - R_R - jX_R - Z_2 \quad (5.39)$$

$$C = \frac{(\omega M)^2}{R_{TT} + R_{LS}} \quad (5.40)$$

Após o trabalho algébrico indicado, obtém-se

$$I_{LI} = \frac{U_G}{2R_G} \cdot \frac{Z_2}{A} \left[1 + \frac{1}{A} \left(1 + \frac{Z_2^2}{2R_G A} \right) (C - R_R - jX_R) \right]^{-1} \quad (5.41)$$

Conforme a Figura 5.4, a transferência de potência para a carga que representa o consumo do transponder é dada por

$$P_{RL} = R_{LS} I_{LT(\text{rms})}^2 \quad (5.42)$$

I_{LT} em valor de pico é dada por (5.13), logo

$$I_{LT(\text{rms})} = \frac{\omega M I_{LI(\text{rms})}}{R_{TT} + R_{LS}} \quad (5.43)$$

Aplicando (5.43) em (5.42) resulta

$$P_{RL} = \frac{R_{LS} (\omega M)^2 I_{LI(\text{rms})}^2}{(R_{TT} + R_{LS})^2} \quad (5.44)$$

A aplicação de I_{LI} de (5.41) em (5.44) exige a conversão de valor de pico para eficaz. Assim,

$$P_{RL} = \frac{R_{LS} (\omega M)^2}{(R_{TT} + R_{LS})^2} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right)^2 |I_{LI}|^2 \quad (5.45)$$

O resultado final é

$$P_{RL} = \frac{U_G^2 R_{LS}}{8 R_G^2 R_{TT}} \left| \frac{Z_2}{A} \right|^2 \left(\omega M \left| 1 + \frac{1}{A} \left(1 + \frac{Z_2^2}{2 R_G A} \right) (C - R_R - jX_R) \right|^{-1} \right)^2 \quad (5.46)$$

Todo o equacionamento realizado acima foi de acordo com a condição “i” da seção 5.1. Se for usada a condição “ii”, o resultado obtido é

$$P_{RL} = \frac{U_G^2}{32 R_G^2 R_{TT}} \left| \frac{Z_2}{A} \right|^2 \left(\omega M \left| 1 + \frac{1}{A} \left(1 + \frac{Z_2^2}{2 R_G A} \right) (D - R_R - jX_R) \right|^{-1} \right)^2 \quad (5.47)$$

Onde D corresponde a C da expressão (5.40) alterado de acordo com a condição “ii”, ou seja,

$$D = \frac{(\omega M)^2}{2R_{TT}} \quad (5.48)$$

Na dedução realizada na seção 5.2 foi utilizada uma análise quanto à magnitude e fase típicas de Z_2 . Tal análise levou a simplificação da expressão para I_{LI} e consequentemente para P_{RL} . Quanto à (5.46) e (5.47) até o momento não foi possível identificar uma simplificação correspondente. Porém, por meio dos projetos de sistema realizados no Capítulo 6, verificou-se que desprezar X_R na expressão para A e em (5.46) ou (5.47) leva a um erro máximo de 5% no valor de P_{RL} , isso quando são considerados os valores desde $P_{RL(\max)}$ até $P_{RL(\max)}/2$ quanto à curva $P_{RL}(M)$. Conforme os projetos do Capítulo 6, o erro é maior quando o indutor de interrogador apresenta menor L_I . Isso faz sentido, pois quanto menor X_{LI} mais peso terá X_R dentro do valor total X_{IR} . Devido ao número relativamente limitado de projetos onde foi testada a simplificação e verificado seu impacto, preferiu-se não incorporar a mesma nas fórmulas obtidas.

Na seção anterior também foram obtidas fórmulas para a determinação do M que leva a maximização da transferência de potência. No caso desta seção a obtenção desse tipo de fórmula é bem mais complicada. Primeiro, temos que (5.46) é muito mais complexa que (5.24), e daí a dedução para chegar a expressão desejada não é trivial. O segundo ponto que torna o problema complexo é o critério de projeto da rede L usado nesta seção, onde M é diferente de zero. Cada diferente M_{Lnet} que se usa para projetar a rede L do interrogador resulta em impacto na curva $P_{RL}(M)$, onde o máximo da curva será obtido para um diferente M . Assim, além de depender de R_{IL} , R_{TT} , e R_{LS} , a indutância mútua que maximiza a curva deverá depender também de M_{netL} . Conforme revisão bibliográfica essa é uma questão que ainda não é tratada na literatura. Para o interesse da Tese foi iniciada a busca da solução, com a obtenção do critério empírico apresentado no Capítulo 6.

CAPÍTULO 6

MÉTODOS DE PROJETO DO ACOPLAMENTO INDUTIVO

Algumas partes deste capítulo correspondem a uma adaptação de trechos originalmente publicados em um trabalho relativo a esta Tese (Silva, 2011).

Este capítulo apresenta os métodos de projeto que foram desenvolvidos para os circuitos do acoplamento indutivo em sistemas de implante e RFID. Todo o conteúdo do capítulo é elaborado em torno de uma aplicação, a qual corresponde ao sistema de monitoramento de temperatura baseado em acoplamento indutivo descrito no próximo capítulo. O capítulo inicia com a obtenção do circuito equivalente relativo à implementação de sistema de acoplamento indutivo indicada. Então, os componentes desse circuito equivalente são descritos. No caso particular da carga equivalente para o lado de transponder é realizada uma determinação com base em uma análise fundamentalmente teórica. A seguir, essa determinação da carga equivalente é realizada com base em medições. São então relacionadas e discutidas expressões matemáticas que permitem determinar a largura de faixa e a eficiência dos circuitos do acoplamento; a expressão para a largura de faixa corresponde àquela obtida em um dos apêndices desta Tese. Define-se então a sequência de etapas que se determinou como a mais adequada para a realização do projeto do acoplamento indutivo. A primeira etapa consiste da seção que descreve os parâmetros de partida para o projeto. A segunda etapa consiste de uma outra seção que examina a determinação dos indutores de acoplamento. A determinação busca obter o máximo coeficiente de acoplamento dada certa separação entre os indutores. Seguem-se quatro seções que descrevem os métodos de projeto desenvolvidos para determinar os demais componentes do circuito de acoplamento indutivo. Os três últimos métodos foram

desenvolvidos com foco em garantir que o acoplamento indutivo atenda simultaneamente objetivos de transferência de potência e largura de faixa nas comunicações. O primeiro método baseia-se na formulação para a largura de faixa nos circuitos, a qual foi obtida no Apêndice B. Além dessa formulação, os demais métodos utilizam também as expressões para transferência de potência que foram obtidas no Capítulo 5.

6.1 Modelo para o Acoplamento Indutivo do Sistema

O próximo capítulo apresenta a Figura 7.1, a qual constitui uma visão completa do protótipo que foi desenvolvido nesta Tese. Este capítulo tem como objetivo apresentar os métodos que foram desenvolvidos para o projeto dos circuitos de acoplamento indutivo do sistema. Essa parte do sistema corresponde ao trecho desde os pontos “a-b” até os pontos “e-f” na Figura 6.1. De modo a tornar viável o estabelecimento de métodos de projeto é necessário obter um circuito equivalente para o diagrama elétrico da Figura 6.1. Tal modelo aparece na Figura 6.2. A seguir os principais elementos que aparecem nas Figuras 6.1 e 6.2 são discutidos.

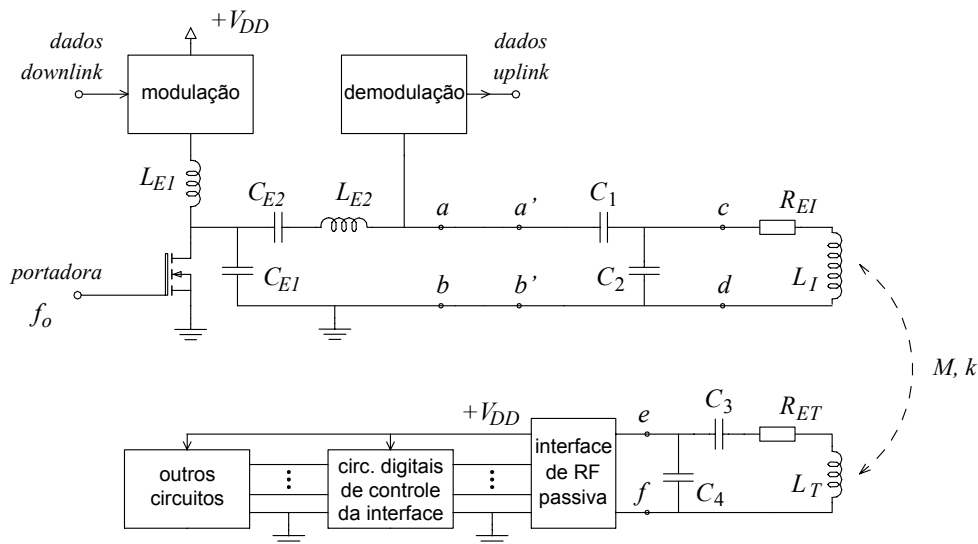


Figura 6.1 - Detalhamento da parte da Figura 6.1 que é relativa ao acoplamento indutivo.

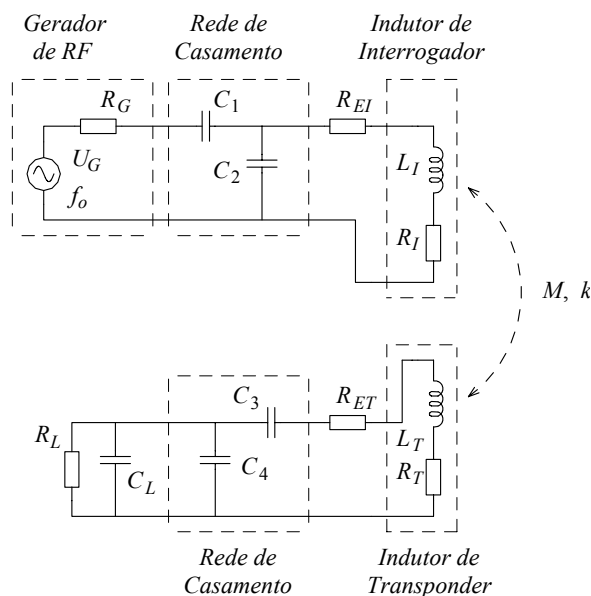


Figura 6.2 - Modelo para o acoplamento indutivo em um sistema de implante ou RFID. Para várias análises apresentadas neste capítulo, as resistências R_{EI} e R_I , bem como R_{ET} e R_T , são consideradas uma única resistência equivalente, tal como (6.1) e (6.2) definem.

Resistência R_L

A resistência R_L representa o consumo de potência relativo a todos os circuitos à esquerda dos pontos e - f na Figura 6.1. Dado que a análise para o estabelecimento do valor de R_L é relativamente extensa, esse aspecto será apresentado de forma completa na próxima seção.

Capacitância C_L

Em relação à capacitância C_L podem ocorrer duas possibilidades.

Uma é que essa capacitância seja apenas aquela parasita dos terminais de entrada de tensão alternada da interface de RF passiva. Essa possibilidade ocorre com o AT88RF001, o CI discutido na seção 3.4 e que é utilizado no protótipo descrito no Capítulo 7.

A outra possibilidade também ocorre com CIs de transponder RFID, e corresponde a abordagem onde o fabricante aumenta propositalmente o valor de C_L , de modo a fazer seu valor adequado para ressonância com a indutância do típico indutor a ser empregado com o dispositivo. Esse é o caso do AT88RF020 da Figura 3.8, para o qual o indutor típico é aquele da Figura 3.1.b.

O fabricante do AT88RF001 e AT88RF020 informa que a capacitância C_L típica dos mesmos é 10 pF e 82 pF, respectivamente (ATMEL, 2002b). O valor de C_L para o AT88RF001 foi confirmado pelas medições apresentadas na seção 6.2, onde foi obtido o valor de 12 pF.

Gerador de RF

O gerador representa a saída do amplificador de RF do interrogador. U_G é o valor de pico da tensão de saída e R_G é a impedância de saída. Essa representação vale tanto para o caso onde a saída do amplificador conecta-se com o indutor de acoplamento por meio de um cabo coaxial, quando no caso onde o amplificador e o indutor de acoplamento estão integrados em uma mesma placa de circuito impresso. No primeiro caso o valor típico para R_G é 50 ohms. Em ambos os casos a configuração de amplificador de RF mais comumente utilizada é a Classe E (Sokal, 1975). A tensão de saída do gerador tem uma frequência que é denominada f_o . Para simplificar a análise daqui por diante é assumido que o valor de U_G é constante, ou seja, não se considera a variação discreta de amplitude que ocorre para a comunicação no sentido do interrogador para o transponder.

Redes de Casamento de Impedância

C_1 - C_2 e C_3 - C_4 constituem redes de casamento de impedância. O objetivo dessas redes é fazer com que a máxima potência possa ser transferida do gerador de RF para o ramo do indutor de interrogador, e que a máxima potência possa ser transferida da tensão induzida no ramo do indutor de transponder para a carga R_L . As redes de casamento usadas no sistema são denominadas tipo L, e no caso sempre implementadas com capacitores. O método de projeto dessas redes inclui a técnica de ressonância. Assim, C_1 - C_2 são projetados para obter ressonância com o indutor L_I , e de forma corresponde C_3 - C_4 são projetados para obter ressonância com L_T . Em ambos os casos a frequência de ressonância é aquela especificada para o gerador de RF, ou seja, f_o .

Coeficiente de Acoplamento e Indutores

Os blocos correspondentes aos indutores de interrogador e transponder já foram tratados na seção 4.2, onde foram apresentadas expressões que permitem estimar tanto a auto-indutância, L_I ou L_T , quanto à resistência de perdas, R_I ou R_T . Analogamente, a indutância mútua e o coeficiente de acoplamento foram tratados na seção 4.4.

Resistências R_{EI} e R_{ET}

R_{EI} e R_{ET} são resistências extras adicionadas nos ramos dos indutores de interrogador e transponder, respectivamente. A função dessas resistências será discutida mais adiante, mas para a análise básica quanto ao acoplamento indutivo é mais conveniente utilizar a resistência total em cada ramo, ou seja,

$$R_{II} = R_I + R_{EI} \quad (6.1)$$

$$\text{e } R_{IT} = R_T + R_{ET} . \quad (6.2)$$

6.2 Análise e Medição de R_L

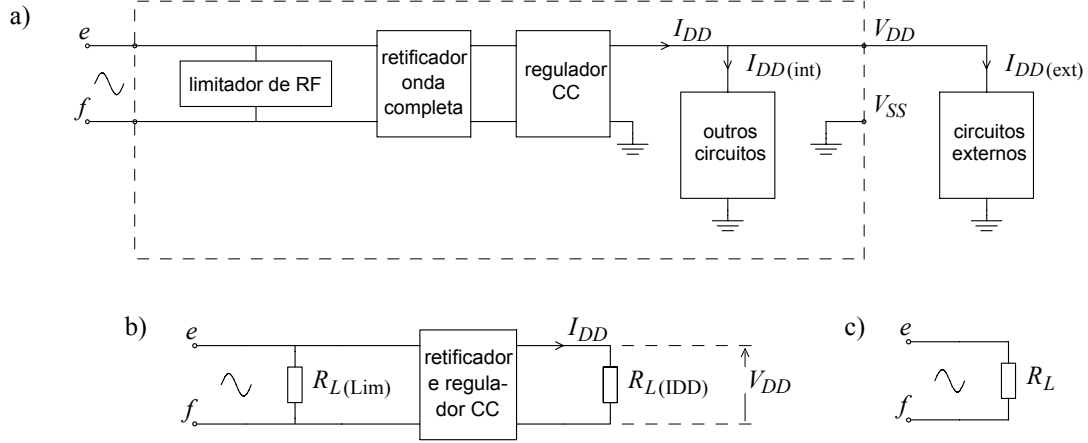
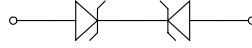
Nesta seção são apresentadas duas abordagens para a determinação de R_L , uma baseada essencialmente em considerações teóricas e outra por meio de medições.

6.2.1 Análise Teórica para R_L

Para determinar o valor de R_L correspondente aos pontos e - f no modelo da Figura 6.2 foi realizada uma análise com base nos blocos da Figura 6.3.

$R_{L(\text{Lim})}$ na parte “b” da Figura 6.3 corresponde ao consumo de corrente do limitador de tensão da interface de RF passiva. Este bloco sempre existe em circuitos integrados de interface de RF passiva e tem por função evitar que tensões muito elevadas se desenvolvam sobre os terminais de tensão alternada do dispositivo, o que pode danificar os blocos da seção de RF. Dada a função do limitador, temos que o valor de $R_{L(\text{Lim})}$ varia em uma ampla faixa, conforme a amplitude da tensão de RF que seria induzida a vazio no indutor de transponder. Para a análise em curso supõe-se que o consumo do limitador é aquele do início de sua atuação. Por meio de experimentos foi obtido que no caso do AT88RF001 a tensão U_{ef} que corresponde ao início da atuação do limitador é aproximadamente 13,5 Vpp. Assumindo esse valor de tensão de limitação, foram então realizadas simulações SPICE com diodos zener ligados conforme apresentado na Figura 6.4. Os diodos utilizados nas simulações foram para tensão de 6,2 volts¹, e

¹ O modelo SPICE utilizado foi o do diodo 1N753, o qual é um zener de 6,2 V e 500 mW.

Figura 6.3 - Determinação de R_L para o modelo da Figura 6.2Figura 6.4 - Ligação de diodos zener para obtenção do equivalente R_L relativo ao limitador de tensão de um CI de interface de RF passiva.

o circuito de simulação incluía um gerador senoidal de 13,56 MHz, com amplitude crescente ao longo do tempo, desde 0 Vpp até 20 Vpp. A partir das simulações SPICE foi obtido para $R_{L(\text{Lim_SPICE})}$ um valor igual a 969 ohms. Isso significa que nos terminais e - f o consumo de potência relativo apenas ao limitador é²

$$P_{RF(\text{Lim})} = \frac{(U_{\text{Lim(PP)}})^2}{8R_{L(\text{Lim_SPICE})}} = \frac{14,1^2}{8 \times 969} = 25,6 \text{ mW} . \quad (6.3)$$

Na Figura 6.3.b $R_{L(\text{IDD})}$ corresponde à resistência equivalente para o consumo de corrente contínua à direita do regulador de tensão na Figura 6.3.a. Tal consumo consiste de duas partes. $I_{DD(\text{int})}$ é o consumo correspondente aos circuitos internos do AT88RF001. A outra parte é $I_{DD(\text{ext})}$, que corresponde ao consumo dos circuitos externos que são alimentados a partir dos terminais V_{DD} e V_{SS} do AT88RF001. Assim, temos

$$I_{DD} = I_{DD(\text{int})} + I_{DD(\text{ext})} . \quad (6.4)$$

² Nas simulações realizadas, a utilização de dois diodos zener de 6,2 volts levou a limitação de tensão em 14,1 Vpp, ao invés do valor de 13,5 Vpp.

Conforme apresentado na seção 7.4, no caso do sensor construído $I_{DD(\text{ext})}$ varia desde 158 μA até 1,7 mA. Nesse sensor o bloco “circuitos externos” da Figura 6.3.a corresponde a um microcontrolador, e a variação de corrente indicada ocorre de acordo com as diversas tarefas realizadas pelo sensor, onde são ativados ou não os diversos blocos que constituem o microcontrolador. Para o propósito de estimar R_L foi escolhido o valor de consumo de corrente quando está ocorrendo a leitura de dados na memória do microcontrolador por meio do barramento I2C. Verificou-se que esse é o momento mais crítico na utilização do sensor, pois, em diversos testes realizados, foi obtido que após uma escrita com sucesso na memória do microcontrolador, e execução com sucesso dos comandos passados por meio dessa escrita, por vezes ocorriam falhas nas leituras dos resultados armazenados na memória do microcontrolador. Conforme os resultados da Tabela 6.3, o consumo do microcontrolador nas operações de leitura I2C foi determinado como sendo de 1,5 mA, ou seja, $I_{DD(\text{ext})} = 1,5 \text{ mA}$.

Quanto à $I_{DD(\text{int})}$ a documentação do AT88RF001 não traz muita informação relativa ao consumo interno do componente, sendo apenas informado que tal consumo pode variar desde 130 até 240 μA (ATMEL, 2002a). Para o propósito de estimar $R_{L(\text{IDD})}$, o ideal seria conhecer o valor de consumo interno para o momento determinado como crítico na operação do sensor, ou seja, quando das operações de leitura I2C. Na falta do conhecimento desse valor, foi escolhido usar $I_{DD(\text{int})} = 240 \mu\text{A}$, ou seja, o valor máximo informado na documentação.

Conforme discutido acima, o consumo de corrente que determina $R_{L(\text{IDD})}$ na Figura 6.3.b é

$$I_{DD} = I_{DD(\text{int})} + I_{DD(\text{ext})} = (0,24 + 1,5)\text{mA} = 1,74 \text{ mA} . \quad (6.5)$$

Assim, a potência de corrente contínua fornecida pelo regulador de tensão do AT88RF001 é

$$P_{DD} = V_{DD} I_{DD} = 2,45\text{V} \times 1,74\text{mA} = 4,263 \text{ mW} . \quad (6.6)$$

Conforme a parte “b” da Figura 6.3, essa potência é desenvolvida sobre um $R_{L(\text{IDD})}$ igual a 1408 ohms. O valor P_{DD} relaciona-se com a potência na entrada do retificador por meio do fator de eficiência na conversão de energia, η_{CC} , ou seja, a eficiência na conversão da tensão alternada nos pontos *e-f* para tensão contínua V_{DD} . Foram encontrados dois trabalhos trazendo a informação quanto ao valor de η_{CC} do retificador e regulador utilizados em circuitos de transponder RFID (Zhu, 2005)(Hu, 2006). Para as condições de interesse na análise em curso os valores apresentados variaram de 0,35 a 0,46. Aqui foi adotado o pior caso. Assim, nos

terminais *e-f* o consumo de potência relativo ao retificador e regulador que alimentam outras partes do transponder é

$$P_{RF(Ret)} = \frac{P_{DD}}{\eta_{CC}} = \frac{4,263\text{mW}}{0,35} = 12,2 \text{ mW} . \quad (6.7)$$

Finalmente, o consumo total de potência nos terminais de RF é

$$P_{RF} = P_{RF(Lim)} + P_{RF(Ret)} = (25,6 + 12,2)\text{mW} = 37,8 \text{ mW} . \quad (6.8)$$

Logo, o valor o R_L da Figura 6.3.c é

$$R_L = \frac{(U_{Lim(PP)})^2}{8P_{RF}} = \frac{14,1^2}{8 \times 37,8 \times 10^{-3}} = 657 \Omega . \quad (6.9)$$

O valor de R_L obtido acima corresponde ao limitador de RF em plena atuação. A comparação de (6.3) e (6.7) mostra que nessa situação o consumo dos circuitos do limitador é aproximadamente duas vezes maior que aquele relativo a todos demais circuitos do transponder. Mas, se a tensão nos terminais *e-f* for menor que aquela onde o limitador começa a atuar, o consumo do mesmo será desprezível. Por exemplo, para U_{ef} igual a 12,5 Vpp, a atuação do limitador ainda não iniciou e ao mesmo tempo o AT88RF001 já é capaz de operar. Assim, $R_{L(Lim)}$ tende a infinito e $P_{RL(Lim)}$ é igual zero. Supondo que o valor de η_{CC} não varie com a redução de U_{ef} para 12,5 Vpp, o valor de R_L será igual a 1600 ohms. Isso mostra a grande dependência de R_L quanto ao nível de tensão de U_{ef} e conseqüente atuação do limitador.

O R_L igual a 657 ohms de (6.9) é da mesma ordem de grandeza daquele apresentado por Scholz *at al.* (2007), onde é usado um valor de 300 ohms em consideração a um dispositivo RFID com funções de sensoriamento acrescentadas. Em adição, ele é relativamente próximo do valor de 500 ohms adotado por Jow e Ghovanloo (2007). Contudo, ao contrário daqui, nos trabalhos indicados os autores não fornecem qualquer informação quanto à forma como foi obtido o valor de R_L . Mesmo com a aproximação quanto às referências indicadas, nós consideramos que o valor de 657 ohms poderia não ser suficientemente exato para o propósito do modelamento do sistema de acoplamento indutivo em uma aplicação crítica como um implante. Por exemplo, na falta de informação do fabricante do CI da interface de RF, o fator de eficiência utilizado poderia tanto estar no extremo 0,35 quanto no 0,46, e neste último caso R_L mudará para 713 ohms. Uma incerteza ainda mais importante é quanto ao valor do consumo

de potência do limitador. Como visto acima, o valor de consumo do limitador foi estimado a partir de simulações SPICE usando diodos zener convencionais. Enquanto isso, nos CIs de interface de RF a função de limitação de tensão é implementada por meio de transistores tipo MOS (Kaiser, 1995). Além disso, foi necessário aceitar a aproximação de limitação em $14,1 V_{pp}$, pois não existiam modelos SPICE para diodos zener que levassem a limitação em $13,5 V_{pp}$, que é um valor mais exato para o circuito de interface de RF utilizado.

6.2.2 Obtenção de R_L por meio de Medições

Esta seção apresenta medições para obtenção de R_L . Além de fornecer o valor definitivo para o R_L usado no modelo da Figura 6.2, tais medições também permitiram avaliar o grau de aproximação possibilitado pela abordagem teórica apresentada na seção anterior.

Não é possível medir a impedância nos terminais de sinal alternado de uma interface de RF passiva por meio de um VNA, ou de uma ponte de impedância comum. Essa impossibilidade decorre do fato de que para estes instrumentos a amplitude da tensão utilizada na medição é muito menor que a tensão em que começa a atuação do limitador. Na realidade a medição com estes instrumentos não tem qualquer utilidade, visto que a efetiva operação dos dispositivos de interface de RF passiva também começa para tensões alternadas acima daquelas que tais instrumentos utilizam nas medições. Assim, para medir a impedância do AT88RF001 nas condições necessárias ao modelamento foi realizada a montagem da Figura 6.5, a qual foi utilizada de acordo com a técnica de medição em ponte de Wheatstone (Jones, 1974).

O procedimento de medição consistiu das seguintes etapas: i) Por meio de ajuste do gerador de sinais a tensão sobre os terminais de RF do AT88RF001, U_{ef} , era levada para o valor de interesse; ii) Variava-se C_V e R_V até ser obtida a menor diferença possível entre as tensões dos canais, sendo que para esse propósito era usada a função matemática $U_{CH1} - U_{CH2}$ do osciloscópio; iii) Caso após a etapa “ii” a queda de tensão na impedância de saída do gerador fizesse a amplitude de U_{ef} desviar do valor de interesse, era realizado o refinamento dos ajustes com a repetição de “i” e “ii”; iv) Uma vez concluídos os ajustes, os componentes C_V e R_V eram retirados do circuito e medidos por um capacitômetro e ohmímetro, respectivamente.

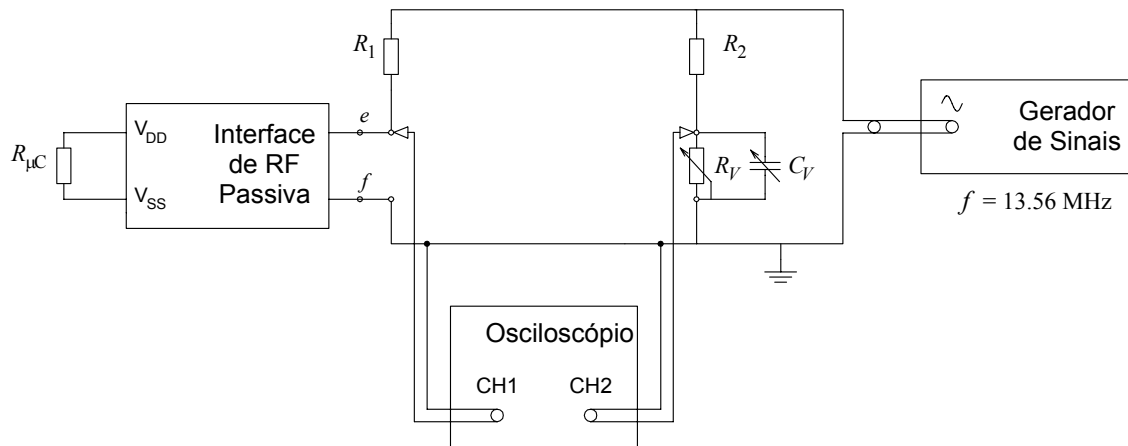


Figura 6.5 - Montagem para obtenção de R_L em função de U_{ef} .

Foi realizada a medição da impedância nos terminais $e-f$ na situação correspondente ao AT88RF001 fornecendo tensão de alimentação para o microcontrolador durante as comunicações I2C de leitura. Como discutido anteriormente, para esta situação o consumo do microcontrolador é de 1,5 mA. Logo, nesse caso $R_{\mu C}$ foi ajustado para aproximadamente 1600 ohms. Os resultados obtidos são apresentados na Tabela 6.1 e Figura 6.6. Conforme a Tabela, a capacitância C_L não variou dentro da faixa de tensões U_{ef} considerada, tendo sido obtido sempre 12 pF. Esse valor é próximo do valor típico de 10 pF que é informado na documentação do AT88RF001. A partir da Figura pode-se dizer que o início da atuação do limitador ocorre para tensão U_{ef} igual a 13,5 Vpp, pois a partir desse valor R_L reduz-se rapidamente, enquanto a tensão U_{ef} aumenta muito pouco.

De todos os valores obtidos nas medições foi adotado 765 ohms como o valor para R_L no modelo da Figura 6.2. Esse foi considerado adequado porque para o correspondente valor de U_{ef} o índice de modulação nas comunicações já era bastante elevado, o que facilita as comunicações no sentido do transponder para o interrogador, que foram identificadas como as mais críticas no uso do sistema. Os valores de 605 e 576 ohms também correspondem a índices de modulação elevados, porém foram considerados inadequados, por significarem tensão a vazio fornecida pelo interrogador elevada demais, dadas as condições práticas de uso do sistema.

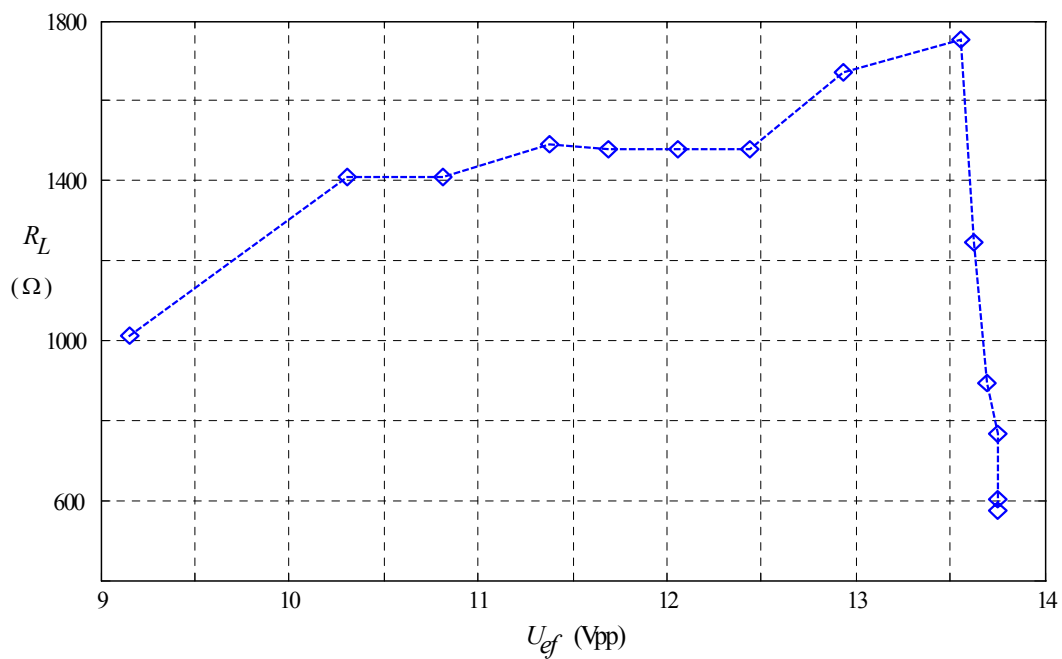
Finalmente, a comparação de 765 ohms com os 657 ohms da seção anterior mostra uma diferença de 14,1%. Embora seja uma diferença significativa, a obtenção de R_L a partir de método anterior é bem menos trabalhosa do que aquela por meio das medições da Figura 6.5, justificando sua utilização no caso de sistemas que não sejam críticos.

Tabela 6.1 - Valores de R_L em função de U_{ef} .

U_{ef} (Vpp)	$Z_L = C_L // R_L$ (#) R_L (ohms)	Condição (*) do AT88RF001
9,16	1010	Não operando.
10,31	1410	Não operando.
10,81	1411	Não operando.
11,38	1492	Não operando.
11,69	1480	Operando; $m < 1\%$.
12,06	1480	Operando; $m = 2\%$.
12,44	1480	Operando; $m = 2,5\%$.
12,94	1671	Operando; $m = 3,6\%$.
13,56	1752	Operando; $m = 4,7\%$.
13,63	1244	Operando; $m = 9,8\%$.
13,69	893	Operando; $m = 11,6\%$.
13,75	765	Operando; $m = 12\%$.
13,75	605	Operando; $m = 12,5\%$.
13,75	576	Operando; $m = 13\%$.

(#) Para todas as linhas o valor de C_L é igual a 12 pF.

(*) m é o índice de modulação em amplitude para a modulação de carga realizada pelo AT88RF001

Figura 6.6 - R_L em função de U_{ef} , conforme medidas realizadas na montagem da Figura 6.5.

6.3 Expressões Matemáticas de Análise do Acoplamento Indutivo

Ao longo das últimas décadas vários trabalhos analisaram os circuitos de acoplamento dentro do contexto de sua utilização em sistemas de implante, ou RFID. Alguns destes trabalhos incluíram a dedução de expressões quanto aos aspectos de transferência de potência (Jiang, 2005)(Fotopoulou, 2006) e eficiência (Ko, 1977)(Galbraith, 1987)(Zierhofer, 1996)(Kopparthi, 2004)(Vandevoorde, 2001)(Catrysse, 2004). Outros, além de equacionamentos para análise dos circuitos, incluíram metodologias de projeto de acordo com objetivos específicos (Galbraith, 1987)(Kendir, 2005)(Scholz, 2007). Alguns trabalhos focaram-se mais na questão dos indutores de acoplamento, de modo análogo ao que foi feito no Capítulo 4 (Flack, 1971)(Soma, 1987)(Zierhofer, 1996)(Harrison, 2007)(Jow, 2007)(Peters, 2008). Esta seção apresenta expressões matemáticas para a estimativa das características de eficiência e largura de faixa nas comunicações. A inclusão da questão da largura de faixa nas comunicações corresponde a uma novidade em relação a trabalhos anteriores. Nem sempre tais trabalhos abordam esse aspecto, e quando o fazem quase sempre é em segundo plano. Além disso, mais adiante neste capítulo, de acordo com os métodos de projeto desenvolvidos serão apresentadas expressões para a transferência de potência entre interrogador e transponder.

6.3.1 Transferência de Potência ao Transponder

Um dos objetivos ao projetar os circuitos de acoplamento indutivo é obter a máxima transferência de potência para a carga R_L que representa os circuitos do transponder. Para facilitar o projeto de acordo com o objetivo acima é muito útil a disponibilidade de formulação analítica quanto a P_{RL} na Figura 6.2. Neste trabalho também se buscou trazer alguma contribuição quanto a essa questão da formulação analítica para P_{RL} . Essa contribuição aparece no Capítulo 5. A abordagem do equacionamento corresponde àquela usada por Jiang *et al.* (2005). A contribuição consistiu em ampliar o resultado original, conforme detalhado no Capítulo 5. Em resumo, pode-se dizer que a fórmula apresentada por Jiang corresponde a um dos casos particulares de condição de projeto para a rede L do interrogador, e no Capítulo 5 duas novas condições foram especificadas e em consequência as correspondentes fórmulas foram deduzidas. Ao longo das próximas seções as expressões obtidas para P_{RL} serão apresentadas e discutidas quanto a sua utilização no projeto do sistema de acoplamento indutivo.

6.3.2 Eficiência do Acoplamento Indutivo

A eficiência da parte de acoplamento indutivo do sistema é definida como a relação entre a potência que é transferida aos circuitos alimentados pela interface de RF do transponder e a potência fornecida pela saída do amplificador classe E do interrogador. Conforme o modelo da Figura 6.2, essa definição correspondente à expressão

$$\eta = \frac{P_{RL}}{P_G} . \quad (6.10)$$

Ko *et al.* (1977) estudou a eficiência do acoplamento indutivo aplicado a sistemas de implantes, obtendo expressões para esse tipo de análise. Para que seja possível a utilização aqui desse resultado anterior, primeiro é necessário converter o circuito da Figura 6.2 para aquele da Figura 6.7.a. Nesta Figura temos que R_{II} e R_{TT} são dados de acordo com (6.1) e (6.2), e C_{4L} é o valor da associação paralela de C_4 e C_L na Figura 6.2, ou seja, $C_{4L} = C_4 + C_L$. A seguir, usando-se as relações apresentadas na Tabela 6.2 converte-se o circuito da parte “a” da Figura 6.7 para aquele da parte “b”, o qual tem correspondência com os circuitos do lado interrogador e transponder utilizados na análise de Ko. Temos então que a eficiência é dada por

$$\eta = \frac{k^2 Q_1 Q_2^3 R_{TT} R_L}{(R_L + Q_2^2 R_{TT}) [(1 + k^2 Q_1 Q_2) R_L + Q_2^2 R_{TT}]} , \quad (6.11)$$

onde é Q_1 e Q_2 correspondem ao fator de mérito sem carga para os lados de interrogador e transponder, respectivamente. As expressões para Q_1 e Q_2 são

$$Q_1 = \frac{\omega_o L_I}{R_{TH} + R_{II}} \quad \text{e} \quad (6.12)$$

$$Q_2 = \frac{\omega_o L_T}{R_{TT}} . \quad (6.13)$$

Qualquer sistema de acoplamento indutivo com acoplamento frouxo, ou seja, coeficiente de acoplamento menor que 0,5, apresenta eficiência relativamente baixa. Sistemas de implante e RFID caem nesse caso de acoplamento frouxo. Por essa razão, frequentemente para esses tipos de sistemas se adota uma abordagem de projeto orientada para a otimização da eficiência, uma vez que não cuidar desse aspecto pode levar a um alcance de energização insuficiente. Nem sempre será possível sanar um alcance curto demais por meio do aumento da

potência do interrogador, P_G , pois isso pode não ser válido em função das normas para as irradiações de RF, tais como aquelas da última linha da Tabela 2.1. No caso de implantes, a restrição quanto ao aumento de P_G pode ainda ter origem no fato de que radiação de RF muito elevada afeta os tecidos biológicos.

Tabela 6.2 – Relações aplicadas à parte “a” da Figura 6.7 de modo a obter o circuito da parte “b”.

Tensão de Thevenin à esquerda de R_{II} na Figura 6.7.a	$U_{TH} = -jX_{C2}U_G / [R_G - j(X_{C1} + X_{C2})]$
Impedância de Thevenin à esquerda de R_{II} na Figura 6.7.a	$Z_{TH} = (R_G - jX_{C1}) // -jX_{C2} = R_{TH} - jX_{CTH}$
Impedância à direita de x - y na Figura 6.7.a	$Z_{XY} = -jX_{C4} // R_L = R_{XY} - jX_{CXY}$

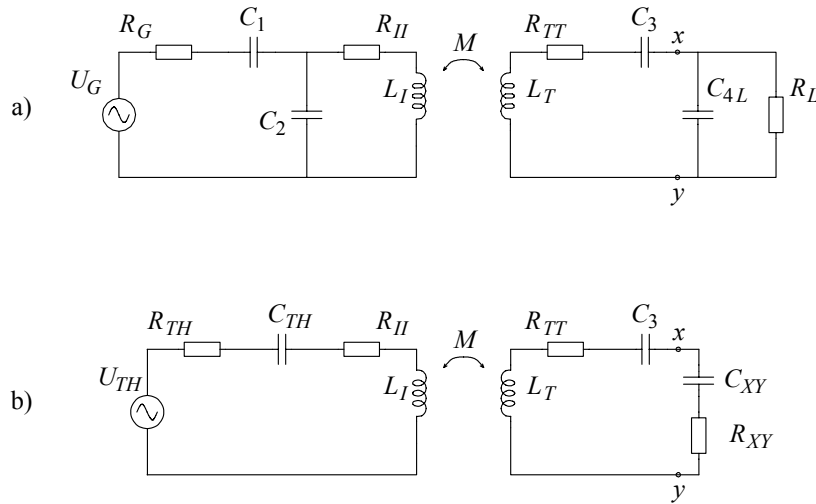


Figura 6.7 - a) Simplificação inicial para o circuito da Figura 6.2. b) Circuito equivalente utilizado para obtenção da expressão de eficiência (6.11).

Como mostrado por (6.11), uma eficiência mais alta pode ser obtida por meio do aumento do coeficiente de acoplamento, k , ou de Q_1 . Além disso, existe um valor ótimo para Q_2 , em torno do qual a eficiência torna-se menor. A otimização da eficiência por meio do k envolve encontrar os parâmetros geométricos dos indutores de acoplamento de modo a maximizar k , sendo nesse processo considerada a típica distância entre os indutores, o qual

corresponde a um valor específico para cada aplicação de implante, ou sistema RFID. Tal otimização do k não é trivial, dada a quantidade de parâmetros envolvidos. Em adição, qualquer alteração da geometria de indutor afeta o fator de mérito Q , o que torna esse procedimento de otimização ainda mais complexo. Além disso, existem restrições quanto ao aumento do fator de mérito como um modo de obter melhor eficiência, uma vez que alto Q leva a tolerâncias críticas na construção do indutor, limita a faixa de valores de separação vertical viáveis quanto à operação do transponder, e reduz muito a largura de faixa no canal de comunicação (Harrison, 2007).

6.3.3 Largura de Faixa nas Comunicações

Além de levar em conta a questão da eficiência, o projeto do acoplamento indutivo também deve considerar a necessidade de comunicação em ambos sentidos com baixa taxa de erro. Tal necessidade implica que a largura de faixa dos circuitos deve ser adequada à taxa de dados utilizada nas comunicações.

No Apêndice B foi realizada uma análise do acoplamento indutivo de modo a obter uma expressão para o ganho de tensão em função da frequência, sendo esse ganho a relação entre a tensão sobre R_L e a tensão U_G . O resultado obtido foi a fórmula (B.20), a qual é reproduzida a seguir.

$$A_U(\delta f) = \frac{X_{C2o}(R_{XY} - jX_{CXYo})}{R_G - j(X_{C1o} + X_{C2o})} \cdot \frac{X_{Mo}}{R_{IH}R_{TY}} \cdot \frac{1}{\left[1 + jQ_1\left(\frac{2\delta f}{f_o}\right)\right] \left[1 + jQ_{2L}\left(\frac{2\delta f}{f_o}\right)\right] + k^2 Q_1 Q_{2L}} \quad (6.14)$$

Em (6.14) temos que: δf é o desvio em torno da frequência de operação, f_o ; R_{IH} é soma de R_{II} e R_{TH} ; R_{TY} é a soma de R_{TT} e R_{XY} ; X_M é a reatância relativa à indutância mútua; os índices “o” indicam reatâncias na frequência de operação; Q_{2L} é o fator de mérito com carga para o lado de transponder, sendo dado por

$$Q_{2L} = \frac{\omega_o L_T}{R_{TT} + R_{XY}} \quad (6.15)$$

A utilização de (6.14) para encontrar a largura de faixa, B , implica em determinar o módulo do valor fornecido pela mesma. Neste trabalho é utilizado o critério de -3dB para a largura de faixa (Coach, 1994). Assim, para encontrar B é necessário determinar qual valor de

desvio faz com que o módulo de $A_U(\mathcal{F})$ se reduza a 70,7% de seu valor máximo. A largura de faixa será igual a duas vezes esse valor de desvio. Matematicamente, temos

$$B = 2\mathcal{F}_{-3\text{dB}}, \quad |A_U(\mathcal{F}_{-3\text{dB}})| = \frac{\max(|A_U(\mathcal{F})|)}{\sqrt{2}}. \quad (6.16)$$

6.3.4 Efeito do Coeficiente de Acoplamento sobre η e B

Terman (1955) mostra que em um circuito como o da Figura 6.2, quanto maior a largura de faixa necessária maior deverá ser o coeficiente de acoplamento. Além disso, como discutido na seção 6.3.2, o aumento do coeficiente de acoplamento também favorece o desempenho do sistema, na medida em que possibilita maior eficiência.

Em implantes existe necessidade de minimizar as dimensões do indutor implantado, o que leva a redução importante do coeficiente de acoplamento. Um baixo valor para k tem como consequência reduzida largura de faixa para os circuitos do acoplamento indutivo. Disso resulta uma limitação da taxa de dados que pode ser obtida na interface de RF. Em sistemas RFID essa limitação também existe, mas não é tão severa porque essa aplicação em geral pode admitir indutor de transponder com maior dimensão do que no caso de implante.

6.4 Etapas para o Projeto do Acoplamento Indutivo

Como um resultado importante desta Tese foram identificadas e desenvolvidas as etapas para a realização do projeto do acoplamento indutivo relativo a uma interface de RF passiva especificamente destinada a utilização em implantes e sistemas RFID.

A primeira etapa estabelecida foi aquela de definição dos parâmetros de partida do projeto.

A segunda corresponde à determinação dos parâmetros dos indutores, de modo a obter a otimização do coeficiente de acoplamento conforme o objetivo de máximo da curva $P_{RL}(z_S)$ ocorrendo em certa distância de separação de interesse. Após esta etapa, na Figura 6.2 passam a ser conhecidos os parâmetros elétricos dos indutores de interrogador e transponder, bem como as características $M(z_S)$ e $k(z_S)$.

A terceira é a execução do projeto para obter os componentes C_1 , C_2 , C_3 , C_4 , R_{EL} , R_{ET} , e R_L do modelo da Figura 6.2, de acordo com o objetivo de largura de faixa nas comunicações, em adição aquele da curva P_{RL} .

As duas primeiras etapas são apresentadas nas duas próximas seções. Logo a seguir têm-se quatro seções que trazem diferentes métodos para realizar a terceira etapa. Independente de qual dos métodos é utilizado na terceira etapa, em geral a primeira e segunda não deverão variar. A principal contribuição ao conhecimento trazida por esta Tese corresponde aos quatro métodos de projeto para a terceira etapa.

6.5 Definição dos Parâmetros de Partida do Projeto

A primeira etapa de projeto consiste em selecionar um conjunto de parâmetros de partida, e definir valores para tais parâmetros. De acordo com a aplicação do sistema de acoplamento, os parâmetros selecionados poderão variar. A Tabela 6.3 apresenta tais parâmetros de partida considerando-se a aplicação de sistema de implante. Os valores mostrados para os parâmetros foram atribuídos conforme definições realizadas anteriormente neste trabalho. Essas definições incluem a escolha do dispositivo para realização da interface passiva, e a particularização do implante para o caso de monitoramento de grandezas fisiológicas em pequeno animal de laboratório.

A limitação do raio externo para o indutor planar espiral usado no transponder é fundamental para uma aplicação tal como um implante, pois esse tipo de aplicação requer um dispositivo miniaturizado. Um raio menor é desejável para habilitar um *design* mais compacto. Por outro lado, dado certo alcance esperado, um raio maior leva a um coeficiente de acoplamento mais elevado e, conseqüentemente, possibilita maior eficiência e largura de faixa. A partir dessas considerações a seção 4.3.1 definiu o raio externo como 12 mm. Os valores para S_T , W_T , e H_T serão justificados na próxima seção.

O valor de alcance vertical estabelecido em 30 mm foi avaliado conforme a discussão apresentada nas seções 2.4 e 4.3.

Os valores de frequência portadora, frequência de subportadora, e taxa de dados da interface de RF foram estabelecidos a partir da definição de CI RFID utilizado para a implementação da interface passiva, conforme a seção 3.4.

O valores de C_L e R_L foram definidos conforme apresentado na seção 6.2.

Tabela 6.3 – Parâmetros de partida para o projeto do acoplamento indutivo.

• Impedância de saída do amplificador de RF:	$R_G = 50$ ohms
• Características do indutor de transponder:	formato planar de espiral circular
	$r_T = 12$ mm
	$S_T = 1$ mm
	$W_T = 0,5$ mm
	$H_T = 0,035$ mm
• Separação vertical entre os indutores:	$z_{S(\text{tip})} = 30$ mm
• Características da interface de RF passiva:	$f_o = 13,56$ MHz
	Taxa de dados = 106 kbps
	$f_{sub} = 848$ kHz
	Técnica de modulação ASK
• Equivalente para os circuitos de transponder:	$R_L = 765$ ohms
	$C_L = 12$ pF

6.6 Otimização do Coeficiente de Acoplamento

Encontrar a parametrização dos indutores que leva a maximização do coeficiente de acoplamento é uma etapa importante do projeto, pois um maior valor para o coeficiente permite obter maiores largura de faixa e eficiência para o sistema. O cenário ideal seria a aplicação do conjunto de parâmetros de partida em algum tipo de procedimento analítico, o qual determinaria os demais parâmetros dos indutores, de acordo com o critério de obtenção do máximo k para uma determinada distância de separação z_S . Contudo, não existe tal procedimento. A solução possível consiste em usar as fórmulas para auto-indutância e indutância mútua apresentadas no Capítulo 4, e por meio da varredura dos parâmetros geométricos ainda não determinados encontrar a combinação que maximiza o coeficiente de acoplamento na distância z_S . Para evitar que o procedimento torne-se de alto custo computacional deve-se aplicar resultados anteriormente publicados (Flack, 1971)(Zierhofer, 1996)(Batel, 2005), os quais são úteis para restringir o intervalo de variação dos parâmetros. Além disso, neste trabalho ambos indutores são construídos em placa de circuito impresso, e consequentemente as espessuras de trilha H_I e H_T são estabelecidas *a priori* com valor de 0,035

mm. Também para ambos indutores foi definido para o passo da espiral que $S = 2W$, escolha feita no sentido de obter um meio-termo entre a minimização da capacitância parasita entre espiras adjacentes e a minimização da resistência de perdas. Finalmente, para a largura da trilha do indutor de transponder foi definido o valor 0,5 mm, que associado à definição $S = 2W$ torna possível acomodar até 12 espiras dentro do raio de 12 mm escolhido para esse indutor, como apresentado na Tabela 6.3. Tendo em vista todas essas definições os parâmetros variáveis ficam limitados a quatro, um dos quais é relativo ao indutor de transponder, o número de espiras N_T . Para o indutor de interrogador os parâmetros variáveis são a largura de trilha, W_I , o número de espiras, N_I , e o raio externo, r_I .

Considerando a variação do raio do indutor de interrogador, r_I , a seguinte expressão foi empregada para determinar o ponto de partida do processo de varredura (Finkenzeller, 2003)

$$r_{I(st)} = r_{\tilde{H}(\max)} = z_{S(\text{tip})} \sqrt{2} . \quad (6.17)$$

A expressão (6.17) fornece o raio do indutor de uma única espira circular que leva a maximização do campo magnético \tilde{H} , em certa distância vertical a partir de seu centro. A expressão determina um ponto de partida, e não um valor definitivo, porque a maximização indicada é quanto ao campo magnético, não quanto ao k , e, além disso, ela é particular para o caso de indutor de uma única espira circular. Logo, quando forem variados os parâmetros N_T , N_I , e W_I , provavelmente o r_I correspondente ao máximo k será diferente de $r_{\tilde{H}(\max)}$. Por exemplo, no Apêndice A foi obtida a expressão (A.16), a qual mostra que o máximo k ocorre para $r_I = z_S$, um resultado obviamente diferente de (6.17). A expressão (A.16) não é útil para substituir (6.17) porque foi obtida para indutores com geometria diferente da considerada aqui. Em resumo, temos que (6.17) fornece um ponto de partida para a variação de r_I de modo a obter o máximo k na distância $z_{S(\text{tip})}$.

A Figura 6.8.a mostra o efeito sobre o coeficiente de acoplamento da variação dos parâmetros N_I , N_T , e r_I , em um exemplo onde $W_I = 1,5$ mm. Para permitir uma perspectiva melhor quanto ao efeito de variação de N_I e N_T , neste exemplo em particular foi permitido um intervalo de variação estendido³ para tais parâmetros. Para cada par (N_I, N_T) , o valor de r_I foi variado em torno daquele indicado por (6.11), o que levou a geração da superfície apresentada na Figura 6.8.a.

³ Na prática, o valor máximo utilizado para N_T e N_I na varredura deverá ser mais baixo do que considerado na Figura 5.8. Deve ser assim, porque ocorre uma rápida redução da frequência de auto-ressonância de cada indutor à medida que o número de espiras aumenta, o que irá tornar inadequado o modelo da Figura 4.2.b.

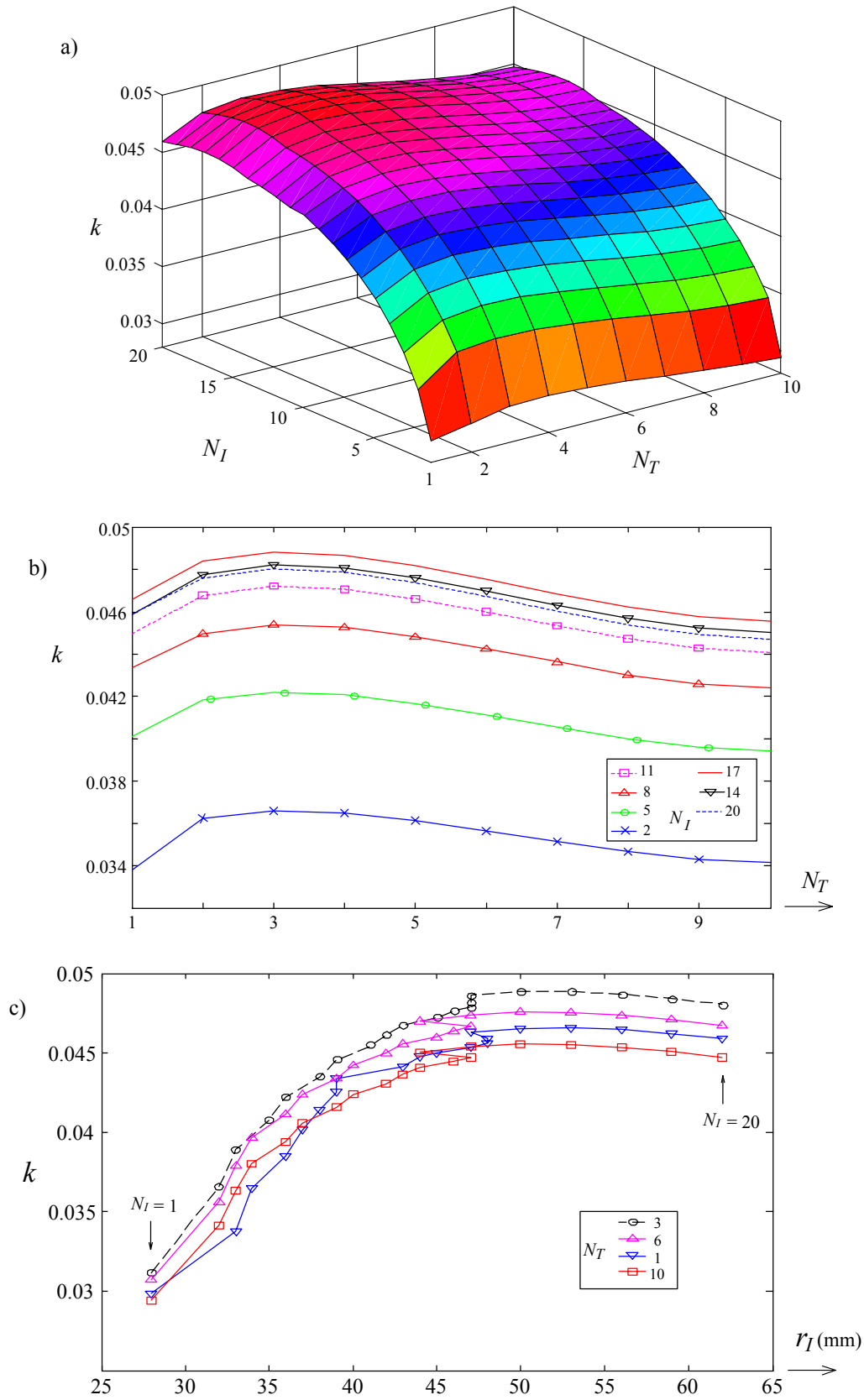


Figura 6.8 - a) Coeficiente de acoplamento k em função de N_T e N_I , onde para cada par (N_I, N_T) , o raio r_I é aquele que maximiza k . b) k em função de N_T . c) k em função de r_I . Em todas as configurações avaliadas os seguintes parâmetros permaneceram constantes: $H_F=H_T=0,035$; $S_I=1$; $W_F=0,5$; $S_F=3$; $W_I=1,5$; $r_I=12$; $z_S=30$. Todos os valores são em milímetros.

Como visto na Figura 6.8.b, o aumento no número de espiras no indutor menor, ou seja, de transponder, inicialmente leva a um coeficiente de acoplamento mais alto, mas logo depois isso muda, e o acoplamento é reduzido. Para compreender tal resultado deve ser lembrado que para este indutor menor o raio é fixado, r_T no exemplo sendo igual a 12 mm. Assim, à medida que o número de espiras aumenta, a contribuição em termos de linhas de fluxo refere-se cada vez mais a áreas menores próximas ao centro do indutor. De acordo com isso, o aumento na indutância mútua é pequeno em comparação com o aumento da auto-indutância, e assim (3.1) resulta em um valor menor.

Uma característica diferente pode ser observada quanto à variação do número de espiras do indutor maior, ou seja, de interrogador, como visto na Figura 6.8.c. Inicialmente deve ser lembrado que este indutor não é fixado quanto ao raio externo, ao contrário do outro. A cada incremento no número de espiras de forma correspondente ocorre a maximização de k em um valor de raio maior. Contudo, isso não continua indefinidamente, e depois de certo número de espiras, o coeficiente de acoplamento começa a se reduzir, embora de forma muito suave. A conclusão obtida da análise dos resultados é que, quando a área completa do indutor é preenchida com espiras, logo um pouco adiante será atingida a área ótima de indutor, ou seja, o melhor raio, e conseqüentemente o número ótimo de espiras que leva ao k máximo. Além deste ponto, aumentos na área do indutor, ou seja, aumentos no número de espiras, resultam em uma redução do k .

Da Figura 6.8 podem-se extrair os seguintes resultados e observações.

i) Na parte “a” da Figura o coeficiente de acoplamento atinge um máximo igual 0,0488, o qual ocorre para o par $N_T = 3$, $N_I = 17$, sendo $r_I = 51$ mm.

ii) Para o indutor de transponder, cujo raio é fixado em 12 mm, dada a separação $z_S = 30$ mm, a faixa $N_T[2, 4]$ praticamente mantém constante o valor do k , ocorrendo isso para qualquer uma das curvas N_I . A parte “b” da Figura 6.8 apresenta esse aspecto. Na faixa indicada a variação do k foi no máximo 0,49%.

iii) Para o indutor maior, a faixa de pequeno número de espiras tem um efeito proporcional sobre k muito maior do que a faixa de grande número de espiras. Isto pode ser visto na parte “b”, onde para $N_I[2, 8]$ k_{\max} varia $\pm 10,8\%$, enquanto na faixa $N_I[11, 20]$ k_{\max} varia $\pm 1,7\%$. Além disso, k_{\max} varia $\pm 14,4\%$ dentro da faixa $N_I[2, 20]$. Em todos os casos a referência é o valor médio da correspondente faixa, e o k_{\max} considerado é aquele de $N_T = 3$.

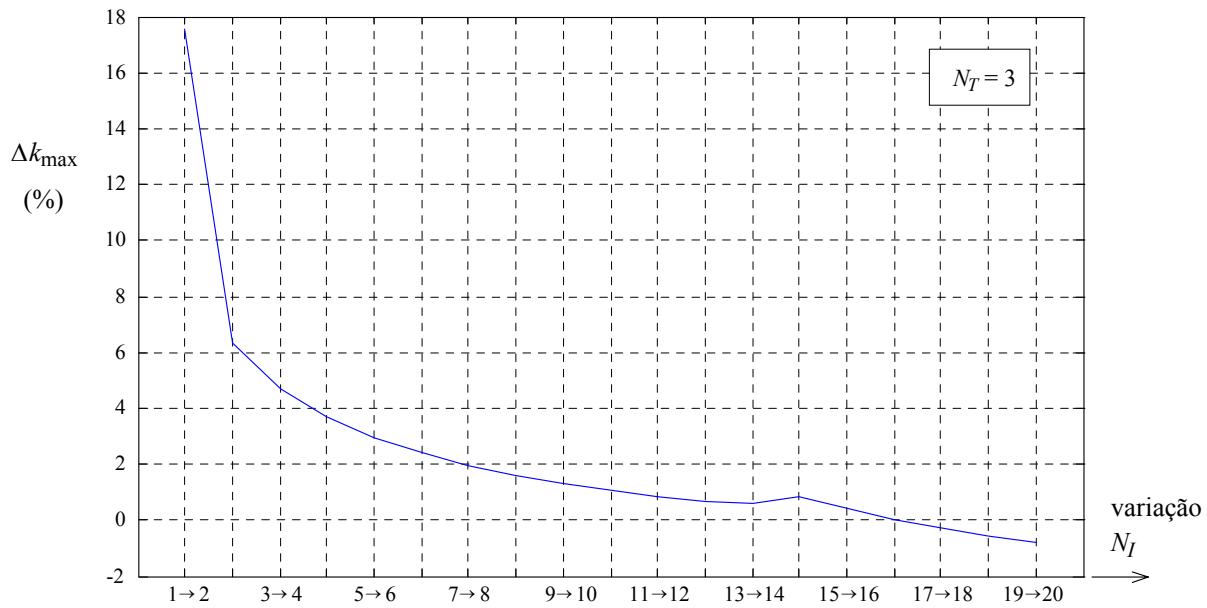


Figura 6.9 - Efeito sobre k_{\max} da variação por quantidade unitária do número de espiras do interrogador.

iv) Incremento ou decremento do número de espiras do indutor de interrogador, quando há muitas espiras no mesmo, resulta em pequena variação de k_{\max} . Dito de outra forma, temos que para pequenos N_I o efeito sobre k_{\max} do aumento de uma única espira é muito maior do que para grandes N_I . Isso pode ser visto na Figura 6.9.

As observações “iii” e “iv” contribuíram para estabelecer uma restrição quanto ao valor de N_I durante a realização do procedimento de busca da parametrização para máximo k . Essa restrição consistiu em arbitrar um valor máximo para N_I , no caso igual a oito. A razão para esse $N_{I(\max)}$ tem origem nos modelos para indutor apresentados na Figura 4.2. Se aumentamos muito o número de espiras, o modelo da Figura 4.2.b deixa de ser adequado porque a frequência de auto-ressonância torna-se muito próxima do valor de operação. Isso significa, que o modelo da Figura 4.2.a deverá ser usado. Isso ocasiona um problema. Ao tentar aplicar algumas formulações analíticas já publicadas quanto à estimativa da capacitância, ou obteve-se valores com erros grosseiros (Jow, 2007), ou foi estabelecido um impasse devido à dificuldade em implementar uma formulação matemática de alta complexidade (Jiang, 1997)(Dufva, 2002). Exemplo do primeiro caso ocorreu para um indutor com parâmetros $N = 6$, $r = 44$ mm, $S = 5$ mm, $W = 2,5$ mm, e $H = 0,035$ mm. Para tal indutor a medição com VNA resultou uma frequência de auto-ressonância, f_{SR} , igual a 51,26 MHz, o que de acordo com (4.1) significa C

igual a 4,38 pF. Enquanto isso, usando a formulação apresentada em (Jow, 2007) C foi determinado como 0,65 pF, e em consequência uma f_{SR} teórica igual a 133,83 MHz.

A observação “ii” contribuiu para estabelecer que nos demais procedimentos de busca de otimização o valor de N_T fosse fixado em 4. Não foi adotado o valor 3, por uma escolha de trabalhar apenas com valores pares para os números de espiras. Como visto na observação “ii” é praticamente desprezível a diferença a favor de $N_T=3$ sobre $N_T=4$.

A Tabela 6.4 apresenta as configurações de pares de indutores que foram escolhidas após a realização dos procedimentos descritos nesta seção. Foram escolhidas quatro configurações no lugar de apenas uma. Isso foi feito no sentido de possibilitar a comparação do efeito de diferentes valores de k sobre os resultados dos projetos. A variação determinante nos procedimentos realizados foi a largura da trilha do indutor de interrogador, o parâmetro W_I . A Figura 6.10 apresenta as curvas de $M(z)$ e $k(z)$ para as quatro configurações da Tabela 6.4. Tais curvas foram obtidas com a utilização das expressões (3.2), (4.2), e (4.9)-(4.11).

Tabela 6.4 - Configurações de pares de indutores escolhidas demonstrar os métodos de projeto do acoplamento indutivo

Configuração	Interrogador				k para $z_{S(\text{tip})} = 30$
	W_I	N_I	r_I		
A	1,5	2	32		0,0365
B	2	4	37		0,0425
C	2,5	6	44		0,0461
D	3	8	53		0,0475
Transponder: $N_T = 4$; demais parâmetros ver Tabela 6.3.					
$S = 2W$; $H = 0.035$; Todos os valores em mm, exceto k e N ;					

Deve ser observado que, a rigor, apenas a configuração D resultou completamente do procedimento descrito nesta seção. De fato, para os valores W_I das configurações A, B e C sempre o N_I que resultou maior coeficiente foi superior ao anotado na Tabela 6.4, mas no sentido da comparação indicada acima, foi adotada uma razão crescente para $N_{I(\text{max})}$. Embora a

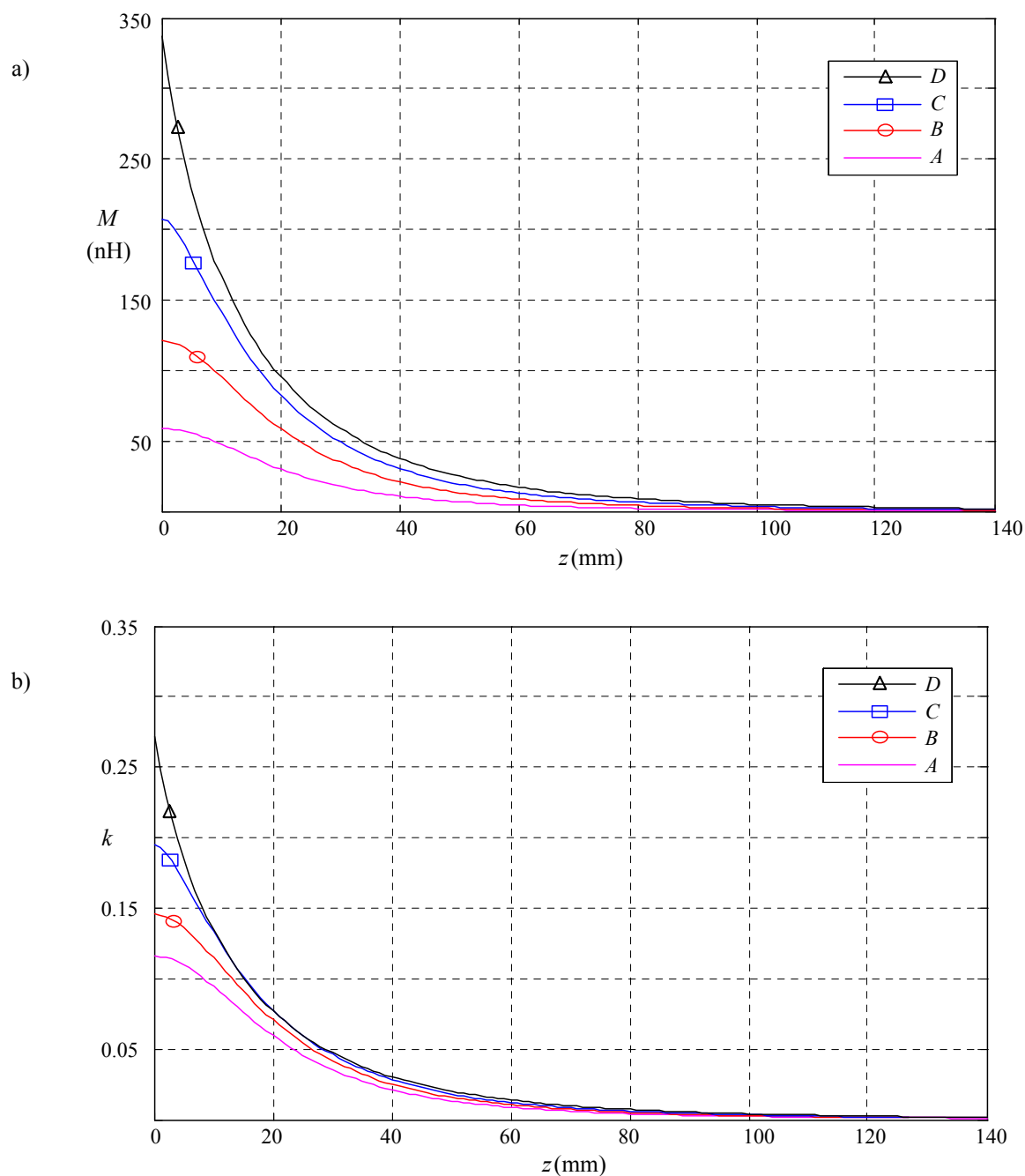


Figura 6.10 - Curvas a) $M(z)$ e b) $k(z)$ para as quatro configurações de indutores de acoplamento definidas na Tabela 6.4.

configuração D seja a que proporciona o maior k , ela tem o ponto negativo de corresponder ao indutor de interrogador com maior dimensão. No interrogador de um sistema de implante para ser humano, com operação contínua, os aspectos de estética e conforto fazem com que um indutor menor seja mais interessante, desde que ele ainda permita um coeficiente suficiente-

mente alto para garantir a largura de faixa e eficiência desejadas para o sistema. De acordo com esse argumento, na prática poderia ocorrer da configuração de maior k ser preterida em favor de alguma das outras três.

6.7 Método de Projeto com R_{EI} e Rede de Casamento para $M = 0$

Sistemas de acoplamento indutivo normalmente não incluem uma rede de casamento de impedância no lado de transponder, ao contrário do apresentado na Figura 6.2. Em adição é incomum a presença de R_{ET} . Isso é particularmente verdadeiro para transponders RFID. Após essas mudanças o circuito equivalente para o lado de transponder fica como apresentado na Figura 6.11. Esta seção descreve o método desenvolvido para projetar os componentes do acoplamento indutivo quando o modelo original da Figura 6.2 apresenta essas duas simplificações.

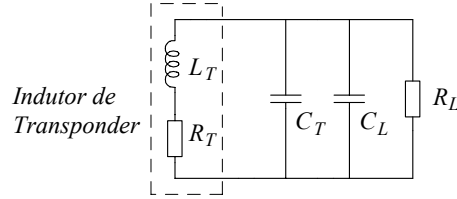


Figura 6.11 - Circuito equivalente usual para o transponder de aplicações RFID.

As duas primeiras etapas do método de projeto ocorrem conforme discutido nas duas seções anteriores, ou seja, definem-se os parâmetros de partida, e a seguir encontram-se os parâmetros geométricos que levam a maximização de k para certa separação $z_{S(\text{tip})}$ entre os indutores. Eventualmente, de acordo com a aplicação do sistema, a determinação dos parâmetros pode incluir algum critério relativo à máxima dimensão do indutor de interrogador. Relembrando, o interesse em obter o máximo k em $z_{S(\text{tip})}$ é conseguir mais adiante que a máxima transferência de potência também ocorra para essa distância, ou seja, a condição

$$P_{RL}(z_{S(\text{tip})}) = \max(P_{RL}(z_S)), \quad (6.18)$$

a qual constitui um dos dois objetivos do projeto; o outro objetivo será relembrado mais adiante.

Após as duas primeiras etapas passam a ser conhecidos os valores dos parâmetros para ambos indutores, os valores de indutância e perda ôhmica, e também o valor de coeficiente de acoplamento na distância $z_{S(\text{tip})}$.

Uma vez que L_T é conhecido, pode-se determinar o valor de C_T na Figura 6.11. Esse valor é dado por

$$C_T = C_{\text{Ress}} - C_L, \quad (6.19)$$

onde C_{Ress} é o valor da capacitância total para estabelecer ressonância com L_T na frequência f_o . Logo,

$$C_T = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 L_T} - C_L. \quad (6.20)$$

Isso conclui o projeto pelo lado do transponder.

Para o lado do interrogador é necessário determinar-se os valores da resistência extra no ramo do indutor, R_{EI} , e em seqüência os capacitores da rede de casamento de impedância. Neste ponto é importante deixar clara a razão para a inclusão de R_{EI} no circuito. O ajuste de R_{EI} corresponde à forma utilizada para controlar a largura de faixa, B . Se fizermos R_{EI} igual zero resultará que Q_1 será o mais alto possível, como dado por (6.12). Isso irá favorecer o aumento da eficiência do sistema, conforme discutido ao apresentar (6.11). Além disso, de acordo com (6.14) um alto Q_1 , também irá fazer com que as variações em \mathcal{F} resultem em maior efeito no ganho, ou seja, a largura de faixa mais reduzida. Mas isso terá o efeito negativo de limitar a taxa de dados nas comunicações. A novidade dos métodos apresentados nesta Tese é que nela um dos objetivos é a largura de faixa, enquanto na maioria dos trabalhos publicados o objetivo é a eficiência, e no máximo são apresentadas análises secundárias com relação à largura de faixa. Nestes outros trabalhos também é incomum o objetivo da distância de separação, como é adotado aqui.

Uma vez que não existe uma expressão matemática relacionando diretamente R_{EI} com B , foi desenvolvido um procedimento de aproximação sucessiva para a determinação de R_{EI} . A cada iteração do procedimento, onde um novo R_{EI} é testado, a rede de casamento é reprojeta e a seguir os valores de B e η são obtidos por meio das expressões das seções 6.3.2 e 6.3.3, respectivamente. O projeto da rede de casamento é descrito em (STMicroelectronics, 2006a). Cada novo valor de R_{EI} testado relaciona-se com o anterior de acordo com a regra

$$R_{EI(n)} = R_{EI(n-1)} \pm \frac{\Delta R_{EI}}{2}, \quad (6.21)$$

onde,

$$\Delta R_{EI} = |R_{EI(n-1)} - R_{EI(n-2)}| \quad (6.22)$$

O sinal em (6.21) será positivo se o cálculo de largura de faixa na iteração anterior resultou menor que a largura de faixa alvo, caso contrário o sinal será negativo. O critério de parada das iterações é a obtenção do mínimo valor R_{EI} que faça B maior ou igual a largura de faixa alvo, ou seja, a condição

$$B \geq B_{(tgt)}. \quad (6.23)$$

a qual constitui o segundo dos objetivos do projeto.

Para testar o método foram utilizadas as quatro configurações de acoplamento indutivo apresentadas na Tabela 6.4.

Os resultados dos projetos para a eficiência e largura de faixa aparecem na Tabela 6.5. Como visto, em todos os casos o procedimento iterativo convergiu para o resultado desejado, ou seja, a largura de faixa desejada foi satisfeita. Por outro lado, verifica-se que houve uma variação significativa na eficiência, a qual foi de mais de 200% na comparação do pior caso com o melhor caso.

Tabela 6.5 - Eficiência e largura de faixa obtidas com o método de projeto da seção 6.7.

Configuração	Método $R_{EI}/M=0$	
	η	B (kHz)
A	12%	915
B	22%	914
C	33%	914
D	37%	914
Requisito largura de faixa é $B \geq B_{(tgt)} = 914$ kHz		

Porém, ainda resta avaliar o outro objetivo do projeto, ou seja, a expressão (6.18). Para verificar esse aspecto é utilizada a fórmula de transferência de potência (5.25) que foi obtida no Capítulo 5. Por conveniência esta expressão é repetida abaixo.

$$P_{RL} = \frac{U_G^2 R_{LS}}{8R_G R_H (R_{TT} + R_{LS})^2} \cdot \left[\omega k \sqrt{L_I L_T} \cdot \left(1 + \frac{(\omega k)^2 L_I L_T}{2R_H (R_{TT} + R_{LS})} \right)^{-1} \right]^2. \quad (6.24)$$

Deve ser lembrado que para esta seção em (6.24) temos R_{TT} igual a R_T , tendo em vista (6.2) com $R_{ET} = 0$. R_{LS} corresponde à parte real da transformação paralelo para série de $R_L // C_L$ na Figura 6.2.

Resolvendo as expressões (4.9)-(4.11) para cada uma das configurações da Tabela 6.4, considerando uma faixa de afastamentos desde 0 até 140 mm, foram obtidas as quatro curvas $M(z)$ da Figura 6.10.a. A seguir, relacionando essas curvas com os respectivos valores L_I e L_T obteve-se as curvas $k(z)$ da Figura 6.10.b. Finalmente, aplicando tais curvas, e os valores de projeto em (6.24) obteve-se as curvas P_{RL} apresentadas na Figura 6.12. Essa Figura mostra claramente que apesar de em cada configuração ter sido determinada a parametrização de indutores para obter o máximo k na distância $z_{s(\text{tip})}$, isso não fez com que as curvas P_{RL} tivessem máximo nesta distância. Para as configurações C e D os máximos de P_{RL} ocorreram razoavelmente próximos do ponto desejado, em 25 e 27 mm, respectivamente. Mas, não há garantia de que isso ocorra sempre, como demonstram os resultados totalmente inadequados para as configurações A e B. Esse resultado é natural, na medida em que nenhum ponto ao longo desta seção foi feita referência a alguma forma para determinar o ponto z de ocorrência do máximo da curva. Isto constitui um problema com o método desta seção.

6.8 Método de Projeto com R_{ET} e Rede de Casamento para $M = 0$

Um modo para fazer o ajuste da posição de P_{RL} máximo sobre o eixo z , mantendo a capacidade de ajuste da largura de faixa, é utilizar uma resistência adicional também no circuito de transponder. Além disso, para obter a máxima eficiência uma rede de casamento deve estar incluída também no circuito de transponder. Estas características estão presentes no modelo mostrado na Figura 6.2. Para esse modelo o Capítulo 5 apresenta a obtenção da expressão (5.28), a qual é repetida abaixo por conveniência.

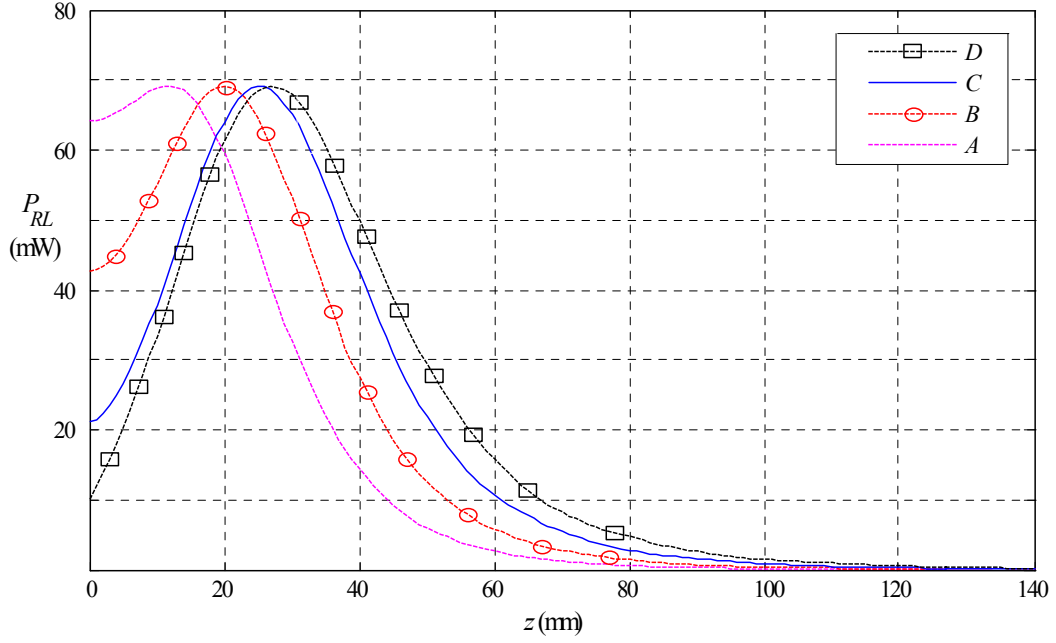


Figura 6.12 - Curvas P_{RL} para os projetos $R_{EI}/M=0$ relativos a cada uma das quatro configurações de acoplamento indutivo da Tabela 6.4. Os parâmetros f_o , $z_{S(\text{tip})}$, R_G , e R_L são aqueles da Tabela 6.3. O valor de U_G é 8 Vp, e a largura de faixa escolhida como objetivo é 914 kHz. Na Tabela 6.5 são mostrados os resultados de eficiência e largura de faixa, dado $z = z_{S(\text{tip})}$.

$$P_{RL} = \frac{U_G^2}{32R_G R_{II} R_{TT}} \cdot \left[\omega k \sqrt{L_I L_T} \cdot \left(1 + \frac{(\omega k)^2 L_I L_T}{4R_{II} R_{TT}} \right)^{-1} \right]^2. \quad (6.25)$$

Verifica-se que (6.25) é bastante parecida com (6.24). Isso é natural, na medida em que o acréscimo da rede de casamento no lado transponder faz com que (6.25) constitua um caso particular de (6.24), aspecto que é discutido no Capítulo 5.

As curvas para P_{RL} em função de z têm sempre formato com uma única inflexão, a qual corresponde a um ponto de máximo, tal como ilustrado pela Figura 6.12. Assim, se derivamos P_{RL} em relação ao k e igualamos o resultado a zero, obteremos uma expressão para o valor do k que maximiza P_{RL} . Para o caso de (6.25) o resultado é⁴

$$k_{P_{RL}(\text{max})} = \frac{2}{\omega} \sqrt{\frac{R_{II} R_{TT}}{L_I L_T}}. \quad (6.26)$$

Aplicando em (6.26) as definições (6.1) e (6.2) resulta,

⁴ A expressão (6.26) corresponde a (5.30) colocada em termos de coeficiente de acoplamento.

$$k_{PRL(\max)} = \frac{2}{\omega} \sqrt{\frac{(R_I + R_{EI})(R_T + R_{ET})}{L_I L_T}}. \quad (6.27)$$

Assim, a idéia central do método desta seção é fazer com que por meio do ajuste de variáveis em (6.27) obtenha-se $k_{PRL(\max)}$ igual ao coeficiente de acoplamento apresentado pela configuração de indutores na distância de interesse $z_{S(\text{tip})}$. A observação das variáveis em (6.27) fornece a forma adequada para fazer o ajuste. Primeiro, temos que o ajuste por meio de ω não é possível, pois a frequência é o valor fixo f_o escolhido no início do projeto. Também não é possível o controle por meio de L_I , R_I , L_T , e R_T , pois estes são valores originados na etapa que encontrou os parâmetros geométricos da configuração de indutores. Assim, o ajuste somente pode ser feito por meio de resistências extras, R_{EI} e R_{ET} .

O método desta seção tem as mesmas etapas iniciais que aquele da seção anterior. Na etapa final determina-se o par de valores (R_{EI}, R_{ET}) que simultaneamente satisfaz os dois objetivos do projeto, ou seja, (6.18) e (6.23).

Como na seção anterior a solução é obtida por meio de um processo de aproximação sucessiva, mas que agora envolve dois valores, R_{EI} e R_{ET} . Os pares (R_{EI}, R_{ET}) têm como pontos extremos o par $[R_{EI} = R_{EI(\max)}][R_{ET} = 0]$ e o par $[R_{EI} = 0][R_{ET} = R_{ET(\max)}]$, onde $R_{EI(\max)}$ e $R_{ET(\max)}$ são dados por

$$R_{EI(\max)} = \frac{L_I L_T (\omega_o k_{S(\text{tip})})^2}{4R_T} - R_I \quad \text{e} \quad (6.28)$$

$$R_{ET(\max)} = \frac{L_I L_T (\omega_o k_{S(\text{tip})})^2}{4R_I} - R_T. \quad (6.29)$$

A expressão (6.28) é obtida aplicando em (6.27) as definições $k_{PRL(\max)} = k_{S(\text{tip})}$, $R_{ET} = 0$, e $R_{EI} = R_{EI(\max)}$, e a seguir resolvendo-a para $R_{EI(\max)}$. Para (6.29) o raciocínio é análogo.

Na implementação do método foi verificado que é mais conveniente partir do par $[R_{EI} = R_{EI(\max)}][R_{ET} = 0]$. Em cada iteração do processo o valor de R_{EI} é alterado conforme as regras (6.21) e (6.22), enquanto o R_{ET} é reajustado de modo a que seja mantida a relação dada por (6.27). Complementando o procedimento temos que em cada iteração as redes de casamento são recalculadas, e a largura de faixa correspondente é novamente obtida. O critério de parada no procedimento é a obtenção da largura de faixa desejada, ou, quando isto não é possível, a convergência para a máxima largura de faixa possível.

A Tabela 6.6 e a Figura 6.13 mostram os resultados obtidos por meio do método descrito nesta seção, considerando as mesmas configurações de indutores anteriormente utilizadas. Verifica-se que o critério relativo ao máximo da curva foi atendido no projeto para todas as configurações. Já quanto à largura de faixa desejada o objetivo não foi atingido para as configurações A e B, onde a largura de faixa obtida foi de 696 kHz e 831 kHz, respectivamente, enquanto o objetivo era 914 kHz. O projeto da configuração C convergiu exatamente para largura de faixa desejada, enquanto o projeto da configuração D convergiu para 936 kHz, valor que atende (6.23). Comparando os máximos das curvas das Figuras 6.12 e 6.13 verifica-se que o nível máximo de potência transferida reduziu-se aproximadamente 40% com o método desta seção. Tal redução pode ser facilmente compensada com o aumento de U_G . Mesmo assim, no caso de implante a redução ainda configura um aspecto negativo do método, frente aquele da seção anterior, pois a eventual necessidade de aumento da amplitude para a tensão aplicada ao sistema irá expor os tecidos biológicos a campos de RF de maior intensidade. De toda forma, comparado à seção anterior o método desta seção ainda corresponde a uma solução melhor, na medida em que as condições expressas por (6.18) e (6.23) sejam obrigatórias.

Tabela 6.6 - Eficiência e largura de faixa obtidas com o método de projeto da seção 6.8.

Configuração	Método $R_{ET}/M=0$	
	η	B (kHz)
A	24%	696
B	25%	831
C	26%	914
D	26%	936
Requisito largura de faixa é $B \geq B_{(tgt)} = 914$ kHz		

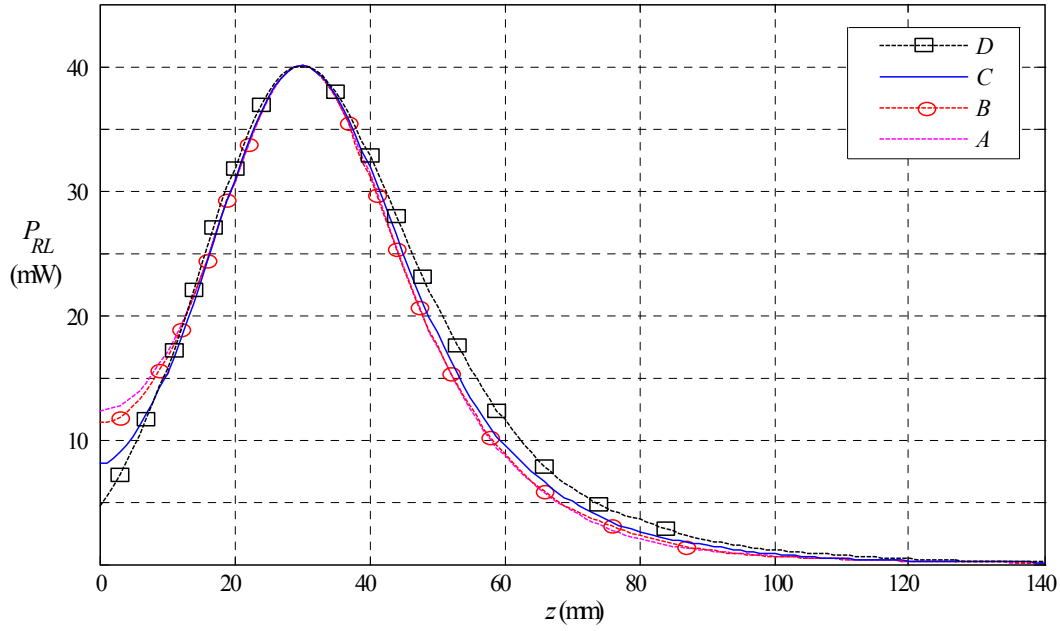


Figura 6.13 - Curvas P_{RL} para os projetos $R_{ET}/M=0$ relativos a cada uma das quatro configurações de acoplamento indutivo da Tabela 6.4. Os parâmetros f_o , $z_{S(\text{tip})}$, R_G , e R_L são aqueles da Tabela 6.3. O valor de U_G é 8 Vp, e a largura de faixa escolhida como objetivo de projeto é 914 kHz. Na Tabela 6.6 são mostrados os resultados de eficiência e largura de faixa, dado $z = z_{S(\text{tip})}$.

6.9 Método de Projeto com R_{ET} e Rede de Casamento para $M \neq 0$

Um terceiro método de projeto foi desenvolvido. O objetivo continua sendo de que o sistema de acoplamento indutivo atenda aos objetivos representados por (6.18) e (6.23). Da mesma forma que na seção anterior, o novo método utiliza uma resistência adicional R_{ET} no lado de transponder. Porém, diferentemente dos casos anteriores, agora quando são determinados os elementos da rede de casamento do interrogador utiliza-se um valor de indutância mútua diferente de zero. Ao fazer isso estamos usando a condição de acoplamento indutivo tratada na seção 5.3, a qual resultou para P_{RL} a fórmula

$$P_{RL} = \frac{U_G^2}{32R_G^2R_{TT}} \cdot \left| \frac{Z_2}{A} \right|^2 \cdot \left(\omega M \cdot \left| 1 + \frac{1}{A} \left(1 + \frac{Z_2^2}{2R_G A} \right) (D - R_R - jX_R) \right|^{-1} \right)^2, \quad (6.30)$$

sendo os termos Z_2 , A , D , R_R e X_R dados por

$$Z_2 = -j(2\pi f_o C_2)^{-1}, \quad (6.31)$$

$$A = (R_{II} + R_R) + j(X_{LI} + X_R) + Z_2, \quad (6.32)$$

$$D = \frac{(\omega M)^2}{2R_{TT}} \quad , \quad (6.33)$$

$$R_R = R_L \left(\frac{M_{Lnet}}{L_T} \right)^2 \quad , \quad (6.34)$$

$$X_R = \frac{-\omega M_{Lnet}^2}{L_T} \quad . \quad (6.35)$$

Conforme o Capítulo 5 mostra, a abordagem relativa às fórmulas acima é de que, ao projetar a rede de casamento de impedância do lado interrogador, leve-se em conta Z_R , sendo o mesmo dado por $Z_R = X_R + jX_R$, e representando a impedância refletida do lado transponder para o lado interrogador, por meio da indutância mútua M . Essa abordagem faz com que a fórmula para P_{RL} torne-se bem mais complexa frente aquela das seções anteriores, onde a rede é projetada para $M = 0$, ou seja, Z_R nula. Por outro lado, a situação de uso efetivo do sistema corresponde àquela onde M é diferente de zero, ou seja, o indutor de transponder presente na área de influência do interrogador. Assim, embora o uso da condição $M = 0$ tenha permitido que método de projeto da seção anterior atendesse os objetivos, o esperado é que um novo método com base em $M \neq 0$ possibilite melhoria quanto aos resultados de potência transferida, pois tal condição é aquela de uso efetivo do sistema.

A idéia imediata para desenvolver um método baseado em (6.30), é seguir a mesma linha de raciocínio aplicada na seção anterior quanto à expressão (6.25). Inicialmente, observamos a diferença de que (6.25) é dada em termos de coeficiente de acoplamento, enquanto (6.30) é em termos de indutância mútua. Porém, isso não representa obstáculo uma vez que a relação entre k e M é conhecida. A dificuldade real aparece no momento de obter a derivada de (6.30) em relação a M , igualar o resultado a zero, e a seguir equacionar para obter $M_{PRL(max)}$. A expressão (6.30) corresponde a uma função contínua, assim sua derivada existe e pode ser obtida de forma analítica. Mas, a complexidade da derivada e do restante do procedimento é muito grande, e assim, se considerou mais prático basear o novo método diretamente nas conclusões que foram obtidas após a derivação de (6.25). Assim, o novo método baseia-se em fazer uma varredura quanto aos pares de valores (R_{EL}, R_{ET}) . O algoritmo desenvolvido para a realização do método consiste das etapas a seguir.

- i) Determina o par inicial (R_{EI}, R_{ET}).
- ii) Realiza o cálculo das redes de casamento.
- iii) Usando os equacionamentos da seção 6.3.2 e 6.3.3 determina a largura de faixa e eficiência.
- iv) Armazena todos os valores de componentes do projeto e a largura de faixa e eficiência em uma nova linha de uma tabela de resultados.
- v) Verifica se acabou a varredura de valores (R_{EI}, R_{ET}), de acordo com objetivos de largura de faixa e máximo de P_{RL} . Caso afirmativo segue adiante. Caso negativo determina novos valores (R_{EI}, R_{ET}) e retorna a “ii”.
- vi) Examina a tabela de resultados e determina o projeto vencedor de acordo com os objetivos.

Como no método anterior pode ocorrer de nenhum projeto atender o critério de largura de faixa e aí a escolha recairá sobre a linha da tabela com a maior aproximação.

Observando o algoritmo acima se verifica que ele corresponde basicamente ao que foi utilizado na seção anterior. Uma diferença é que para esta seção não foi usada a aproximação sucessiva a partir de valores de R_{EI} . No lugar disso, foi usada a variação de R_{ET} conforme degraus de 0,01 ohms, e a tabela de resultados foi construída a partir do par [$R_{EI} = R_{EI(\max)}$][$R_{ET} = 0$]. Como o valor típico de $R_{ET(\max)}$ é menor que um (1) ohm a tabela construída normalmente tem menos que 100 linhas.

Quanto ao que foi descrito acima, uma dúvida que surge é quanto à realização das partes “i” e “v”, pois em ambas existe a necessidade de atribuir valores para R_{EI} e R_{ET} . Para esse propósito a seção anterior determinou (6.27). Nós assumimos então que tal expressão também seria válida para o novo método, desde que fosse adaptada para incorporar o valor da resistência R_R da impedância refletida. Além disso, para coerência com (6.30), a expressão adaptada deveria ser dada em termos de indutância mútua. Para fazer a adaptação multiplicamos ambos os lados de (6.28) por $\sqrt{L_I L_T}$. Além disso, substituímos R_I por $(R_I + R_R)$. Fazendo dessa forma obtivemos

$$M_{PRL(\max)} = \frac{2}{\omega} \sqrt{(R_I + R_{EI} + R_R)(R_T + R_{ET})} . \quad (6.36)$$

O mesmo raciocínio foi aplicado para adaptar (6.28) e (6.29), e daí obtivemos

$$R_{EI(\max)} = \frac{(\omega_o GM_{S(\text{tip})})^2}{4R_T} - (R_I + R_R) \text{ e} \quad (6.37)$$

$$R_{ET(\max)} = \frac{(\omega_o GM_{S(\text{tip})})^2}{4(R_I + R_R)} - R_T . \quad (6.38)$$

Nestas fórmulas aparece um novo parâmetro G , o qual faz o relacionamento entre $M_{S(\text{tip})}$ e o valor M_{Lnet} utilizado para calcular R_R na expressão (6.34). Esse relacionamento é

$$M_{Lnet} = GM_{S(\text{tip})} . \quad (6.39)$$

À primeira vista poderia parecer que o valor de G deveria ser sempre um (1), de modo que ao projetar a rede L do interrogador se estaria considerando transponder e interrogador separados da distância $z_{S(\text{tip})}$. Mas, verificou-se que ao fazer G igual a um (1) não se consegue atender a condição do máximo de P_{RL} ocorrendo em $z_{S(\text{tip})}$. Isso é similar ao que ocorreu no projeto pelo método $R_{EI}/M=0$, onde mesmo com cada configuração de indutores parametrizada para o máximo k na distância $z_{S(\text{tip})}$, a curva P_{RL} não teve máximo nesta distância. De forma empírica, foi determinado que para as quatro configurações da Tabela 6.4 o valor de G situa-se próximo de 1,4.

Aplicando o método desta seção foram obtidos os resultados mostrados na Tabela 6.7 e Figura 6.14.

Tabela 6.7 - Eficiência e largura de faixa obtidas com o método de projeto da seção 6.9.

Configuração	Método $R_{ET}/M \neq 0$		
	G	η	B (kHz)
A	1,3509	21%	662
B	1,3758	22%	767
C	1,3903	23%	814
D	1,3950	23%	829
Requisito largura de faixa é $B \geq B_{(\text{tgt})} = 914$ kHz			

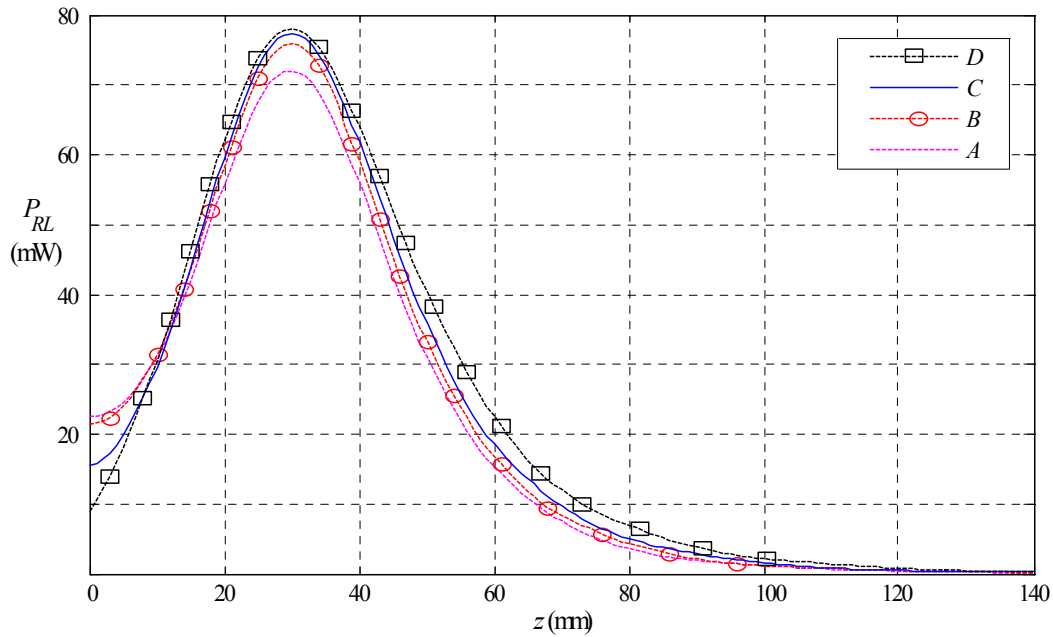


Figura 6.14 - Curvas P_{RL} para os projetos $R_{ET}/M \neq 0$ relativos a cada uma das quatro configurações de acoplamento indutivo da Tabela 6.4. Os parâmetros f_o , $z_{S(\text{tip})}$, R_G , e R_L são aqueles da Tabela 6.3. O valor de U_G é 8 Vp, e a largura de faixa escolhida como objetivo de projeto é 914 kHz. Na Tabela 6.7 são mostrados os resultados de eficiência e largura de faixa, dado $z = z_{S(\text{tip})}$.

6.10 Método de Projeto com R_{EL} e Rede de Casamento para $M \neq 0$

A expectativa de que a utilização do critério $M \neq 0$ para o projeto da rede de casamento de interrogador melhorasse a transferência de potência para R_L foi confirmada, como pode ser visto na Figura 6.14. Os valores de potência para $P_{RL(\text{max})}$ foram até 95% maiores do que no projeto $R_{ET}/M=0$. Ainda mais, eles foram até 13% melhores que aqueles do que com o método $R_{EI}/M=0$, com a vantagem de que agora foi possível estabelecer o máximo da curva exatamente na distância de interesse. Por outro lado, a Tabela 6.7 mostra que não foi possível atender o objetivo de largura de faixa para nenhuma das configurações. De acordo com essa falha foram desenvolvidos refinamentos para o método da seção anterior.

Já foi afirmado anteriormente que um maior coeficiente de acoplamento possibilita maior largura de faixa. Porém, neste ponto é impraticável melhorar os resultados de largura de faixa da Tabela 6.7 atuando no coeficiente, pois a etapa de parametrização dos indutores já está definitivamente concluída. Uma outra forma de atuar sobre a largura de faixa é o valor da carga no lado de transponder (Terman, 1955). Temos que quanto menor R_L maior a largura de faixa, com a ressalva de que existe um limite mínimo a partir do qual não se obtém o alargamento da

faixa. Observando a Figura 6.1, verifica-se que em termos práticos a redução de R_L pode ser obtida pelo acréscimo de uma resistência extra, R_{EL} , entre os pontos $e-f$. Então, para essa seção temos que $R_L = R_{RF}/R_{EL}$, onde R_{RF} corresponde da resistência equivalente vista a partir dos terminais de RF do transponder, como determinado na seção 6.2.

Infelizmente não existe uma expressão que relacione o valor de R_L com a largura de faixa. Isso obrigou a que o método desta seção utilizasse para R_L e G um procedimento de busca por aproximação sucessiva similar aquele realizado nos métodos $R_{EI}/M=0$ e $R_{ET}/M=0$. Recordando, no primeiro caso a aproximação sucessiva envolvia R_{EI} , e no segundo envolvia pares (R_{EI}, R_{ET}) . O método da seção anterior não utilizou aproximação sucessiva, e sim uma variação discretizada quanto aos valores de R_{EI} e R_{ET} , com a formação de uma tabela de resultados. Foi observado que em todos os projetos realizados na seção anterior sempre ocorreu do projeto vencedor, ou seja, aquele com maior largura de faixa, corresponder à última linha da tabela de resultados. Como nesta linha temos o par $[R_{EI} = 0][R_{ET} = R_{ET(\max)}]$ isso forneceu um primeiro refinamento para o método anterior. Tal refinamento consiste em R_{EI} ser sempre zero, e em R_{ET} ser sempre o valor da fórmula (6.38), sem necessidade de realização de varreduras de pares (R_{EI}, R_{ET}) . Por outro lado, nos testes iniciais com o refinamento indicado verificou-se que a variação de R_L exigia que o parâmetro G em (6.38) também fosse ligeiramente alterado, caso contrário o máximo de P_{RL} deixava de ocorrer na posição de interesse. Conforme essa observação foi desenvolvido o seguinte algoritmo:

- i) Ajusta G para o valor inicial, conforme a configuração de indutores.
- ii) Sendo R_{EI} sempre zero, determina R_{ET} conforme $R_{ET(\max)}$ fornecido por (6.38).
- iii) Realiza o cálculo das redes de casamento. Na determinação da rede L do interrogador considera-se R_R e a relação entre M_{Lnet} e $M_{S(\text{tip})}$ da fórmula (6.39).
- iv) Para o projeto obtido determina a largura de faixa e a distância z correspondente ao máximo de P_{RL} .
- v) Verifica se o objetivo de máximo de P_{RL} foi alcançado. Caso afirmativo avança. Caso negativo reajusta G e retorna a “ii”.
- vi) Verifica se objetivo de largura de faixa foi alcançado. Caso positivo encerra o processamento. Caso negativo reajusta o valor de R_L e retorna a “ii”.

Aplicando o método desta seção foram obtidos os resultados de largura de faixa e eficiência mostrados na Tabela 6.8. Verifica-se que de modo igual ao método $R_{ET}/M=0$, o

método $R_{EL}/M \neq 0$ permitiu que o objetivo de largura de faixa fosse atendido para as configurações C e D, mas falhasse para as configurações A e B. Quanto às curvas P_{RL} , os resultados foram todos corretos, com os máximos ocorrendo sempre na posição $z_S = 30$ mm. Assim, as curvas da Figura 6.14 valem para os resultados desta seção, havendo apenas uma pequena diferença de escala. As curvas para o método desta seção tiveram picos de potência com valores de 68, 74, 76, e 77 mW, para as configurações A, B, C, e D, respectivamente. Isso corresponde a uma redução 5,7%, 2,6%, 2%, e 0,8%, em relação à seção anterior.

Tabela 6.8 - Eficiência e largura de faixa obtidas com o método de projeto da seção 6.10.

Configuração	Método $R_{EL}/M \neq 0$			
	G	$R_L(\text{ohms})$	η	B (kHz)
A	1,3032	554	21%	696
B	1,3582	506	22%	831
C	1,3755	476	22%	914
D	1,3893	594	23%	914
Requisito largura de faixa é $B \geq B_{(\text{tgt})} = 914$ kHz				

6.11 Discussão

A seção 4.3.3 justificou a definição de que o k utilizado no projeto do acoplamento indutivo deve ser aquele correspondente a $k_{S(\text{tip})}$, ou seja, o coeficiente de acoplamento que ocorre para a distância de separação típica entre os indutores de transponder e interrogador. Em consonância com a definição indicada, temos que ao projetar os indutores deve ser buscado o maior valor possível para $k_{S(\text{tip})}$, pois isso além de aumentar o valor do pico da curva P_{RL} , também proporciona maior eficiência e largura de faixa.

Na seção relativa à determinação da geometria dos indutores foi mostrado que para o tipo de indutor escolhido, a única forma de encontrar os parâmetros que levam ao máximo $k_{S(\text{tip})}$ é por meio de uma varredura de parâmetros. De fato, apenas para alguns poucos tipos de indutores poderá ser obtida uma expressão analítica que permita com facilidade chegar aos

parâmetros para maximização indicada⁵. Como a varredura é um processo que naturalmente consome tempo de processamento, é fundamental limitar tal tempo por meio de prévio conhecimento quanto as prováveis faixas de valores dos parâmetros que possibilitarão o resultado de otimização. Nesse sentido resultados já publicados são muito úteis. Também é muito útil a disponibilidade de expressões analíticas, tais como aquelas do Capítulo 4.

Foram desenvolvidos quatro métodos para o projeto dos componentes da Figura 6.2, excluindo-se os indutores que correspondem à etapa prévia discutida acima. Todos os métodos foram concebidos de acordo com dois objetivos. Um objetivo é obter o máximo da curva P_{RL} na posição $z_{S(\text{tip})}$. O outro é que os circuitos da Figura 6.2 proporcionem uma largura de faixa adequada às comunicações no sentido de transponder para interrogador, processo que se revelou crítico em experimentos realizados. Expressões relativas a estes dois objetivos foram desenvolvidas nesta Tese. Para potência no Capítulo 5, e para largura de faixa no Apêndice B. O equacionamento para potência foi baseado em trabalho anteriormente publicado (Jiang, 2005). Mas, o Capítulo 5 estendeu esse resultado original, na medida em que o mesmo traz uma sistematização do assunto, e daí discussão e equacionamento de novas condições de projeto. Também o apêndice relativo a largura de faixa teve base em trabalho anteriormente publicado (Zeines, 1971). Mas, foram realizadas adaptações, uma vez que o trabalho original trata especificamente do amplificador de RF com transformador duplamente sintonizado. Para a largura de faixa em sistemas de acoplamento indutivo não foi encontrado na literatura qualquer outro trabalho com o enfoque apresentado nesta Tese.

Durante o trabalho de pesquisa realizado, os métodos das seções 6.7 a 6.10 foram desenvolvidos na ordem em que aparecem no texto.

O primeiro método, denominado $R_{EI}/M=0$, gerou para todas as configurações projetos atendendo o objetivo de largura de faixa, mas ele falhou em todos os casos quanto ao objetivo da curva P_{RL} . Isso é natural, na medida em que o método só realiza ajustes na resistência R_{EI} no sentido de obter a largura de faixa, e não é realizado qualquer ajuste relacionado à curva P_{RL} . Para todas as configurações estudadas o máximo da curva situou-se em um k correspondente a uma distância z menor do que $z_{S(\text{tip})}$. Dependendo dos parâmetros dos indutores, ou do valor $k_{S(\text{tip})}$, poderia ocorrer o inverso.

Embora o método $R_{EI}/M=0$ não tenha como garantir o atendimento do objetivo da curva P_{RL} , ele será suficiente para muitos tipos de sistemas RFID. Para tais tipos a distância $z_{S(\text{tip})}$

⁵ Um exemplo deste tipo de indutor é apresentado no Apêndice A.

normalmente tem valor muito mais baixo do que no caso de implantes, o que favorece a viabilidade de projeto. Favorece porque o k é alto para distância z_S reduzida, e daí a largura de faixa e eficiência podem ser maiores. Por exemplo, para cartões de identificação e bilhetagem eletrônica tipicamente interessa que o cartão possa ser lido em uma faixa de distâncias iniciando-se em uma separação igual a zero e que se estende até alguma distância um pouco maior, que será no máximo igual a 20 mm. Assim, o k de projeto corresponde a z_S igual a zero, ou ligeiramente superior, o que difere do caso de implantes. Se o projeto originado pelo método fizer a curva P_{RL} ter o máximo deslocado para além da separação desejada, será possível a correção com a repetição do projeto usando-se uma largura de faixa alvo aumentada. O método tem a vantagem de limitar ao máximo o número de componentes no lado de transponder, pois não há necessidade de R_{ET} nem de rede de casamento para esse lado. Isso é de interesse para aplicações RFID, pois se obtém a redução do custo do cartão de identificação.

O segundo método desenvolvido foi aquele baseado no acréscimo de uma resistência R_{ET} e uma rede de casamento no lado transponder. Como no caso do método anterior, neste novo método a rede de casamento do interrogador é projetada conforme a condição $M = 0$. Assim, o segundo método foi denominado $R_{ET}/M=0$. De acordo com essas condições se obteve as expressões (6.25) e (6.27). Esta segunda fornece $k_{PRL(max)}$, ou seja, o valor do k correspondente ao máximo da curva P_{RL} . Assim, fazendo $k_{PRL(max)} = k_{S(tip)}$, dentro do espaço bidimensional (R_{EL}, R_{ET}) obtém-se uma região que satisfaz o objetivo de máximo da curva P_{RL} . Mas, dentro dessa região, apenas uma sub-região simultaneamente irá satisfazer o objetivo de largura de faixa. Assim, o procedimento de busca por aproximação sucessiva do método consiste de uma trajetória dentro da região (R_{EL}, R_{ET}) mais ampla, até que ocorra a convergência para dentro da sub-região, e em particular se obtenha $B = B_{(tgt)}$. Todavia, o valor de coeficiente da configuração de indutores podem não ser suficientemente alto para garantir a existência da sub-região que satisfaça o objetivo de largura de faixa, e nesse caso o método irá convergir para o ponto (R_{EL}, R_{ET}) que fornece a maior largura de faixa possível para a configuração. De acordo com isso, o método $R_{ET}/M=0$ é útil inclusive para que se conheça qual o limite de largura de faixa para uma certa configuração de indutores e um certo objetivo de posicionamento do máximo da curva. Para isso, basta que se ajuste no procedimento um valor $B_{(tgt)}$ com certeza impossível de ser obtido. Tal aspecto pode ser comprovado pela comparação do valores de largura de faixa obtidos para as configurações A e B nas Tabelas 6.6 e 6.8.

A análise acima está de acordo com os resultados obtidos, onde as configurações A e B convergiram para larguras de faixa inferiores ao valor alvo, enquanto as configurações C e D convergiram de modo a atender $B \geq B_{(tgt)}$. No caso da configuração D, o valor limite determinado para a largura de faixa foi de 942 kHz, enquanto para a C esse limite foi 914 kHz. Esse valor corresponde exatamente aquele adotado como alvo, mais isso foi uma coincidência, a qual somente foi identificada muito depois do estabelecimento dos objetivos de projeto.

O próximo método desenvolvido partiu da idéia de que é mais adequado projetar a rede de casamento do interrogador de acordo com uma condição $M \neq 0$, pois é isso que ocorre no uso efetivo do sistema, onde interrogador e transponder estão próximos. Infelizmente, essa condição torna complexa a expressão para P_{RL} em função de z_S , conforme o Capítulo 5 demonstra. Assim, nós preferimos adaptar as expressões do método anterior e utilizar um fator empírico G para relacionar $M_{S(tip)}$ com M_{Lnet} , onde esse último é o valor de indutância mútua utilizado para determinar a rede de casamento do interrogador. O método foi denominado $R_{ET}/M \neq 0$. A partir do procedimento elaborado para implementar o método verificou-se que sempre o projeto resultante tinha $R_{EI} = 0$, e de forma corresponde R_{ET} era igual $R_{ET(max)}$. Para todas as configurações o objetivo de máximo de P_{RL} foi atendido, mas em nenhuma das configurações o objetivo de largura de faixa foi atendido. Pode-se entender isso de acordo com o seguinte raciocínio. Com o novo método o espaço de valores onde existe a solução para a curva P_{RL} passa a ser aquele dado por $((R_R + R_{EI}), R_{ET})$, onde R_R é dado por (6.34). Para cada configuração R_R é um valor fixado, sendo dependente de M_{Lnet} e de R_L . Assim, dentro do plano $((R_R + R_{EI}), R_{ET})$ deve existir uma região que satisfaz o objetivo da curva P_{RL} , e dentro dessa região uma determinada sub-região deve satisfazer o objetivo da largura de faixa. Mas, se R_R assume um valor acima de um certo limite, a sub-região indicada deixa de existir. Foi isso que ocorreu com todas as configurações, pois sempre a convergência foi para um projeto onde B era menor que $B_{(tgt)}$. Em concordância com esse raciocínio, sempre o projeto escolhido teve $R_{EI} = 0$, pois na soma $(R_R + R_{EI})$ apenas R_R já estava além do limite de viabilização para $B \geq B_{(tgt)}$.

O quarto método surgiu como uma consequência da análise apresentada acima. A idéia do quarto método é reduzir R_R para permitir que exista a sub-região válida para $B \geq B_{(tgt)}$. R_R é dado pela expressão (6.34). Dado que não é possível alterar L_T , para diminuir R_R existem duas opções, reduzir M_{Lnet} ou R_L . Alterar significativamente M_{Lnet} não é possível, pois ele é determinado pelo fator G empírico que o relaciona com $M_{S(tip)}$ de modo a que o objetivo da curva P_{RL} seja atendido. Assim, a princípio somente o ajuste de R_L poderá fazer surgir a sub-

região válida para $B \geq B_{(tgt)}$. Conforme se iniciou do desenvolvimento do método nós verificamos que o ajuste de R_L implicava também em reajustes muito pequenos no fator G , de modo a manter a posição do máximo da curva. Assim, resultou o algoritmo constituído de um laço relativo a G , dentro de um segundo laço relativo a R_L . Com o desenvolvimento deste quarto método, obteve-se o atendimento dos dois objetivos para as configurações C e D, enquanto as configurações A e B continuaram falhando quanto ao objetivo de largura de faixa, embora tenham obtido largura de faixa maior do que com o método anterior. A redução de R_L usada no quarto método em termos práticos implica no acréscimo de uma nova resistência no lado de transponder. Tal resistência é chamada R_{EL} e entra em paralelo com os terminais de RF do dispositivo de interface passiva. Assim, o quarto método é denominado $R_{EL}/M \neq 0$.

Nós desenvolvemos os dois últimos métodos a partir da idéia de usar $M \neq 0$ para projetar a rede de casamento do interrogador. Tal conceito permitiu curvas P_{RL} com maior amplitude do que no caso dos dois primeiros métodos, onde se utiliza $M=0$. Isso é uma vantagem significativa, pois significa maior potência disponível no transponder. Por outro lado, a adaptação realizada nas expressões do método $M=0/R_{ET}$ para os métodos com $M \neq 0$ teve base no fator empírico G . Este G não possui determinação imediata, e varia seu valor conforme R_L e o ponto onde se deseja o máximo da curva P_{RL} . Assim, embora a adaptação tenha funcionado, um desenvolvimento a ser buscado após esta Tese, consiste em obter uma expressão análoga a (6.27) para o caso $M \neq 0$. A vantagem será a obtenção de um procedimento de projeto mais elegante, onde o projeto para atender os objetivos possa a ser feito por aproximação sucessiva quanto aos valores R_{EL} , R_{ET} , e, caso necessário, R_L , sem necessidade do fator G .

Concluindo, deve ser dito que nós comprovamos todos os resultados das seções 6.7 a 6.10 por meio de simulações SPICE, e em todos os casos a diferença foi menor do que 5%. A exceção foram os valores de eficiência para os métodos com uso de $M \neq 0$, onde a máxima diferença atingiu 14%, o que ocorreu para a configuração A. Mesmo com esta comprovação por simulações, um outro desenvolvimento a ser buscado após esta Tese corresponde a uma comprovação experimental dos resultados dos métodos.

CAPÍTULO 7

SISTEMA DE MONITORAMENTO DE TEMPERATURA

Várias partes deste capítulo correspondem a uma adaptação de trechos originalmente publicados em um trabalho relativo a esta Tese (Silva, 2011).

Este capítulo apresenta o desenvolvimento e os resultados com um sistema para medida de temperatura baseado em acoplamento indutivo. O desenvolvimento foi realizado com foco na aplicação de monitoramento de grandezas fisiológicas em pequenos animais de laboratório. Inicialmente são discutidos alguns sistemas comerciais para medição de temperatura em animais. A seguir, os blocos do sistema construído são descritos. A seção seguinte discute o método de interrupção do campo de RF do interrogador durante as medições, o qual foi desenvolvido para melhorar a qualidade das medidas de temperatura obtidas. São então apresentados os resultados de experimentos realizados para a medição do consumo de corrente do sensor, conforme as diversas tarefas que o mesmo realiza ao longo dos processos de comunicação e medição de temperatura. A penúltima seção descreve experimentos de medição de temperatura e seus resultados. Estes experimentos permitiram realizar o ajuste e validação do sistema. A última seção traz a discussão dos resultados deste capítulo.

7.1 Introdução

A importância da medição de temperatura em pesquisas biomédicas é verificada pela alta frequência com que a mesma é realizada nos experimentos. Em particular, estudos relativos a ciclos circadianos e diários têm grande interesse no parâmetro temperatura (Refinetti, 2006). Utilizando hamsters dourados, Watts (1996) estudou a relação entre o controle homeostático da temperatura e o ciclo circadiano desta grandeza, chegando à conclusão de que possivelmente os controles desses processos são independentes. Severisen (1999) realizou experimentos de restrição alimentar em ratos comprovando que as curvas do ciclo circadiano da temperatura deslocam-se para um nível mais baixo em relação àquelas dos animais sem restrição alimentar. A temperatura também é de interesse em muitos experimentos que envolvem a taxação de níveis metabólicos do organismo. Hunter (1999) estudou a temperatura em camundongos normais e naqueles com deficiência na produção do hormônio do crescimento, verificando uma temperatura mais reduzida nos últimos, comprovando a hipótese de que a maior longevidade dos mesmos está associada também a uma atividade metabólica mais reduzida. Também é freqüente a utilização da temperatura corporal como parâmetro para avaliação toxicológica de substâncias. Utilizando ratos e medidas de atividade locomotora e temperatura, Gordon (2002) avaliou efeitos da intoxicação crônica, em período de seis meses, por um pesticida comumente utilizado na agricultura, o organofosfato CHT.

Conforme a região do corpo, a temperatura da superfície varia. Dentro do organismo esta variação também ocorre, porém, de forma bem menor. Considerando ainda que nos animais homotérmicos, o controle da temperatura periférica é freqüentemente sacrificado em favor da manutenção da temperatura no núcleo do corpo, a maioria das pesquisas envolvendo temperatura em animais tem como método ideal de medição o uso de implante, sendo o local mais adequado para a implantação a cavidade abdominal. Existem no mercado diversos dispositivos para medição invasiva de temperatura.

Thermochron iButton, fabricado pela Maxim Integrated Products, Inc. (Sunnyvale, CA, EUA), é um *datalogger* para temperatura, ou seja, não se trata de telemedidor. O iButton consiste de um cilindro 16 mm de diâmetro e 6 mm de altura, conveniente para implantação em pequenos animais. O dispositivo possui uma memória onde os valores de medição vão sendo armazenados até que a memória esteja totalmente ocupada. Neste momento o dispositivo deve ser retirado do animal para que os dados possam ser lidos. Assim, a desvantagem deste tipo de

dispositivo é que não é possível acompanhar os dados obtidos à medida que o experimento se desenvolve. O iButton possui uma memória para 2048 medidas, as quais são realizadas em intervalos de tempo fixos, programados previamente à implantação. O pesquisador deve realizar tal programação conforme o interesse de seu experimento.

Konigsberg Instruments (Pasadena, CA, EUA), Data Sciences International (St. Paul, MN, EUA) e Mini Mitter (Bend, OR, EUA) são exemplos de fornecedores de sistemas de monitoramento de temperatura para animais. Além do implante, os sistemas consistem de um computador pessoal, um receptor sobre o qual a gaiola do animal é instalada¹, e opcionalmente de uma matriz de comutação de receptores para permitir o monitoramento de vários implantes por um único computador. No computador é executado um programa fornecido pelo fabricante com a função de gerenciar o funcionamento do sistema, incluindo configuração de taxa de amostragem, armazenamento de dados, apresentação de resultados, etc. A Tabela 7.1 relaciona vários parâmetros de implantes de temperatura disponíveis a partir destes fabricantes, sendo que em todos eles o dispositivo é alimentado por bateria e não inclui recursos para receber comandos a partir do sistema de monitoramento, ou seja, o canal de RF é unidirecional.

Tabela 7.1 – Implantes comerciais para medição de temperatura.

Modelo (Fabricante)	formato, vol. (cm ³) e dimensões (mm)	Peso (g)	Espécime (*)	Bateria (□)	Alcance (⊗)	Exatidão (°C)	Deriva
XM-FH (Mini Mitter)	cilindro, vol. 1,4, ϕ = 6 mm, h = 12 mm	1,2	camundongo	1	20	0,1	ND
VH-FH (Mini Mitter)	disco, vol. ND, ϕ = 20 mm	4,5	rato	3 a 6	20	0,1	ND
ITS-T31 (Konigsberger)	cubo, vol. 5, 1,5 × 33 × 10	13	rato	6	ND	ND	ND
ITS-T34G (Konigsberger)	cubo, vol. 10, 4,3 × 20 × 1,1	26	rato	18	ND	ND	ND
TA-F20 (Data Sciences)	cubo, vol. 1,75	3,8	camundongo	6	25	0,1	0,05 °C a cada 6 meses
TA-F40 (Data Sciences)	cubo, vol. 3,5	7,25	rato	12	30	0,1	0,05 °C a cada 6 meses

(*) Menor espécime em que pode ser implantado.

(□) Tempo de vida da bateria em meses.

(⊗) Alcance da comunicação em cm.

ND = informação não divulgada.

¹ Um exemplo é visto na Figura 2.4.

Todos os implantes relacionados na tabela 7.1 são alimentados por bateria, e consequentemente apresentam limitação importante quanto ao tempo máximo de duração do experimento. Associada a tal limitação está o fato de que uma vez ligado o implante transmite continuamente, mesmo que em certos instantes não exista qualquer interesse nos dados enviados; a ligação e desligamento são ações que exigem intervenção manual do pesquisador, pois são realizadas com a passagem de um magneto próximo ao telemididor implantado no animal.

Biomedic Data Systems, BDMS, (Seaford, DE, EUA) e Mini Mitter são fornecedores de sistemas para medida de temperatura onde a alimentação do implante é por acoplamento indutivo. IPTT-300 é o dispositivo implantável fabricado pela BDMS. Ele consiste de um cilindro de vidro de 14 mm de comprimento por 2 mm de diâmetro, o qual é implantado de forma subcutânea através de uma seringa. Além da medida de temperatura o IPTT-300 tem a função de identificador do animal, permitindo que o usuário programe informações na EEPROM do mesmo. No sistema da BDMS o interrogador não é adequado para instalação sob a gaiola, e assim em muitas circunstâncias a medição da temperatura irá necessitar de ação direta do pesquisador. G2 E-Mitter é o transponder fabricado pela Mini Mitter para implantação em ratos e camundongos. O G2 consiste de um cilindro de 15,5 mm por 6,5 mm de diâmetro, pesando 1,1 g, sendo necessária cirurgia para implantação. A exatidão da medição de temperatura é 0,1 °C. Ao contrário do IPTT-300, no sistema da Mini Mitter o interrogador é projetado para instalação sob a gaiola e a máxima distância entre interrogador e transponder é de 12 cm no sentido vertical da gaiola. O preço de um sensor G2 é aproximadamente US\$ 300,00.

7.2 Sistema para Medida de Temperatura baseado em Acoplamento Indutivo

Como uma última etapa desta Tese foi projetado e implementado um protótipo de sistema para monitoramento de temperatura baseado em acoplamento indutivo. Os elementos relativos ao acoplamento indutivo foram projetados de acordo com o método² da seção 6.8. As principais características do sistema são o sensor sem fio com microcontrolador de consumo ultra-baixo, a alimentação desse sensor exclusivamente a partir do acoplamento indutivo, a

² No momento do projeto do sistema os métodos das seções 6.9 e 6.10 ainda não haviam sido desenvolvidos.

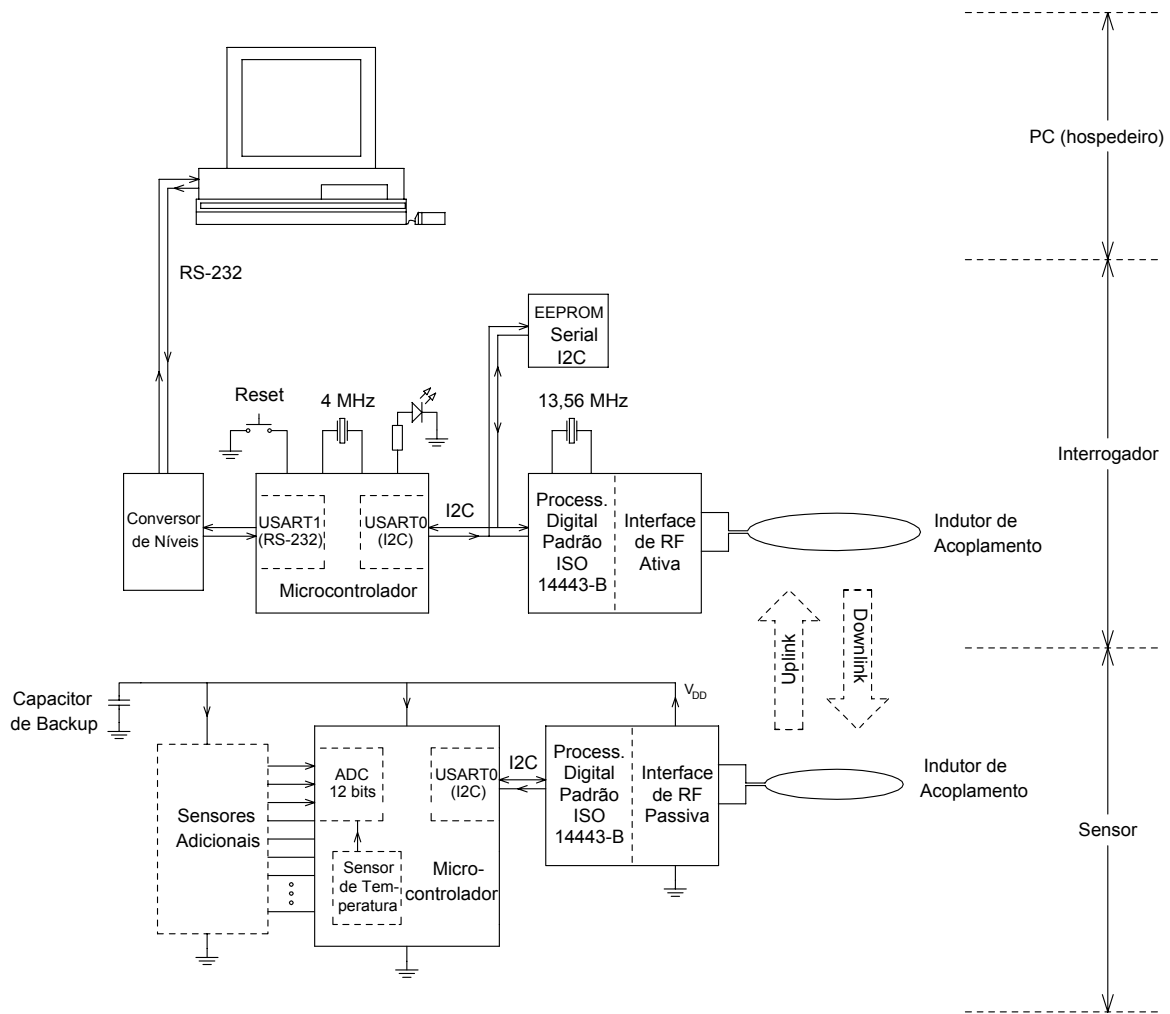


Figura 7.1 - Diagrama de blocos do sistema implementado.

comunicação *half-duplex* bidirecional de acordo com o padrão ISO 14443-B, e a utilização de uma técnica de interrupção do campo de RF do interrogador durante as medições. A concepção do sistema foi no sentido de que além de realizar medidas de temperatura, o sensor deveria ter capacidade computacional e recursos que possibilitassem acrescentar outros tipos de medição à plataforma desenvolvida. A capacidade computacional permite que o implante realize medidas onde a execução de um algoritmo é indispensável para realização do procedimento de medição. A Figura 7.1 apresenta o diagrama de blocos do sistema construído. As seções a seguir descrevem as partes principais da Figura 7.1.

7.2.1 Sensor

O sensor consiste de duas partes principais, a interface de RF passiva e o microcontrolador. As escolhas de projeto quanto à implementação prática da interface de RF do sensor já foram apresentadas na seção 3.4. Assim, a seguir discute-se apenas a escolha do microcontrolador utilizado no sensor.

Os principais critérios levados em conta para a escolha do microcontrolador do implante foram: i) baixa tensão de alimentação e baixo consumo de energia, em termos de W/MHz; ii) disponibilidade de conversor A/D interno; iii) memória do tipo RAM com capacidade para armazenar uma quantidade razoável de valores medidos; iv) disponibilidade de sensor de temperatura interno. O critério “iv” significa que não é necessário acrescentar componentes para realizar a medida de temperatura. Os critérios “ii” e “iii” facilitam a adição de novos tipos de medidas ao sistema. Finalmente, o critério de consumo de energia é fundamental, pois o rendimento da energização remota por acoplamento indutivo é muito baixo, disponibilizando poucos mW para o transponder. Conforme a Tabela 3.1, o CI RFID do sensor pode entregar no máximo 5 mW ao dispositivo que estiver conectado ao mesmo, e isto em uma tensão de apenas 2,5 volts. O microcontrolador escolhido para o implante foi o MSP430-F1611. Kwakye e Baeumner (2007) apresentam uma comparação entre as principais famílias de microcontroladores de baixo consumo oferecidas pelos fabricantes Freescale, Texas, Atmel e Microchip. Quanto ao consumo e baixa tensão de alimentação o resultado da comparação é bastante favorável à família MSP430 (Texas Instruments, Dallas, TX, EUA), a qual tem tensão mínima de operação de 1,8 V e consumo de 0,3 mA por MHz de velocidade de processamento. Dispositivos da série MSP430-F16XX também atendem os critérios “ii” e “iv”, pois incluem um conversor A/D de 12 bits e um sensor de temperatura interno cuja tensão pode ser medida através do conversor A/D. Em particular, dentro da série indicada, o MSP430-F1611 atende o critério “iii”, pois tem uma RAM de 10 kbytes.

Desde que o interesse no desenvolvimento do sistema foi no sentido de aplicações de implante, um razoável esforço foi feito no sentido de obter um sensor miniaturizado. A Figura 7.2 mostra as partes do sensor construído. No protótipo do sensor as placas de circuito impresso são empilhadas com uma pequena distância entre seus planos, resultando em um volume total de 3,2 cm³. É estimado que tal protótipo possa ter seu volume reduzido em até 30% usando a técnica *COB - Chip-On-Board* - também para o microcontrolador, e com o uso

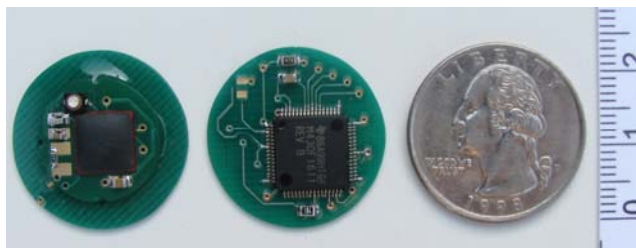


Figura 7.2 - Partes do protótipo do sensor. Centro: placa de circuito impresso do microcontrolador. Esquerda: placas de circuito impresso do dispositivo RFID e do indutor planar de espiral circular.

do fator de forma 0402 ($1\text{ mm} \times 0,5\text{ mm}$) para os componentes discretos. Na versão atual o CI RFID já é montado de acordo com a técnica COB, enquanto os componentes discretos têm fator de forma 0805 ($2\text{ mm} \times 1,3\text{ mm}$).

7.2.2 Interrogador

Foi projetado e construído um interrogador específico para o sistema. A princípio haveria a alternativa de uso de um dos vários kits de desenvolvimento disponíveis a partir de fabricantes de CIs RFID, porém nenhum destes mostrou-se adequado para o sistema. O interrogador consiste de duas partes principais, a seção de RF e o microcontrolador.

A seção de RF foi elaborada em torno do CI CRX14 (STMicroelectronics, 2005). Este dispositivo implementa uma solução completa para o padrão ISO14443-2-B. Isso é uma vantagem significativa, na medida em que outros CIs interrogadores exigem a utilização de um microcontrolador para atuar diretamente em etapas de baixo nível relativas ao padrão. Por outro lado, o acesso aos registradores de dados e controle do CRX14 é feito por meio do barramento I2C, o qual não é disponível no hardware comum de um PC de propósito geral. Assim, ainda foi necessário um microcontrolador para realizar a tarefa de conversão de protocolos, no caso de I2C para RS-232 e vice-versa. Além disso, o CRX14 somente tem recursos para realizar comunicações na forma comando-resposta³, podendo ser considerado um dispositivo situado na camada de enlace de dados do modelo ISO para redes. Por essa razão o *firmware* do microcontrolador estabelece uma camada de protocolos de nível mais alto, o que reduz o fluxo

³ No conceito comando-resposta apenas o elemento de nível hierárquico mais alto tem capacidade para iniciar uma comunicação. No sistema isso ocorre tanto na ligação entre o PC e o interrogador, quanto na ligação entre o interrogador e o sensor.

de dados por meio da porta RS-232. Isso significa também que o *firmware* foi elaborado de modo a isolar o computador de monitoramento dos comandos de nível mais baixo relativos ao padrão da interface de RF. Assim, se for mudado o protocolo da interface, essencialmente o *firmware* precisará ser adaptado, com menor impacto nos programas do computador. Para uso no interrogador foi feita a opção pelo mesmo microcontrolador usado no sensor, sendo utilizada uma placa de prototipação MSP430-P1611 (Olimex Ltd., Plovdiv, Bulgária). A Tabela 7.2 relaciona alguns dos comandos incluídos no *firmware*, e que correspondem à camada de protocolos de nível mais alto para as comunicações com o computador.

Tabela 7.2 - Alguns dos comandos implementados no *firmware* do interrogador.

Denominação do comando	Elemento de interação	Descrição
TST_COMM	MPS430	Verifica a comunicação entre o PC e o microcontrolador, por meio da porta RS-232.
RF_TOGGLE	CRX14	Liga/desliga o campo de RF do interrogador.
AT88_SYNC	AT88RF001	Esse comando resolve uma incompatibilidade do AT88RF001 com o padrão ISO 14443-2-B.
READ_P	AT88RF001	Lê uma das páginas de dados do transponder. O AT88RF001 contém uma EEPROM de dados com 10 páginas de 32 bits.
WRITE_P	AT88RF001	Escreve uma das 8 primeiras páginas de dados do transponder. No AT88RF001 as 8 primeiras páginas podem ser escritas com este comando.
GET_BYTE	AT88RF001	Comanda o AT88RF001 para realizar leitura de byte em um dispositivo conectado a seu barramento I2C. Esse comando possibilita acesso de leitura à memória do microcontrolador do sensor, permitindo que dados de medição e outras informações do sensor possam ser obtidos.
SEND_BYTE	AT88RF001	Comanda o AT88RF001 para realizar escrita de byte em um dispositivo conectado a seu barramento I2C. Esse comando possibilita acesso de escrita à memória do microcontrolador do sensor, permitindo que comandos sejam passados para o mesmo.
GET_PAGE	AT88RF001	Análogo a GET_BYTE, mas com leitura de uma página de 32 bytes.
SEND_PAGE	AT88RF001	Análogo a SEND_BYTE, mas com escrita de uma página de 32 bytes.

7.2.3 Computador Hospedeiro

O hospedeiro pode ser qualquer computador pessoal de baixo custo com processador de arquitetura x86-64. É necessária a presença de uma porta RS232 neste computador, ou de forma direta, ou por meio de um adaptador de USB para RS232. O PC hospedeiro, equipado com um sistema operacional adequado a programas com interface de usuário gráfica, propicia um ambiente computacional para que o usuário exerça um controle de alto nível sobre o sistema de medição. Tarefas como processamento final, armazenagem, e apresentação dos dados de medição tornam-se possíveis e de fácil execução por meio de programas específicos que foram desenvolvidos para o hospedeiro.

7.2.4 Medição de Temperatura

Para a medição de temperatura é utilizado o sensor interno do MSP430. Na documentação do microcontrolador não é informado que tipo de sensor de temperatura está incluído no dispositivo. Provavelmente trata-se de um sensor do tipo referência de tensão *band-gap* (Kester, 2004), o qual é tipicamente empregado em circuitos integrados para medição de temperatura.

Para microcontroladores MSP430, a medição de temperatura consiste em medir por meio do conversor A/D interno a tensão de saída fornecida pelo sensor interno. O fabricante informa que a tensão de saída do sensor relaciona-se com a temperatura de acordo com a expressão

$$U_S = S_T T_C + U_{OS} , \quad (7.1)$$

onde, T_C é a temperatura em graus Celsius, e S_T e U_{OS} correspondem à sensibilidade e tensão de *offset* do sensor, respectivamente. A documentação do dispositivo informa que os valores típicos de S_T e U_{OS} são 3,55 mV/°C e 0,986 V, respectivamente.

7.2.5 Outros sensores

A presença no sensor do microcontrolador com conversor A/D facilita o acréscimo da medição de outras grandezas ao sistema. Para isso adiciona-se o transdutor específico e

eventualmente circuitos para condicionar o sinal gerado pelo transdutor. Dependendo da característica do transdutor, ou da técnica de medição utilizada, o microcontrolador do sensor pode ser utilizado para processar os dados de medição em antecipação ao seu envio para o subsistema de monitoramento. Por outro lado, para um sistema destinado exclusivamente a medida de temperatura, tal como o apresentado neste capítulo, existe a alternativa de utilizar um componente de medição específico para essa grandeza e com comunicação por meio de barramento I2C, tal como o STS21 (Sensirion, 2011). Essa alternativa eliminaria o microcontrolador no sensor e permitiria uma miniaturização ainda maior.

7.2.6 Programas para o Sistema

Para execução no computador hospedeiro foi desenvolvido um programa para controle de todo o sistema. As principais funções deste programa são o envio de comandos para o sensor e a captura, apresentação e armazenamento em disco das respostas enviadas pelo sensor. Para execução dessas tarefas o programa do hospedeiro tem como intermediários os *firmwares* do interrogador e do sensor. O programa do hospedeiro foi desenvolvido em linguagem C e compilado para execução no sistema operacional Windows. A Figura 7.3 apresenta a janela gráfica do programa criado, o qual foi denominado SensorApp.

Foram desenvolvidos também dois outros programas, consistindo dos *firmwares* para os microcontroladores do interrogador e do sensor. Em ambos os casos foi utilizado um modelo de programação orientado a eventos de interrupção. Assim, imediatamente após ser ligado o microcontrolador realiza uma série de operações que configuram o seu *hardware* de acordo com seu papel no sistema. Por exemplo, no caso do sensor, dentre as operações de inicialização inclui-se a definição da frequência de *clock* e o ajuste para que um de seus periféricos de comunicação serial opere em modo I2C. Após as ações de inicialização o *firmware* entra em um laço infinito onde a primeira instrução coloca o microcontrolador em um modo de baixo consumo de energia. Neste modo a CPU e vários periféricos do microcontrolador ficam inativos. Quando ocorre uma das interrupções previstas no *firmware*, a CPU é reativada e executa o código da rotina de tratamento de interrupção correspondente a interrupção recebida. Após concluir a rotina de interrupção a CPU retorna ao laço infinito executando instruções a partir daquela imediatamente posterior aquela que coloca o dispositivo no modo de baixo consumo. Na sequência do fluxo dentro do laço infinito a CPU pode realizar outras ações

requeridas pela interrupção recebida e no fim retorna ao início do laço, ou seja, ao modo de baixo consumo. No caso do microcontrolador do interrogador é utilizada apenas a interrupção do periférico de comunicação serial responsável pela porta RS232. Assim, o evento é a chegada de um comando originado no programa em execução no hospedeiro. No caso do sensor, o *firmware* inclui três principais eventos de interrupção. Dois deles são relativos às comunicações pelo barramento I2C, onde escritas na memória do microcontrolador originam a execução de comandos, e leituras dessa memória permitem ao interrogador obter os resultados da execução do comando. O terceiro evento é a finalização de conversão A/D para a medição de temperatura.

Os *firmwares* para o microcontrolador do sensor e do interrogador foram escritos em linguagem C, com utilização do compilador código livre mspgcc (Underwood, 2003).

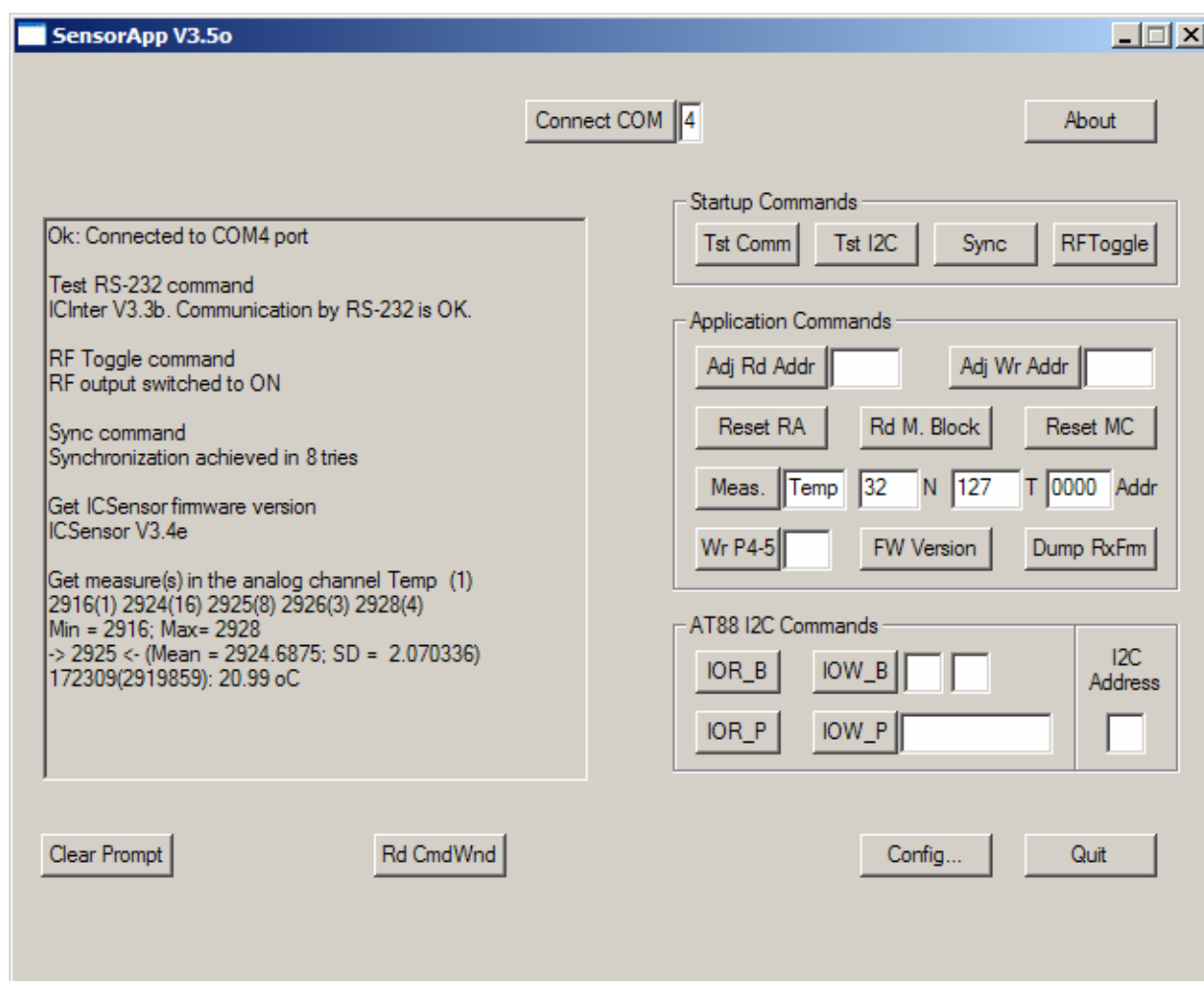


Figura 7.3 - Janela do programa de monitoramento em execução no computador hospedeiro.

7.3 Método de Interrupção do Campo de RF

Durante os testes iniciais com o sistema construído, nós identificamos a necessidade de obter uma melhor qualidade nas medições realizadas pelo sensor. Nestes testes notou-se que cada *ponto de medição* apresentava uma componente de incerteza relativa à repetibilidade (Lira, 2002) relativamente alta; em nosso sistema um ponto de medição corresponde à realização de 32 medidas em um intervalo de 4 ms, o qual é desprezível frente à típica dinâmica da variação de temperatura em seres vivos.

Na investigação do problema foi encontrada, com a utilização de osciloscópio, a presença de uma componente alternada de 13,56 MHz, de aproximadamente 700 mVpp, sobreposta à tensão contínua de 2,45 V na linha de alimentação do sensor. Isso levou a hipótese de que seria o campo do interrogador o responsável pelo problema. Assim, foram projetados e realizados testes com o objetivo de comparar o desvio padrão para cada ponto de medição quando o campo de RF estava ativo e quanto ele estava inativo. Conforme a Figura 7.4 apresenta, a média dessas 32 medidas apresentou um desvio padrão muito maior quando o campo de RF estava ligado do que quando ele estava desligado durante a medição. No primeiro caso o desvio padrão foi de 0,157 °C, enquanto no segundo foi de 0,011 °C. Para permitir medidas com o campo interrogador desligado, o valor do capacitor conectado a linha de alimentação do sensor foi aumentado, passando de 10 µF para 100 µF, sendo o primeiro valor aquele recomendado pelo fabricante do microcontrolador. Dada sua função de prover energia para o sensor quando o campo de RF está desligado o capacitor aumentado foi denominado capacitor de *backup*.

A Figura 7.5 mostra o método em operação. A forma de onda inferior é da linha de alimentação do sensor, V_{DD} . Inicialmente existe um nível de RF de 13,56 MHz, com amplitude 700mVpp, sobreposto ao valor médio de 2,45 V em V_{DD} . No intervalo entre os instantes “a” e “b” o microcontrolador recebeu do interrogador o comando solicitando a medição de temperatura, e também realizou uma série de ações de modo a preparar-se para a realização de tais medições. Dentre tais ações inclui-se a ligação da fonte de tensão de referência para o conversor A/D. No instante “b” o interrogador desligou o campo de RF, e somente volta a ligá-lo no instante “c”. Neste intervalo “b-c” observa-se que permanece apenas um pequeno nível de ruído na linha de alimentação V_{DD} . Também observa-se uma rampa ligeiramente descendente em V_{DD} , conforme o capacitor de *backup* se descarrega para alimentar os componentes do

sensor. As conversões A/D do microcontrolador ocorrem nos instantes correspondentes aos 32 pulsos consecutivos presentes na forma de onda superior, e à medida que elas são realizadas o microcontrolador as armazena em sua memória. Mais adiante, após o fim das conversões A/D, o microcontrolador desfaz as ações de preparação para as conversões A/D e gera uma tabela histograma para os valores presentes na área da memória onde foram armazenadas as medidas. É essa tabela histograma que será lida pelo interrogador, quando em outro acesso o mesmo realizar a leitura da área da memória do microcontrolador. A geração da tabela histograma foi incluída no *firmware* do sensor para permitir que muito menos dados precisem ser lidos de cada vez que um ponto de medição for criado. Um ponto de medição corresponde a 32 medidas, cada uma com resolução de 12 bits, o que significa um total de 48 bytes. Tipicamente, a tabela histograma comprime os dados da medição para menos do que 32 bytes, de modo que em um único acesso de 32 bytes todos os dados do ponto de medição podem ser lidos.

Conforme o resultado satisfatório na redução significativa do desvio padrão de cada ponto de medição, o método de interrupção do campo de RF durante as medições foi incorporado de forma definitiva ao sistema.

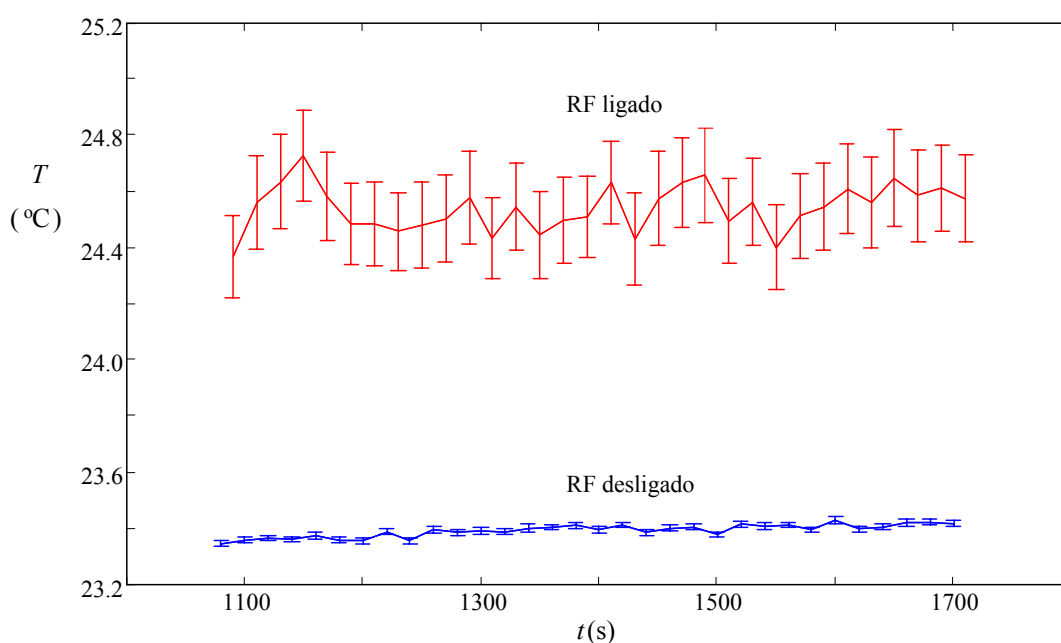


Figura 7.4 - Pontos de medição com e sem o método de interrupção do campo de RF. Nesta Figura cada ponto de medição consiste da média e desvio padrão de 32 medições tomadas em um intervalo de 4 ms. A separação entre os pontos é igual a 20 s.

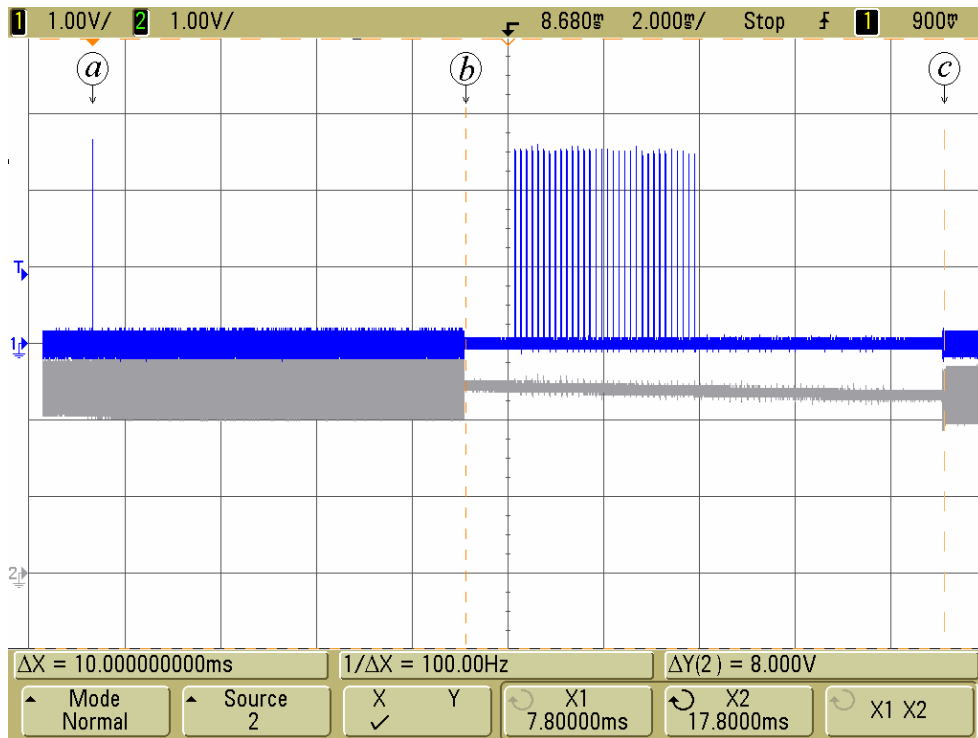


Figura 7.5 - Método de interrupção do campo de RF em operação. A forma de onda superior corresponde a uma saída digital do microcontrolador que é chaveada entre dois níveis, de modo a indicar eventos durante a operação. A forma de onda inferior é a tensão V_{DD} do sensor.

7.4 Correntes de Operação do Sensor

Como foi visto no Capítulo 6, para o projeto do sistema de acoplamento indutivo é importante estimar o valor da carga correspondente aos circuitos eletrônicos do transponder, a qual é representada por R_L na Figura 6.2. De acordo com esse objetivo foram realizadas várias medições para determinar a corrente I_{DD} , a qual corresponde a corrente que entra no bloco microcontrolador da parte de sensor na Figura 7.1.

As seguintes condições particulares foram utilizadas para a realização das medições de I_{DD} : i) o método de interrupção do campo de RF foi desabilitado no *firmware* do interrogador; ii) o capacitor de *backup* foi retirado, e apenas os capacitores de baixo valor permaneceram na montagem, sendo um capacitor de 10 nF junto à saída V_{DD} do AT88RF001, um capacitor de 100 nF junto ao pino de alimentação do microcontrolador, e um capacitor de 100 nF junto ao pino da fonte de referência para o conversor A/D do microcontrolador; iii) o indutor para o transponder era semelhante ao da Figura 3.1.b, com a diferença de construção por meio de placa de circuito impresso; iv) utilização de conexões de 2 cm para as linhas V_{DD} , V_{SS} , e I2C

entre as placas disco do AT88RF001 e do MSP430. A condição “ii” consiste da utilização na linha de alimentação apenas de capacitores da ordem de nF, ou seja, de baixo valor, e isso foi feito para permitir o monitoramento mesmo de variações relativamente rápidas na corrente I_{DD} . As condições “iii” e “iv” foram no sentido de afastar fisicamente do indutor de interrogador as linhas de alimentação do sensor, e assim diminuir o nível do campo de RF nas mesmas para um valor menor que aquele apresentado na Figura 7.5.

A medição de corrente do microcontrolador do sensor foi realizada de acordo com dois métodos, conforme descrito a seguir.

7.4.1 Correntes I_{DD} Estáticas

O consumo de corrente do microcontrolador do sensor varia bastante conforme as várias tarefas realizadas pelo mesmo. Dentre tais tarefas, as consideradas mais importantes para estabelecer o valor de R_L no modelo da Figura 5.1 foram as de medição de temperatura, recebimento de comandos a partir do interrogador, e transferência de dados para o interrogador. Embora a medição de corrente por meio de amperímetro de corrente contínua seja de interesse pela praticidade e exatidão que podem ser obtidas, ela não é viável para o caso em tela, pois o típico amperímetro não tem capacidade para registrar as variações relativamente rápidas de corrente que ocorrem ao longo das seqüências de operações correspondentes às tarefas indicadas. Ainda assim, o amperímetro pode ser útil, pois, por meio do *firmware* do microcontrolador é possível criar situações de corrente estática, que uma vez medidas pelo amperímetro, podem ser usadas como referência para validação e eventual ajuste nos valores obtidos pelo método da próxima seção.

Duas condições estáticas foram medidas. Uma foi a corrente do microcontrolador na condição *stand-by* LPM0 - *low-power mode number 0*, e a outra foi aquela que se considerou que estaria dentre as correntes I_{DD} mais altas. Nessas medidas foi utilizado o amperímetro do multímetro de 6½ dígitos Agilent 34401A (Agilent Technologies, Inc., Santa Clara, CA, EUA). Um dos terminais do amperímetro foi conectado à saída V_{DD} do AT88RF001 e o outro à linha de alimentação do MSP430, tendo sido utilizados fios curtos nessas conexões.

No sensor construído a corrente mínima ocorre quando o microcontrolador é colocado em LPM0. Imediatamente após o microcontrolador do sensor ser energizado por meio da ligação do campo de RF do interrogador, o *firmware* realiza uma série de ações para preparar o

hardware para operação, e no fim ele entra no *laço de interpretação de comandos recebidos*, onde a primeira instrução coloca o microcontrolador em LPM0. Assim, para medir $I_{DD(LPM0)}$ com o amperímetro basta ligar a alimentação do microcontrolador por meio da ativação do campo de RF do interrogador. O resultado obtido foi $I_{DD(LPM0)}$ igual a 158 μA , conforme apresenta a Tabela 7.3. A documentação do microcontrolador MSP430 indica que $I_{DD(LPM0)}$ tem valor típico de 50 μA , dada uma frequência de *clock* de um (1) MHz e tensão de alimentação 2,2 V, sendo observado que tal valor irá aumentar em função da frequência de *clock* e da tensão de operação (Texas, 2011). Assim, o valor de 158 μA obtido está coerente com a documentação, pois no sensor construído o microcontrolador tem *clock* de 3,75 MHz, e a tensão de operação é de 2,45 V.

A segunda medição estática de I_{DD} correspondeu à condição de ligação da fonte de referência para o conversor A/D e execução contínua de código pela CPU do microcontrolador. Em experimentos para a captura da forma de onda de I_{DD} , por meio de osciloscópio, foi verificado que a condição descrita levava aos níveis mais altos para I_{DD} . Segundo a documentação do microcontrolador a fonte de referência para o conversor deve ser ligada alguns milissegundos antes do início da conversão A/D. Esse tempo é necessário para a estabilização da referência. Assim, o *firmware* original já incorporava um laço de espera entre a ligação da referência e o início das conversões. Para o propósito da medição de I_{DD} com amperímetro, o laço foi transformado em um laço de espera infinita. O resultado para essa segunda medição foi a corrente $I_{DD(UREF)}$ da Tabela 7.3, tendo sido obtido o valor de 1,7 mA.

7.4.2 Correntes I_{DD} Dinâmicas

Para a medição das correntes nas situações de variação rápida foi utilizado um método baseado na captura das formas de onda de tensão sobre uma resistência de sensoriamento de corrente. Para esse propósito foi utilizado um osciloscópio Agilent MSO6032A, o qual tem uma memória que permite capturar formas de onda com até 4 milhões de pontos. O canal 1 do osciloscópio foi conectado a saída V_{DD} do AT88RF001, o canal 2 foi conectada a entrada de tensão do microcontrolador, e entre os dois pontos foi conectado uma resistência de 100 ohms nominal. Além disso, a entrada de disparo externo do osciloscópio foi conectada ao pino de E/S P5.4 do microcontrolador, e o *firmware* foi modificado de modo a gerar um pulso nesse pino, conforme o tipo de evento a ser capturado pelo osciloscópio. A obtenção da forma de onda I_{DD}

consistiu em processar externamente ao osciloscópio os arquivos de valores de tensão gerados pelo mesmo em cada captura realizada. Esse processamento é dado pela expressão

$$I_{DD} = a \left(\frac{U_{CH1} - U_{CH2}}{99,74} \right) + b, \quad (7.2)$$

onde os parâmetros a e b serão descritos mais adiante, e 99,74 corresponde ao valor da resistência de sensoramento de corrente, conforme medida pelo ohmímetro do multímetro Agilent 34401A. À primeira vista esse valor de aproximadamente 100 ohms pode parecer elevado demais para esse tipo de resistência, criando um efeito significativo do processo de medição sobre o valor do mensurando. Porém, deve ser lembrado que o microcontrolador utilizado é um dispositivo de consumo ultra-baixo. O nível mais elevado de corrente I_{DD} medido na montagem foi da ordem de 2 mA, o que corresponde a uma queda de 200 mV sobre o resistor indicado. Tal queda no resistor não compromete o funcionamento do microcontrolador, pois sua tensão nominal de operação é 2,45 V, ou seja, mais do que 12 vezes o valor da queda máxima na resistência.

Tabela 7.3 - Valores da corrente no pino de alimentação do microcontrolador do sensor.

Símbolo	Condição	Corrente (μA)	
		Osciloscópio	Amperímetro
$I_{DD(LPM0)}$	Modo de baixo consumo número 0 (LPM0).	235	158
$I_{DD(UREF)}$	Regulador de tensão de referência ativo; código do laço de espera executando.	1560	1672
$I_{DD(CPU)}$	Código em execução; todos os periféricos do microcontrolador desativados, exceto o gerador de <i>clock</i> DCO.	1250	---
$I_{DD(I2CW0)}$	Hardware I2C processando sinais de escrita; rotina de tratamento de interrupção I2C não executando.	410	---
$I_{DD(I2CW1)}$	Hardware I2C processando sinais de escrita; rotina de tratamento de interrupção I2C executando.	1660	---
$I_{DD(I2CR0)}$	Hardware I2C processando sinais de leitura; rotina de tratamento de interrupção I2C não executando.	320	---
$I_{DD(I2CR1)}$	Hardware I2C processando sinais de leitura; rotina de tratamento de interrupção I2C executando.	1500	---
$I_{DD(AD)}$	Hardware conversor A/D e regulador de tensão de referência ativos; rotina do conversor A/D não executando.	1260	---

As Figuras 7.6 a 7.8 apresentam os resultados de captura de forma de onda para três situações distintas, que foram a execução de uma seqüência de 32 medidas de temperatura, o recebimento de comandos a partir do interrogador, e a transferência de dados para o interrogador. Os dois últimos casos consistem das comunicações por meio do barramento I2C que interliga o microcontrolador e o CI da interface de RF. Com base nas formas de onda obtidas e nos resultados da seção relativa às correntes estáticas foi elaborada a Tabela 7.3, a qual relaciona as correntes I_{DD} correspondentes às principais situações de uso do microcontrolador do sensor. Nas Figuras 7.6 a 7.8, a parte “b” correspondeu a uma média de oito capturas realizadas. Isso foi feito para reduzir o nível de ruído de RF na forma de onda de I_{DD} . Além de utilizar a média de várias capturas, o processamento externo também incluiu um ajuste nos valores das formas de ondas. Conforme a Tabela 7.3, ocorreu uma diferença razoável quanto aos valores estáticos, quando obtidos por meio do osciloscópio e por meio do amperímetro. Assim, o amperímetro foi utilizado como a referência e determinaram-se os parâmetros a e b da função de ajuste (7.1).

Para a estimativa de R_L , na seção 6.2 foi utilizado o valor $I_{DD(I2CR1)}$, ou seja, o consumo durante os acessos I2C que permitem a transferência de dados do sensor para o interrogador.

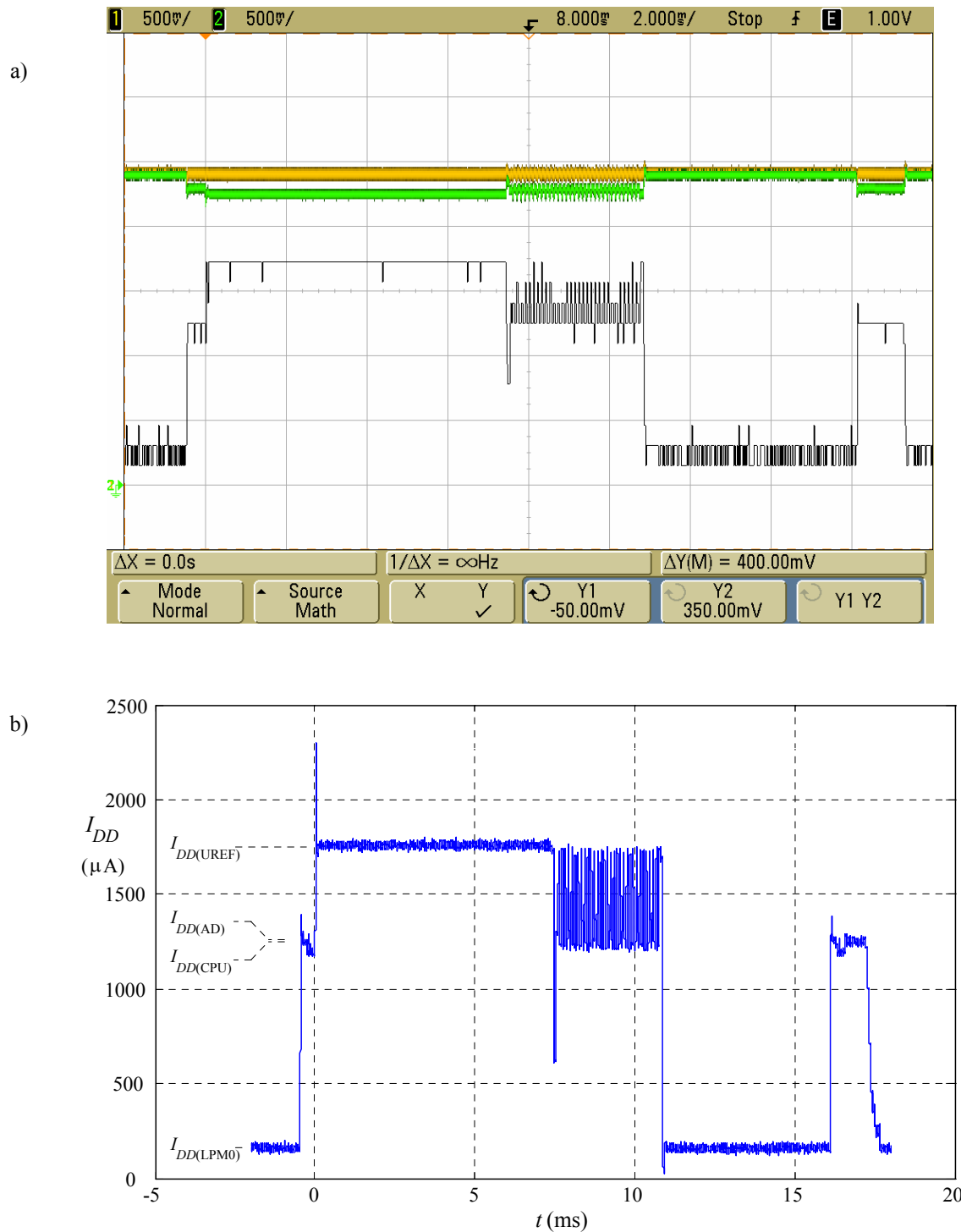


Figura 7.6 - Formas de onda para corrente e tensão durante a execução pelo sensor do comando que obtém um ponto de medição de temperatura. a) Formas de onda para as tensões sobre a resistência de sensoriamento de corrente. Em preto aparece a tensão diferença entre os canais 1 e 2, conforme calculada pelo próprio osciloscópio. b) Forma de onda da corrente I_{DD} obtida a partir do processamento de arquivos de captura das formas de onda dos canais 1 e 2. O processamento incluiu a utilização da expressão (7.2).

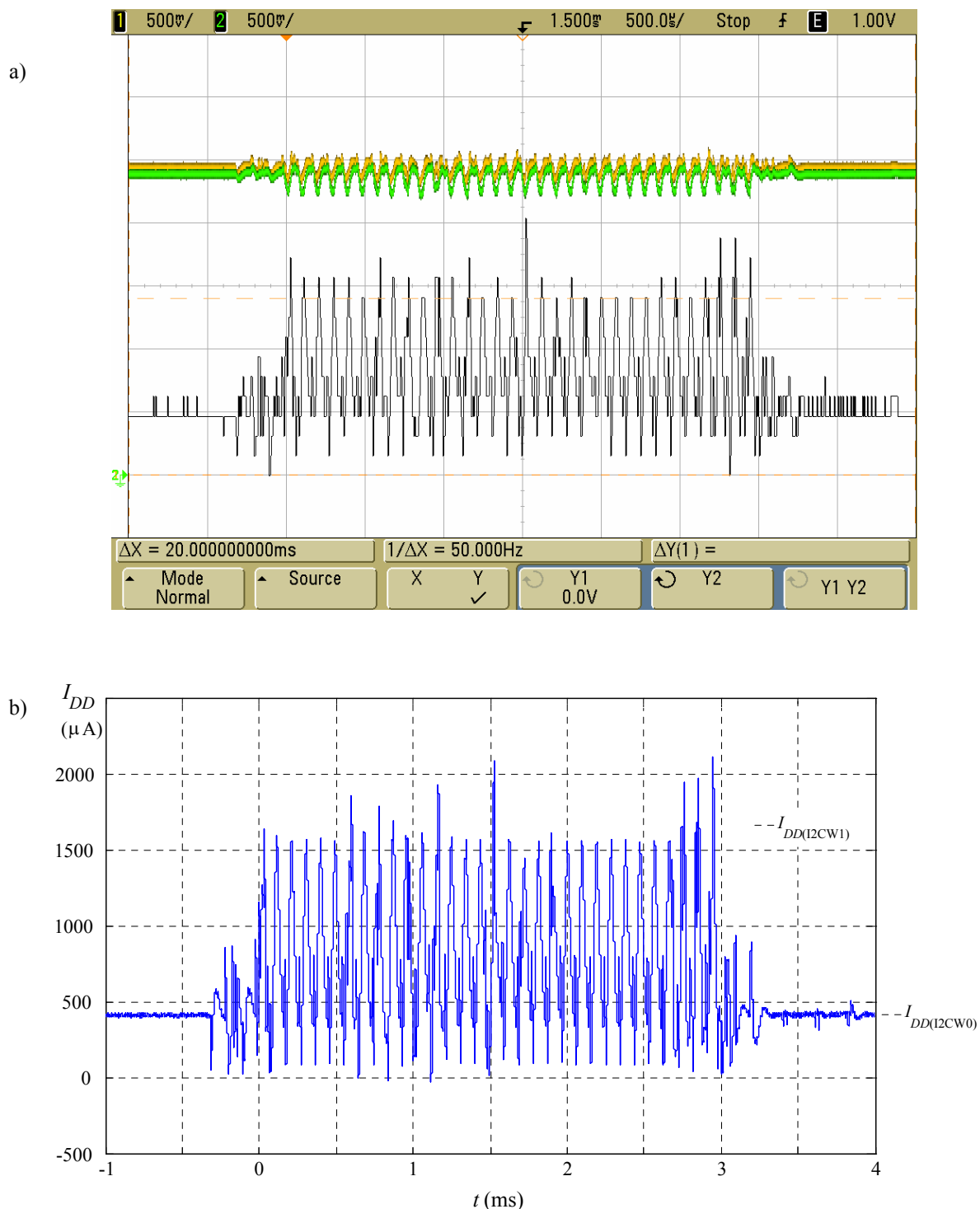


Figura 7.7 - Formas de onda para corrente e tensão durante a comunicação I2C onde a memória do microcontrolador do sensor é escrita pelo dispositivo de interface de RF passiva. a) Formas de onda para as tensões sobre a resistência de sensoriamento de corrente. Em preto aparece a tensão diferença entre os canais 1 e 2, conforme calculada pelo próprio osciloscópio. b) Forma de onda da corrente I_{DD} obtida a partir do processamento de arquivos de captura das formas de onda dos canais 1 e 2. O processamento incluiu a utilização de (7.2).

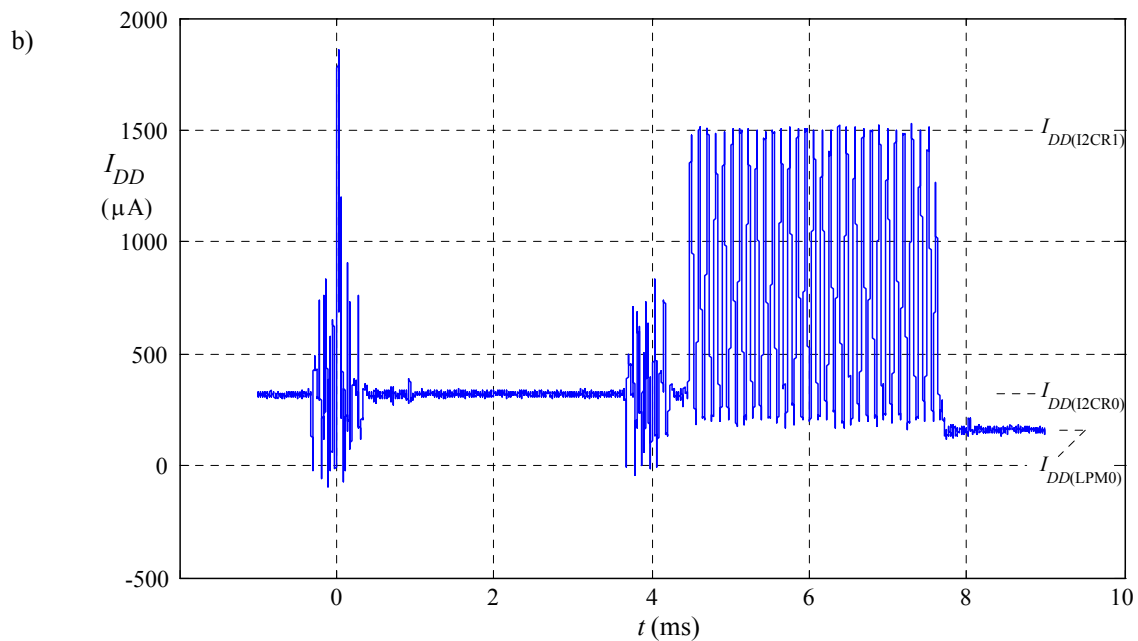
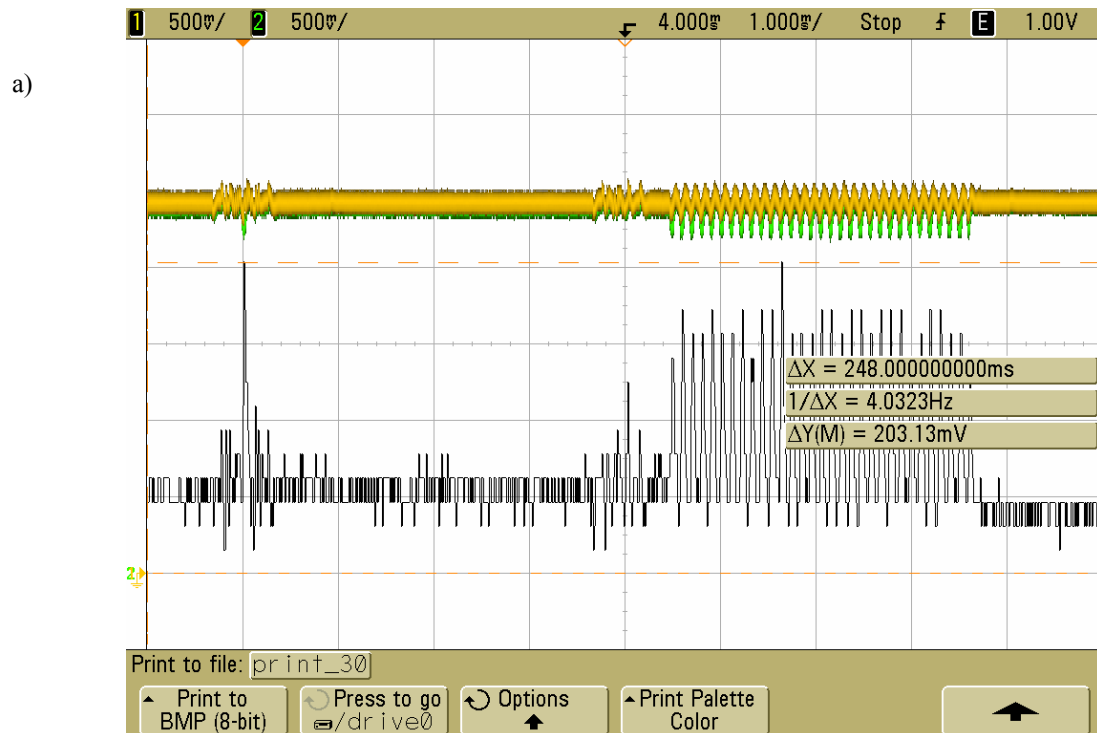


Figura 7.8 - Formas de onda para corrente e tensão durante a comunicação I2C onde a memória do microcontrolador do sensor é lida pelo dispositivo de interface de RF passiva. a) Formas de onda para as tensões sobre a resistência de sensoriamento de corrente. Em preto aparece a tensão diferença entre os canais 1 e 2, conforme calculada pelo próprio osciloscópio. b) Forma de onda da corrente I_{DD} obtida a partir do processamento de arquivos de captura das formas de onda dos canais 1 e 2. O processamento incluiu a utilização da expressão (7.2).

7.5 Ajuste e Validação do Sistema

Esta seção apresenta os procedimentos realizados para ajustar e validar o sistema construído.

Foi montado um termômetro de referência utilizando um termistor intercambiável de precisão PR103J2 (U.S. Sensor, Orange, CA, EUA), um multímetro de 6½ dígitos Agilent 34401A, e um programa rodando no computador hospedeiro. Dentro da faixa de 0 °C a 50 °C, o fabricante do termistor garante uma exatidão de $\pm 0,05$ °C. Poucos meses antes da sua utilização nos experimentos o multímetro teve sua calibração certificada em laboratório credenciado pelo INMETRO - Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia. Para automatização do termômetro foi elaborado um programa para o computador hospedeiro, o qual foi denominado ExpsLog, sendo sua interface gráfica mostrada na Figura 7.9. O multímetro permite a automatização de seu uso por meio de comandos que seguem o padrão industrial VISA - *Virtual Instrument Software Architecture* (Agilent, 2001). O computador hospedeiro e o multímetro foram interligados por meio de suas portas seriais RS-232. ExpsLog utiliza a interface de programação VISA para enviar comandos que disparam seqüências de medição no multímetro e que lêem os resultados armazenados em sua memória de dados.

Nos experimentos também foi utilizado o programa SensorApp discutido na seção 7.2.6. Além de prover uma interface gráfica para o usuário, SensorApp também inclui uma interface de automatização, a qual tem base nas funções de comunicação entre processos incluídas no sistema operacional Windows. Durante os experimentos ExpsLog enviava mensagens para SensorApp usando essa interface de automatização. Para cada mensagem recebida SensorApp gerava um novo ponto de medição, consistindo de 32 medidas realizadas em um intervalo de tempo de 4 ms. Ao mesmo tempo em que enviava mensagem para SensorApp o programa ExpsLog também se comunicava com o multímetro e obtinha 32 medidas de resistência do termistor. Então, ExpsLog convertia as medidas de resistência para temperatura utilizando a característica resistência versus temperatura fornecida pelo fabricante do termistor. Devido à limitação na velocidade de medição do multímetro as 32 medidas ocorriam a um intervalo de 800 ms. ExpsLog também foi ajustado com cuidado de modo a garantir a realização simultânea da medição no sensor e no termômetro de referência.

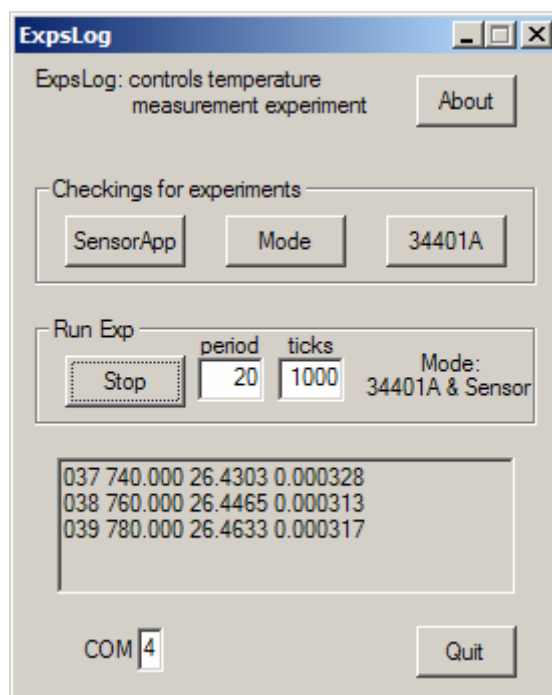


Figura 7.9 - Janela do programa que em conjunto com o termistor PR103J2 e o multímetro 34401A constitui o termômetro de referência. O programa também automatiza o uso de SensorApp.

O estabelecimento de um ponto de medição como a média de uma seqüência de medidas realizadas em um intervalo de tempo desprezível frente à dinâmica do processo monitorado, tal como o sensor do sistema faz, corresponde à técnica de sobreamostragem (Stewart, 1995). A sobreamostragem significa que o sinal sob medição é amostrado em uma taxa mais alta do que o mínimo especificado pelo teorema de Nyquist, e isso pode permitir aumentar a resolução da medição. Sem a utilização de sobreamostragem a resolução da medição de temperatura implementada nos microcontroladores da série MSP430F16XX é de 0,1 °C. A sobreamostragem por um fator 32 leva a um ganho de resolução de 2,5 bits. Assim, a resolução do sensor construído foi melhorada, atingindo 0,02 °C.

7.5.1 Ajuste do Sistema

Os parâmetros sensibilidade e tensão de *off-set* da função de transferência temperatura versus tensão dada por (7.1) têm uma grande variabilidade entre exemplares do microcontrolador MSP430. Assim, pelo menos um ajuste baseado em dois pontos tem de ser realizado de modo a garantir o nível de precisão necessário para a maioria das aplicações. Para esse

propósito foi empregada uma técnica de ajuste para medição de temperatura do tipo comparação (Sommer, 2006).

O sensor foi encapsulado em um caixa de acrílico hermeticamente fechada com dimensões $44 \text{ mm} \times 35 \text{ mm} \times 23 \text{ mm}$, $L \times W \times H$, conforme apresentado na Figura 7.10. Diferente do que a Figura 7.10 mostra, no caso dos procedimentos desta seção o termistor do termômetro de referência foi instalado externamente à caixa. Isso foi feito por meio de um parafuso metálico de 20 mm de comprimento atravessando a parede superior da caixa. Internamente esse parafuso estava em contato com o encapsulamento do MSP430 e externamente foi fixado o termistor. Nestas fixações foi utilizado um adesivo de baixa resistividade térmica, de modo a maximizar a condução térmica entre termistor e o encapsulamento do microcontrolador. O termistor foi conectado ao multímetro por meio de um par trançado com 50 cm de comprimento.

Tanto os procedimentos de ajuste quanto aqueles de validação, descritos na próxima seção, foram realizados com a caixa acrílica imersa totalmente em banho de água. Cada procedimento consistiu de um banho específico, o qual foi realizado em uma caixa plástica sem tampa. A caixa foi revestida com paredes de isopor de 17 mm de espessura, inclusive na parte onde ficaria a tampa. Imediatamente abaixo da caixa foi instalado o indutor de acoplamento do interrogador.

O primeiro ponto usado no ajuste do sensor foi 48°C , valor medido com o termômetro de referência. O procedimento consistiu em colocar sensor e uma resistência blindada dentro de um banho de água com volume de 4300 cm^3 . A temperatura do banho foi elevada até 48°C , e mantida nesse valor por 20 minutos por meio de uma fonte de tensão alternada ajustável que alimentava a resistência.

Para o segundo ponto de ajuste foi utilizado o chamado “banho de ponto de gelo”, ou *ice-point bath*, conforme especificado em um padrão industrial norte-americano (ASTM, 2003). Esse banho foi preparado utilizando gelo triturado saturado em ar, com fragmentos em torno de 2 mm, sendo que o gelo foi obtido a partir de água destilada. A Figura 7.11 mostra a evolução da temperatura do banho durante esse procedimento. Os pontos de medição estavam separados por 20 s, de modo que no intervalo mostrado na Figura 7.11 foram obtidos 4620 pontos. Além do ajuste do sensor, o procedimento também permitiu verificar a correção do termômetro de referência, pois a temperatura para o banho de ponto de gelo padrão é 0°C (273,15 K) e a temperatura medida pelo termômetro de referência foi $0,014^\circ\text{C}$ (273,164 K).

Essa temperatura de 0,014 °C foi determinada a partir do intervalo entre os pontos de medição 1101 e 1219, correspondendo a aproximadamente 40 minutos onde a temperatura variou apenas 3,0786 m°C.

A Figura 7.11 também ilustra os grandes erros de medição que seriam gerados se não fosse realizado qualquer procedimento de ajuste para o sensor. O princípio de funcionamento do sensor incorporado nos microcontroladores MSP430 é a dependência frente à temperatura para a queda de tensão em uma junção PN diretamente polarizada. Dentre as técnicas de medição de temperatura essa é aquela que proporciona a característica mais linear para o circuito sensor. Contudo, os parâmetros sensibilidade e *offset* desta característica linear variam bastante entre dispositivos, a não ser que sejam realizados ajustes a laser no circuito sensor como parte do processo de fabricação. Para a família MSP430 não é realizado ajuste na fabricação. A partir dos procedimentos apresentados nesta seção, valores de 3,53 mV/°C e 1,015 V foram obtidos para a sensibilidade e *offset*, respectivamente. Isso representa uma diferença de 0,8 % para a sensibilidade e uma diferença de 3% para o *offset*, quando comparados com os valores típicos informados na documentação do microcontrolador. A documentação também informa que a tolerância quanto à sensibilidade é de $\pm 3\%$, e para o *offset* o significativo valor de $\pm 20\%$ (Texas, 2011).

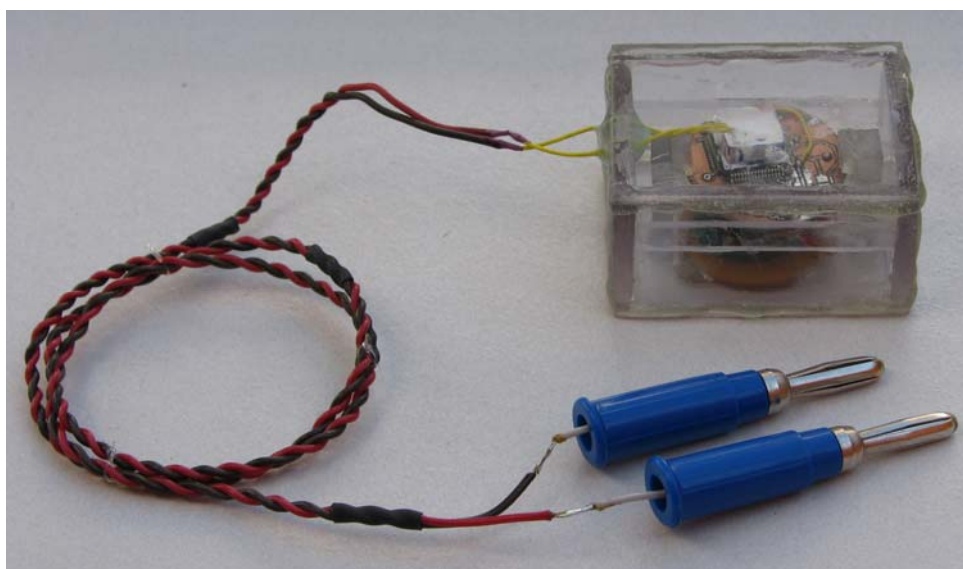


Figura 7.10 - Montagem termistor+sensor conforme utilizada nos procedimentos apresentados na seção relativa à validação do sistema. A montagem utilizada para os procedimentos apresentados na seção relativa ao ajuste do sistema consiste de uma versão com o termistor conectado no lado externo da caixa de acrílico, como descrito no texto.

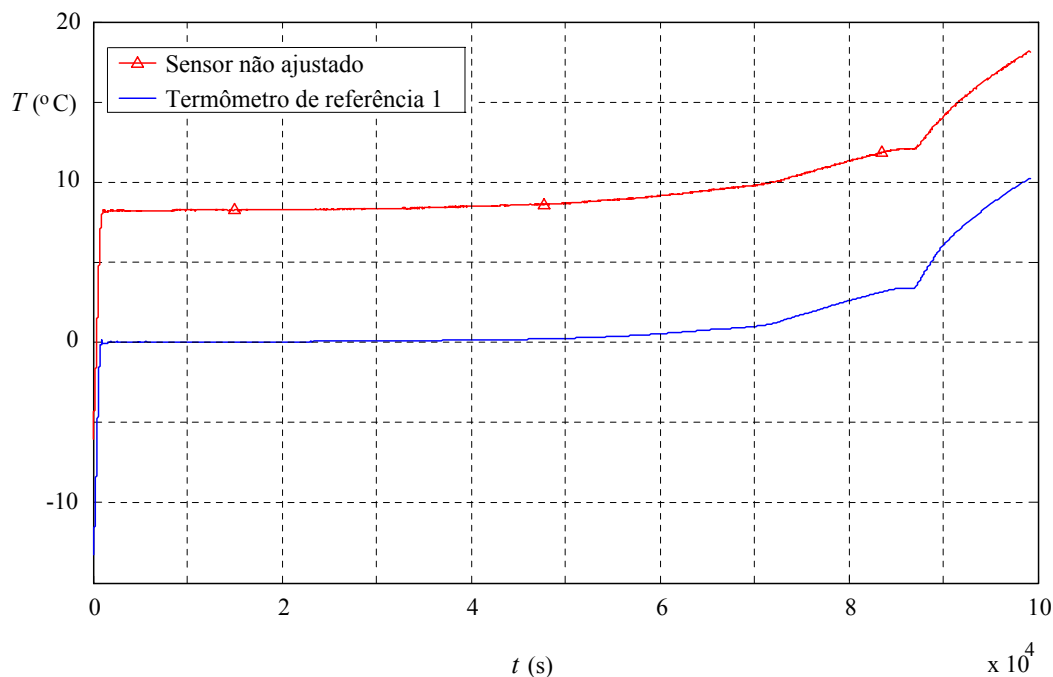


Figura 7.11 - Evolução da temperatura durante o banho de ponto de gelo. A curva do sensor foi obtida de acordo com os parâmetros sensibilidade e *offset* típicos informados na documentação do microcontrolador. O intervalo de tempo entre 22020 e 24380 segundos foi escolhido como segundo ponto de ajuste, correspondendo ao valor de 0,014 °C medido pelo termômetro de referência.

Durante os procedimentos realizados para obter os dois pontos de ajuste, nós identificamos que existia uma grande diferença entre os tempos de resposta do sensor e do termômetro frente às variações de temperatura. Para verificar esse aspecto de forma exata foi realizado um experimento onde o termômetro de referência e o sensor foram submetidos a um degrau de temperatura de aproximadamente 25 °C, como mostra a Figura 7.12. Os resultados de evolução da temperatura medida mostram a grande diferença entre a constante de tempo do sensor e aquela do termômetro de referência, de acordo com as condições de acoplamento térmico entre o termistor e o encapsulamento do MSP430. Essa condição consistia do termistor instalado do lado externo da caixa acrílica do sensor e conectado ao encapsulamento do MSP430 por meio de um parafuso metálico. De acordo com o experimento a constante de tempo foi de 21 s no caso do termômetro e de 138 s no caso do sensor. A folha de dados do termistor PR103J2 informa que sua constante de tempo é de 1 s, sendo tal valor obtido para o mesmo imerso em um banho de óleo. Além do fato do banho no experimento ser realizado com água, não foi possível identificar a origem da diferença entre o valor da folha de dados e aquele do experimento. Acredita-se que contribua para tal diferença o tempo necessário para equalizar a temperatura entre o termistor e seu cabo de conexão.

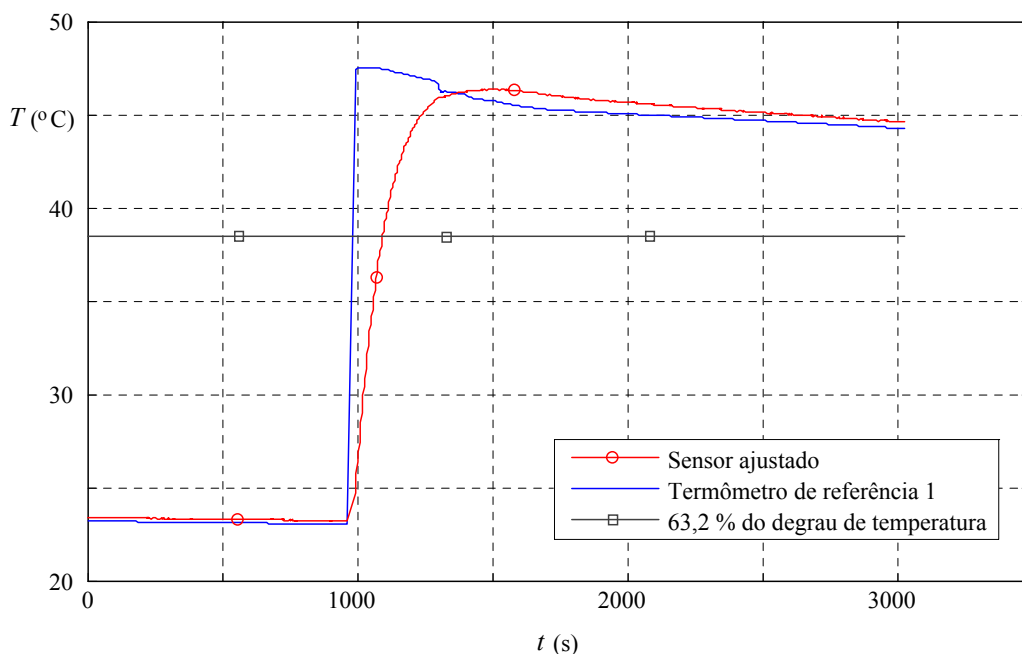


Figura 7.12 - Evolução da temperatura durante o primeiro experimento de resposta à variação de temperatura. O sensor e o termômetro de referência inicialmente estavam em um banho com temperatura de 23 $^{\circ}\text{C}$. No tempo $t = 960$ s ambos foram transferidos para um banho com temperatura de 47,5 $^{\circ}\text{C}$, ou seja, um degrau de temperatura de 24,5 $^{\circ}\text{C}$. A montagem era uma versão daquela da Figura 7.10, onde o termistor era fixado no lado externo da caixa de acrílico.

7.5.2 Validação do Sistema

Após a conclusão dos experimentos apresentados na seção anterior a expectativa era de que a medição de temperatura com o sistema construído estava corretamente ajustada. Assim, foi realizado um terceiro procedimento, agora com o objetivo de comprovar o ajuste do sistema do sistema. Novamente, um método de comparação foi utilizado. O termômetro de referência foi montado tal como na etapa anterior, ou seja, um termistor de precisão PR103J2, um multímetro 34401A, e o programa ExpsLog em execução no computador hospedeiro. Porém, para obter completa independência entre as etapas de ajuste e validação foram utilizados exemplares diferentes de termistor e multímetro. O novo multímetro também teve sua calibração certificada em laboratório credenciado pelo INMETRO, poucos meses antes da sua utilização no experimento.

Dado o problema de grande diferença no tempo de resposta entre o termômetro e o sensor, conforme a Figura 7.12 mostrou, para o procedimento de validação foi utilizada uma montagem aperfeiçoada em relação àquela da seção anterior. Tal montagem corresponde

exatamente aquela da Figura 7.10, ou seja, ao contrário da seção anterior agora o termistor e o encapsulamento do MSP430 estavam em contato direto. O esperado é que com a nova montagem as constantes de tempo para o termômetro e o sensor fossem iguais, ou pelo menos próximas. Assim, foi repetido o experimento de resposta a um degrau de variação de temperatura. De acordo com os resultados da Figura 7.13, confirmou-se a expectativa, pois, as constantes de tempo do termômetro de referência e do sensor foram 200 s e 196 s, respectivamente, uma diferença de apenas 4 s, ou 2%.

Para o procedimento de validação, a temperatura de um banho de água destilada foi variada continuamente em um ciclo com pontos de inflexão em 23, 50, 23, 24, 24, e 20 graus Celsius, como mostrado na Figura 7.14. O banho tinha um volume de 4300 cm³. Os aumentos de temperatura entre [23, 50] e [23, 24] foram por meio de uma resistência blindada alimentada por uma fonte de tensão alternada variável. A queda de temperatura entre [24, 20] foi obtida pela troca de volumes do banho por água a 0 °C. Finalmente, os intervalos entre [50, 23] e [20, 21] ocorreram de forma natural, ou seja, apenas pelo efeito da temperatura ambiente sobre o banho. O ciclo completo consumiu um tempo total de 69 horas. Os pontos de medição eram obtidos a cada 20 s. As taxas de aquecimento e resfriamento lentas mostradas na Figura 7.14

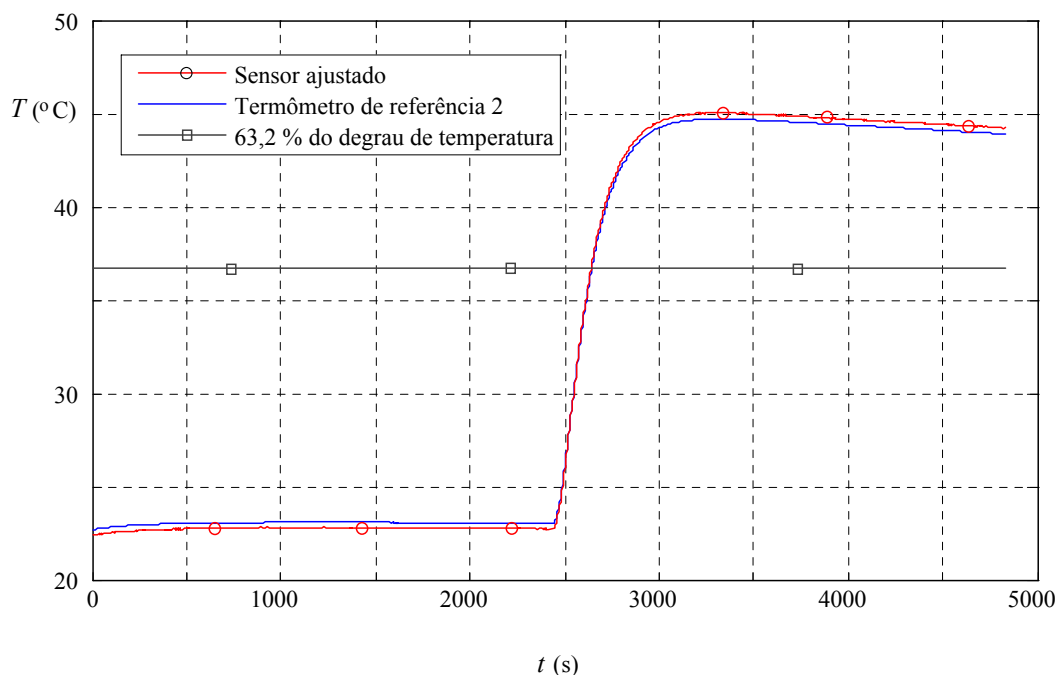


Figura 7.13 - Evolução da temperatura durante o segundo experimento de resposta à variação de temperatura. O sensor e o termômetro de referência inicialmente estavam em um banho com temperatura de 23 °C. No tempo $t = 2415$ s ambos foram transferidos para um banho com temperatura de 44,7 °C, ou seja, um degrau de temperatura de 21,7 °C. A montagem neste experimento era exatamente aquela da Figura 7.10.

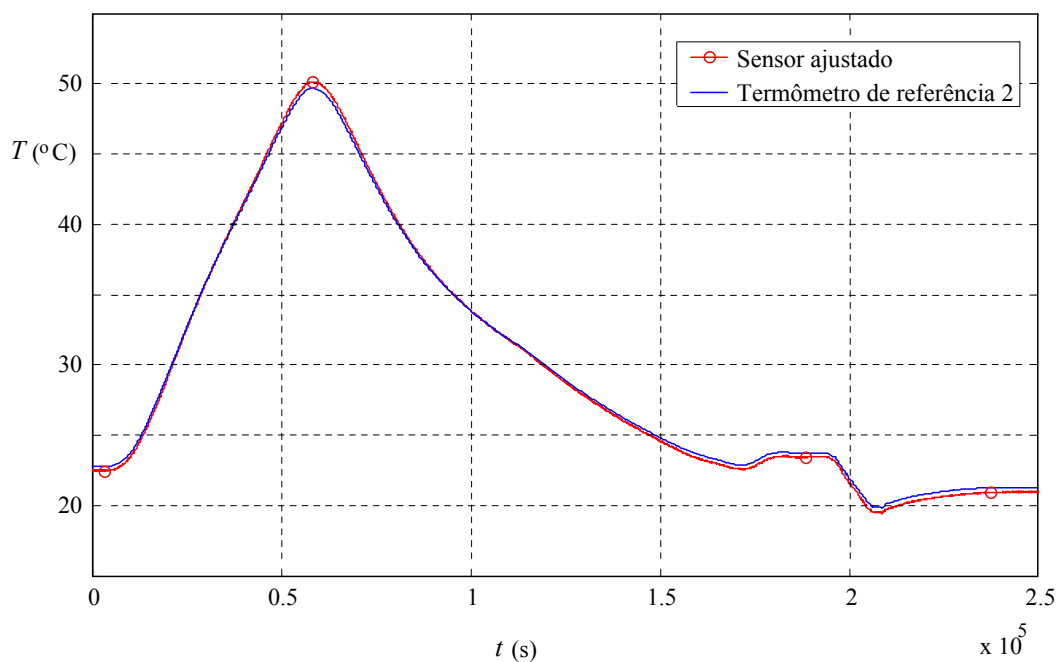


Figura 7.14 - Resultados do experimento de validação.

foram deliberadas. A razão para isso foi tornar desprezível qualquer efeito relativo à diferença entre os tempos de resposta do sensor e do termômetro.

Nas curvas da Figura 7.14, a diferença entre os valores é mais significativa nos pontos extremos, 50 °C e 20 °C, onde a diferença absoluta é 0,5 °C e 0,4 °C, respectivamente. Para os pontos entre os extremos a diferença reduz-se gradualmente. Por exemplo, na faixa de maior interesse para estudos biomédicos envolvendo mamíferos, 35 °C a 42 °C, a diferença atinge um máximo absoluto de 0,28 °C.

7.6 Discussão

Os resultados da seção anterior mostram a validade do conceito de sistema de medição proposto nesta Tese, ou seja, um sistema onde as funções de comunicação e alimentação para um sensor implantável são realizadas por meio de uma seção de RF passiva, operada segundo o princípio de acoplamento indutivo. O sensor de temperatura, constituído apenas por dispositivo RFID e microcontrolador comerciais, operou corretamente sem o uso de qualquer fonte de energia que não aquela originária do sinal de RF do interrogador.

Embora os resultados mostrem a viabilidade da proposta apresentada, o sistema construído tem duas restrições.

Primeiro, na parte do interrogador foi utilizado apenas o circuito recomendado na documentação do CI utilizado (STMicroelectronics, 2005). Isto corresponde a um interrogador com limitações importantes nos aspectos de potência de RF e desempenho na decodificação da modulação de carga gerada pelo transponder. De acordo com tais limitações, o sistema construído somente foi capaz de operar para distâncias de separação menores do que 17 mm, isso apesar do projeto para o acoplamento indutivo ter sido realizado conforme o método das seções 6.5, 6.6 e 6.8, onde a distância de 30 mm deveria levar ao melhor desempenho, tanto em termos de transferência de potência quanto em termos de eficiência nas comunicações. Foi identificado que o aspecto mais crítico no sistema construído são as comunicações no sentido do transponder para o interrogador. Nesse sentido, distâncias de separação maiores do que 17 mm resultavam em uma taxa de erros tão alta que era inviável a comunicação. No sentido oposto, ou seja, do interrogador para o transponder, com distâncias de até 25 mm o sensor ainda tinha tensão V_{DD} suficiente para operar, e, além disso, era capaz de decodificar os comandos recebidos do interrogador. Acredita-se que apenas com o aumento na potência de saída do interrogador seja possível melhorar o desempenho do sistema no sentido interrogador para transponder. Porém, para o sentido oposto, ou seja, aquele que envolve a decodificação da modulação de carga, o CI interrogador utilizado é muito limitado. O próprio fabricante desse dispositivo propõe para a viabilidade de maior alcance uma versão mais sofisticada de interrogador, onde circuitos de amplificação e filtragem adicionais são acrescentados em torno do CI interrogador (STMicroelectronics, 2006b).

A segunda restrição é que embora o sensor construído tenha obtido uma qualidade nas medidas compatível com a aplicação de monitoramento de temperatura em pesquisas com pequenos animais, isto exigiu um procedimento de ajuste baseado em dois pontos de temperatura. Este foi o ônus originado pelo benefício do sensor integrado dentro microcontrolador, evitando-se circuitos adicionais no implante. Porém, o procedimento de ajuste exigido é de alto custo, dado o instrumental, tipo de montagem e tempo necessários.

O sistema descrito neste capítulo pode ser visto como uma plataforma de sensoriamento sem fio sobre a qual novos tipos de medidas podem ser acrescentados. Tal plataforma pode ser utilizada também para aplicações de tipo diferente das propostas neste trabalho. A princípio, pode se beneficiar do tipo de sistema desenvolvido qualquer aplicação onde exista necessidade

de medições ao longo de grandes períodos de tempo, sem possibilidade de acesso por cabos e sem possibilidade de reposição de baterias, e que aceite os baixo alcance de comunicação e energização para o sensor. Aplicações onde tais requisitos podem ocorrer são medidas no interior de estruturas em construção civil (Merlino, 2009), em cabos e dutos enterrados, e em partes de difícil acesso em veículos, equipamentos e ferramentas.

CAPÍTULO 8

CONCLUSÃO

Este trabalho realizou uma investigação relativa ao acoplamento indutivo de acordo com sua aplicação a um sistema de implante biomédico. Essa investigação teve um maior foco nos métodos para o projeto dos circuitos diretamente responsáveis pela transferência de energia entre o subsistema externo e o dispositivo implantado. Tais circuitos correspondem aos indutores de acoplamento, redes de casamento e resistências adicionais nos ramos dos indutores.

No Capítulo 2, nós definimos um diagrama de blocos para um moderno sistema de implante. Também foi definida uma terminologia para o sistema.

Nos Capítulos 2, 3 e 4 diversas limitações do acoplamento indutivo em um implante foram analisadas. Primeiro, devido à legislação relativa à irradiação de sinais de RF, somente certas faixas do espectro de frequências estão disponíveis para a aplicação. Segundo, o tecido biológico tem limites quanto à intensidade de campo de RF a que pode ser submetido. Assim, a compensação de eventuais falhas no funcionamento do sistema por meio do aumento da intensidade do campo interrogador está condicionada ao respeito a tais limites. Terceiro, conforme a operação deve ocorrer dentro da região de campos próximos, a faixa ISM de 900 MHz e aquelas superiores não são adequadas. Quarto, a dimensão do indutor de acoplamento no lado do implante tem que ser muito reduzida, de modo que o implante seja menos invasivo. O tamanho reduzido desse indutor faz com que o coeficiente de acoplamento seja baixo, o que torna crítica a viabilidade do sistema.

O acoplamento indutivo tipicamente é aplicado a um de sistema de implante para realizar a função de comunicação entre a parte implantada e aquela externa ao organismo. Adicionalmente, existem alguns de tipos de implante onde ele também pode ser responsável pela função de alimentação dos circuitos eletrônicos. Neste trabalho o conceito foi de que o acoplamento indutivo deve prover ambas funções e desta forma permitir que o implante opere sem bateria. Um implante para medição de grandezas fisiológicas em pequenos animais de laboratório é um tipo onde este conceito pode ser aplicado. O desenvolvimento da pesquisa foi em torno deste tipo particular de implante. Todavia, os métodos de projeto desenvolvidos podem ser aplicados a outros sistemas que empregam acoplamento indutivo, em particular aqueles para identificação por meio de sinais de RF.

No Capítulo 4, nós definimos o tipo de indutor de acoplamento mais adequado para o sistema. Esse tipo corresponde a um indutor planar de espiral circular. O modelo para o indutor bem como as fórmulas para os elementos deste modelo foram apresentadas. Nós comprovamos a validade do modelamento por meio de medições realizadas com um par de indutores de acoplamento, cada um dos quais construído utilizando técnica de placa de circuito impresso.

O Capítulo 5 tratou do equacionamento relativo à transferência de potência do interrogador para o transponder. Esse equacionamento considerou duas condições quanto ao projeto da rede de casamento do lado interrogador.

O baixo valor do coeficiente de acoplamento para um sistema de implante torna a viabilidade do sistema dependente da utilização de método de projeto criterioso. Esse foi um dos aspectos em torno do qual se desenvolveu a maior parte do Capítulo 6. Nós mostramos a obtenção de um circuito equivalente para o acoplamento indutivo em uma aplicação que utilize esta técnica para a comunicação e energização remota. Os componentes deste circuito equivalente foram discutidos. Em particular, nós apresentamos dois métodos para a determinação da carga R_L equivalente para os circuitos do transponder, um essencialmente analítico e outro por meio de medições.

Nós definimos e descrevemos no Capítulo 6, três etapas básicas para o projeto do acoplamento indutivo. A primeira etapa corresponde à determinação de parâmetros iniciais para o projeto. A segunda é a varredura de parâmetros dos indutores, método que permite determinar os indutores interno e externo. O objetivo definido para o processo de varredura corresponde à obtenção do maior coeficiente de acoplamento possível, dada uma determinada distância de separação típica entre os indutores e uma dimensão máxima para o indutor

implantado. No Capítulo 4 foi desenvolvido o conceito da separação típica entre indutores para o caso particular do implante para pequenos animais, e também foi demonstrado que tal conceito é o mais adequado para uso nos métodos de projeto. A terceira etapa do projeto corresponde à determinação das redes de casamento e resistências extras nos lados de interrogador e transponder. Para tal etapa nós definimos dois objetivos de projeto, um relativo à separação onde se obtém o máximo da curva de potência transferida, e outro relativo à largura de faixa nas comunicações. Para a determinação dos componentes nós desenvolvemos quatro métodos, segundo uma ordem crescente de complexidade e de desempenho quanto ao máximo da curva de potência. Todos os quatro métodos foram baseados nas expressões matemáticas para o acoplamento indutivo que foram deduzidas no Capítulo 5 e no Apêndice B. O Apêndice B tratou do equacionamento relativo ao ganho de tensão em função da frequência, o que permite determinar a largura de faixa dos circuitos do acoplamento indutivo.

No Capítulo 7 foi apresentada uma implementação de sistema de medição de temperatura onde o sensor opera baseado no acoplamento indutivo. Por meio desta implementação, nós realizamos uma série de medições que permitiram determinar o valor mais adequado para a carga R_L no modelo tratado no Capítulo 6. Nós também mostramos que para um sensor energizado por acoplamento indutivo e com medições realizadas por conversor A/D, a interrupção do campo de RF durante as medições pode ser um método útil para melhorar a qualidade das medidas obtidas. Finalmente, nós apresentamos procedimentos que permitiram realizar o ajuste e validação do sistema construído.

8.1 Contribuições da Pesquisa Realizada

A partir do que foi apresentado nesta Tese as seguintes contribuições ao conhecimento podem ser relacionadas.

Um método essencialmente analítico para determinação do valor da resistência equivalente nos terminais de RF para um circuito de interface de RF passiva.

Um método para a determinação por meio de medições do valor da impedância nos terminais de RF para um circuito de interface de RF passiva.

A validação experimental de fórmulas para a determinação dos parâmetros auto-indutância e indutância mútua para indutor do tipo planar de espiral circular.

Um método para a determinação dos parâmetros geométricos que maximizam o coeficiente de acoplamento em uma configuração de indutores do tipo planar de espiral circular, dados o raio do indutor menor, uma limitação no número de espiras dos indutores, e a distância de separação de interesse.

A obtenção de expressões para a largura de faixa e transferência de potência à carga em um modelo para a comunicação e energização sem fio baseadas em acoplamento indutivo.

Um método para o projeto dos componentes do circuito de acoplamento indutivo baseado na obtenção de uma largura de faixa de interesse.

Métodos para o projeto dos componentes do circuito de acoplamento indutivo orientados para a obtenção de largura de faixa de interesse e máximo da curva de potência para uma determinada posição entre os indutores

Demonstração da viabilidade do conceito de sensor sem fio com comunicação e energização baseadas em acoplamento indutivo.

A demonstração de que a interrupção do campo de RF durante as medições pode permitir melhor a qualidade para as medidas obtidas quando se utiliza um sensor sem fio baseado em acoplamento indutivo e circuito de medição com conversor A/D.

8.2 Proposta de Continuidade

Quanto aos resultados que foram apresentados nesta Tese nós identificamos que os seguintes aspectos correspondem a novos desenvolvimentos a serem buscados.

A obtenção de formulação analítica, ou de método baseado em cálculo de campos, que permita uma estimativa mais exata do parâmetro resistência de perdas para um indutor planar de espiral circular.

Dada a expressão de potência do critério $M \neq 0$, a obtenção de formulação para o relacionamento do coeficiente de acoplamento que maximiza a potência com as resistências extras.

Com base na formulação acima, a revisão do método $R_{EL}/M \neq 0$ de modo a utilizar aproximação sucessiva quanto aos valores de R_{EL} , R_{ET} e R_{EL} .

APÊNDICE A

EQUACIONAMENTO ANALÍTICO PARA O COEFICIENTE DE ACOPLAMENTO

Um aspecto fundamental para o projeto de um sistema de acoplamento indutivo é ter a disposição algum método para calcular o coeficiente de acoplamento entre os indutores, e para determinar as condições de geometria dos indutores que permitem maximizar esse coeficiente. Porém, em geral expressões analíticas não podem ser obtidas para realizar esse cálculo do coeficiente de acoplamento. Dentre os casos particulares em que tais expressões estão disponíveis, apenas para uma fração elas são suficientemente simples para permitir a determinação explícita de condições geométricas dos indutores que levem a maximização do coeficiente.

Este apêndice apresenta o desenvolvimento de uma fórmula para o coeficiente de acoplamento em uma configuração específica de indutores. A construção dos indutores e seu posicionamento relativo permitem que um desenvolvimento analítico relativamente simples resulte na obtenção de uma expressão para o coeficiente de acoplamento k . A configuração analisada é mostrada na Figura A.1. Deve ser entendido que a configuração da Figura utiliza indutores diferentes daqueles do Capítulo 4. Para os indutores do Capítulo 4, não é possível um desenvolvimento analítico que permita chegar a uma expressão simples para o coeficiente de acoplamento, tal como ocorre aqui. Apesar desta diferença, em termos qualitativos os resultados da análise no final deste apêndice são úteis para os indutores do Capítulo 4.

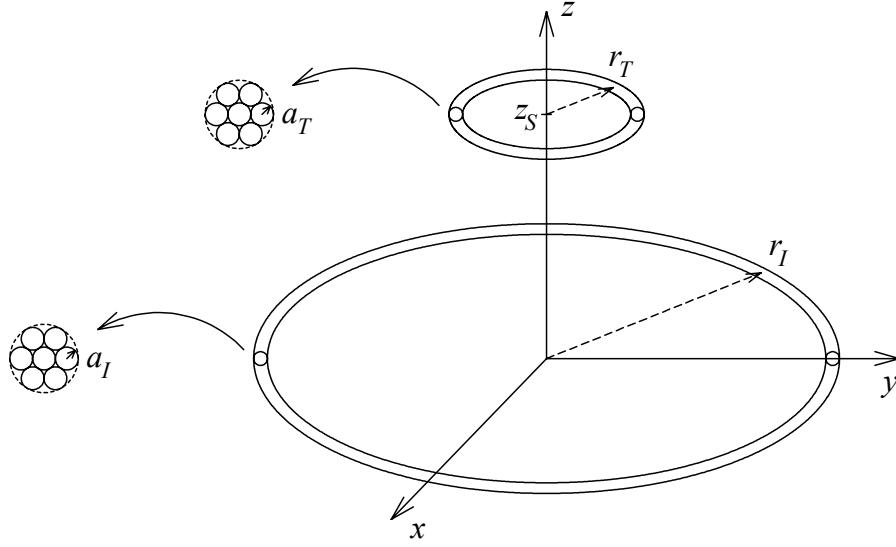


Figura A.1 - Geometria dos indutores utilizados na determinação de uma expressão para o coeficiente de acoplamento.

Como a Figura apresenta, os indutores são circulares e construídos com N espiras de fio com seção circular. Assume-se que a seção dos fios é muito menor que o raio de seu círculo de enrolamento, ou seja, $a_I \ll r_I$ e $a_T \ll r_T$. Os indutores estão alinhados e paralelos, pois não há deslocamento lateral entre seus centros geométricos, e o ângulo entre seus planos é zero.

De acordo com a Lei de Faraday para a indução magnética, a tensão induzida no indutor de transponder é

$$u_T(t) = -N_T \frac{d\phi_T}{dt} \quad (\text{A.1})$$

O perímetro definido pelo enrolamento do indutor de transponder corresponde a uma área A . É nessa área que se obtém o fluxo magnético variável ϕ_T , o qual é dado por

$$\phi_T = \int_A \vec{B} d\vec{A} \quad (\text{A.2})$$

De acordo com as condições de simetria da Figura A.1, no cálculo da integral as contribuições do vetor de indução magnética \vec{B} segundo os eixos x e y se anulam, de modo que A.2 pode ser colocada exclusivamente quanto ao eixo z . Logo, (A.1) torna-se

$$u_T(t) = -N_T \frac{d \int_A \vec{B}_z d\vec{A}}{dt} \quad (\text{A.3})$$

Sendo cossenoidal a corrente que circula no indutor de interrogador, $i_I(t)$, o vetor de indução magnética também é cossenoidal, ou seja,

$$\vec{B}_z = B_z \cdot \cos \omega t \cdot \vec{a}_z \quad (\text{A.4})$$

onde \vec{a}_z é o vetor unitário na direção do eixo z . Conforme a Figura A.1, qualquer vetor $d\vec{A}$ também se localiza em direção paralela ao eixo z , e assim a aplicação de (A.4) em (A.3) resulta em

$$u_T(t) = N_T \cdot B_z \cdot A \cdot \omega \cdot \sin \omega t \quad (\text{A.5})$$

Aplicada à Figura A.1, a teoria de circuitos elétricos leva ao seguinte resultado para a tensão $u_T(t)$

$$u_T(t) = \omega \cdot M \cdot i_I(t) \quad (\text{A.6})$$

Como os resultados de (A.5) e (A.6) devem ser iguais, temos que

$$U_T = N_T B_z A \omega = \omega M I_I \quad (\text{A.7}).$$

A partir de (A.7), é possível determinar o valor da indutância mútua M , o qual é

$$M = \frac{N_T B_z A}{I_I} \quad (\text{A.8}).$$

Mas, de modo similar ao caso da auto-indutância, uma expressão para indutância mútua deve depender exclusivamente de características construtivas dos indutores, da posição relativa entre ambos, e do meio onde estão. Assim, é necessário trabalhar mais sobre (A.8) de modo a eliminar os fatores B_z e I_I . Para isso, aplica-se em (A.8) a expressão para B_z , a qual de acordo com Finkenzeller (2003) é

$$B_z = \frac{\mu_o I_I N_I r_I^2}{2(r_I^2 + z_s^2)^{3/2}} .$$

Isso leva ao seguinte resultado para M

$$M = \frac{\mu_o N_I N_T r_I^2 A}{2(r_I^2 + z_s^2)^{3/2}} , \quad (\text{A.9}).$$

o qual apresenta a esperada dependência exclusiva de parâmetros geométricos e do meio. A expressão para o coeficiente de acoplamento entre dois indutores é (3.2). Aplicada ao caso em desenvolvimento temos

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_I L_T}} \quad (\text{A.10}).$$

Dadas as condições $a_I \ll r_I$ e $a_T \ll r_T$, o valor da auto-indutância dos indutores de transponder e interrogador L_I e L_T , pode ser aproximado pelas expressões

$$L_I = L_{0I} N_I^2 \quad (\text{A.11}) \quad \text{e} \quad L_T = L_{0T} N_T^2 \quad (\text{A.12}),$$

onde L_{0I} e L_{0T} são indutâncias para uma única espira do enrolamento dos indutores L_I e L_T , respectivamente. Aplicando as expressões (A.9), (A.11), e (A.12) em (A.10) resulta

$$k = \frac{\mu_o r_I^2 A}{2(r_I^2 + z_S^2)^{3/2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{L_{0I} L_{0T}}} \quad (\text{A.13}).$$

A expressão geral para a estimativa do valor de L_{0I} e L_{0T} é (Jackson, 1998)

$$L_{0w} = \mu_o r_w \left[\ln \left(\frac{8r_w}{a_w} \right) - \frac{7}{4} \right], \quad (\text{A.14}),$$

onde, a é o raio do fio e o subscrito w corresponde a I ou T , conforme o indutor. Finalmente, aplicando (A.14) em (A.13), e lembrando que $A = \pi \cdot r_T^2$, resulta

$$k = \frac{\pi \cdot (r_I r_T)^{3/2}}{2(r_I^2 + z_S^2)^{3/2}} \cdot \frac{1}{[(\ln(8r_I/a_I) - (7/4))(\ln(8r_T/a_T) - (7/4))]^{1/2}} \quad (\text{A.15}).$$

A partir da expressão acima alguns resultados importantes podem ser estabelecidos quanto ao valor do k frente a geometria dos indutores e sua separação.

Primeiro, o coeficiente de acoplamento reduz-se a medida que aumenta a separação z_S entre os indutores, um resultado esperado que é confirmado de forma clara por (A.15).

Outra confirmação obtida por meio de (A.15) é quanto ao raio do indutor de transponder. Conforme (A.15) se r_T for sendo reduzido k irá se tornar cada vez menor, o que é confirmado pelas curvas na Figura A.2. Esse resultado é esperado na medida em que um menor valor r_T significa uma menor área A onde o fluxo gerado pelo interrogador é enlaçado, o que

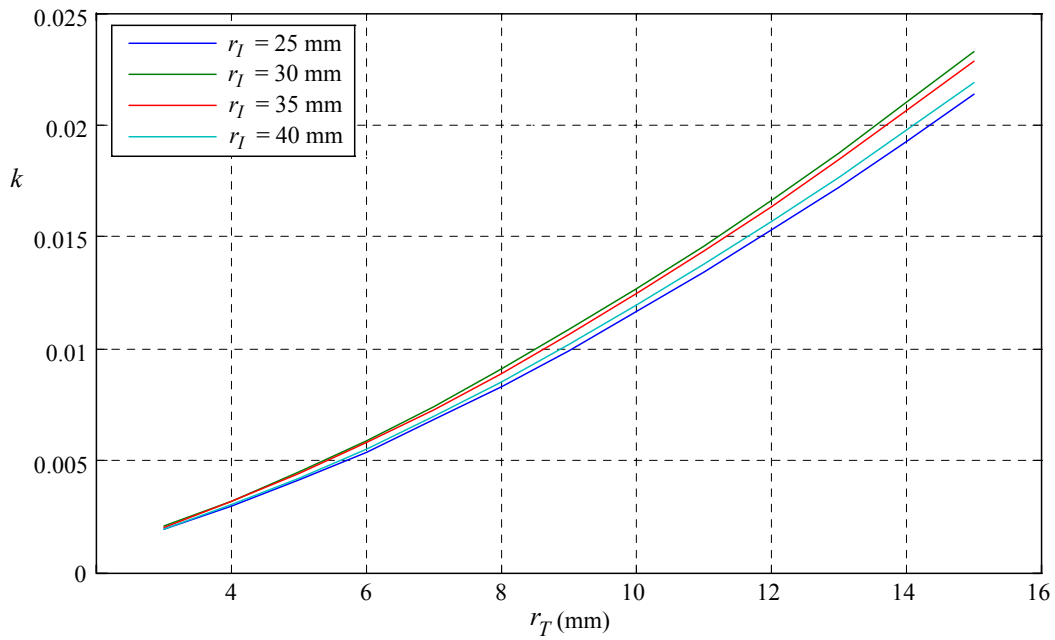


Figura A.2 - Curvas para o coeficiente de acoplamento em função do raio do indutor de transponder, conforme a expressão (A.15). Para todas as curvas valem as condições de geometria $z_S = 30$ mm, $a_I = r_I/300$, e $a_T = r_T/100$.

reduz o numerador na expressão (3.1). Uma vez que o melhor desempenho de um sistema de acoplamento indutivo está associado a um maior valor para k , sempre se tenta viabilizar o maior valor possível para r_T . No caso de implantes isso cria um compromisso entre o grau de invasibilidade e o desempenho do sistema.

Finalmente, (A.15) permite a exemplificação da solução para um aspecto importante no projeto do acoplamento indutivo. Esse aspecto corresponde “a determinação do raio de indutor de interrogador que permite obter o máximo coeficiente de acoplamento, uma vez que se conheça o raio do indutor de transponder e a distância de separação”. As curvas das Figuras A.3. e A.4 mostram a resposta para o caso particular da Figura A.1. Na Figura A.3 a distância de separação é fixada em 30 mm e as curvas são para quatro valores de r_T . Verifica-se que o raio de interrogador que possibilita o máximo k é sempre o mesmo, e igual a 30 mm, o que mostra a independência quanto ao r_T . Na Figura A.4 o raio de indutor de transponder é fixado em 7,5mm e são traçadas quatro curvas, cada uma para uma diferente separação z_S entre os indutores. Conforme os resultados verifica-se que quanto maior z_S maior o raio do indutor de interrogador que possibilita o máximo k . A conclusão a partir dos resultados das Figuras A.3 e

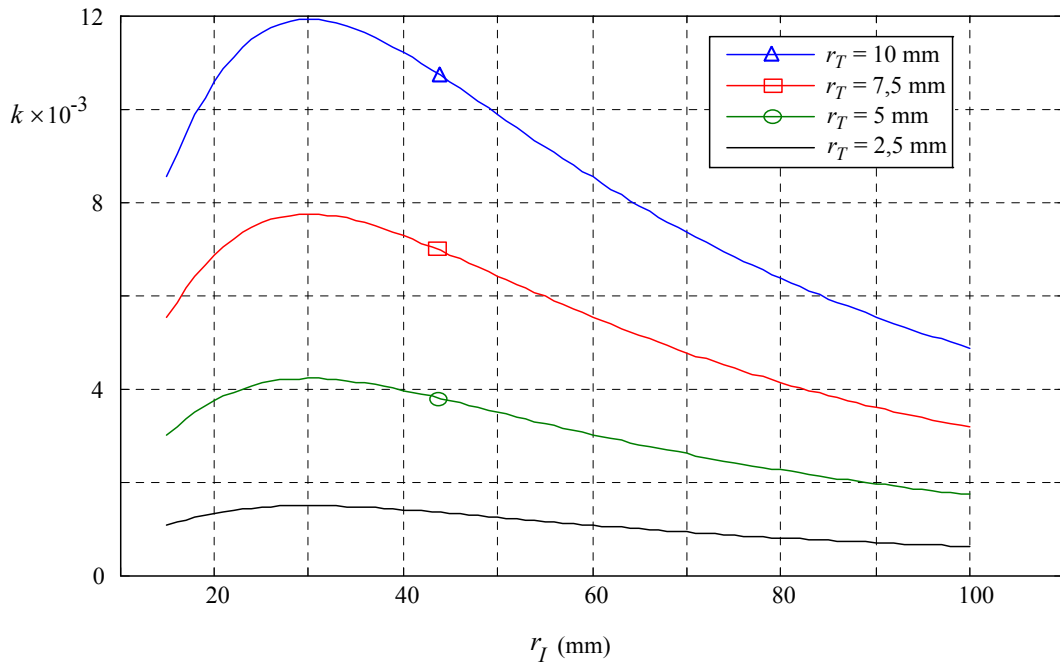


Figura A.3 - Curvas para o coeficiente de acoplamento em função do raio do indutor de interrogador, conforme a Equação (A.15). Para todas as curvas valem as condições de geometria $z_S = 30$ mm, $a_I = r_I/300$, e $a_T = r_I/100$.

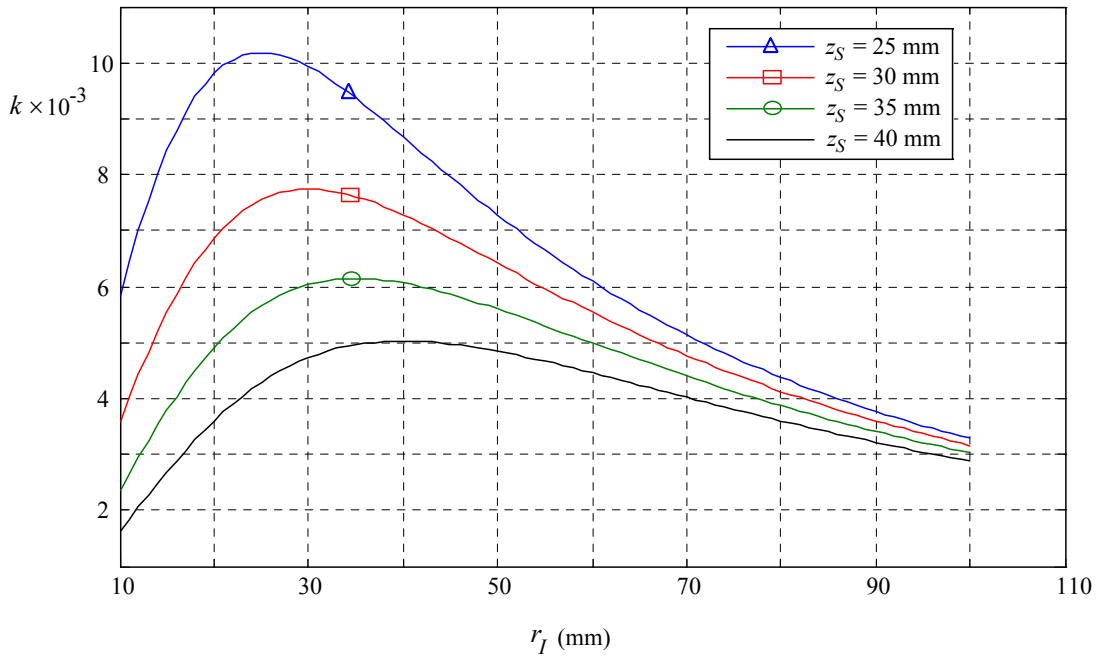


Figura A.4 - Curvas para o coeficiente de acoplamento em função do raio do indutor de interrogador, conforme a Equação (A.15). Para todas as curvas valem as condições de geometria $r_T = 7,5$ mm, $a_I = r_I/300$, e $a_T = r_I/100$.

A.4 é que o raio de indutor de interrogador que maximiza o coeficiente de acoplamento entre os indutores é

$$r_{I(kmax)} = z_s \quad . \quad (A.16).$$

Esse mesmo resultado pode ser obtido de forma analítica, para isso basta derivar (A.15) em relação a r_I e igualar o resultado a zero.

A expressão (A.16) é útil no projeto de um sistema de acoplamento utilizando indutores do tipo da Figura A.1, na medida em que estabelece um critério para o raio de interrogador.

APÊNDICE B

ANÁLISE DA LARGURA DE FAIXA NA COMUNICAÇÃO VIA ACOPLAMENTO INDUTIVO

Neste apêndice apresenta-se a dedução de uma expressão para o ganho de tensão em função da frequência para os circuitos do acoplamento indutivo, conforme sua aplicação em sistemas de implante ou RFID. A partir dessa expressão pode ser obtida a largura de faixa nas comunicações. O procedimento apresentado baseia-se na análise realizada por Zeines (1971), de modo a determinar a largura de faixa em um amplificador de RF com transformador de RF duplamente sintonizado. A expressão final obtida difere daquela do trabalho de Zeines, pois o circuito equivalente de amplificador de RF analisado por ele não corresponde exatamente ao equivalente para acoplamento indutivo analisado aqui.

O ponto de partida para a análise é o circuito da Figura B.1. Esse circuito, tal como aquele da Figura 5.2, tem origem na visão geral de circuitos de interrogador e transponder apresentada na Figura 5.1.

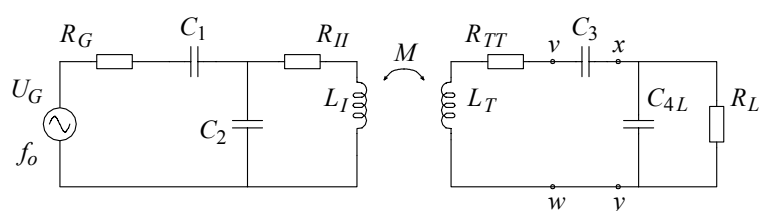


Figura B.1 – Circuito equivalente utilizado para a dedução da expressão de ganho de tensão em função da frequência.

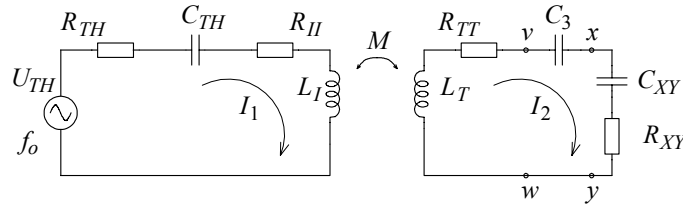


Figura B.2 – Circuito equivalente simplificado, conforme as definições da Tabela B.1.

Quase todas as observações feitas na seção 5.1 quanto ao circuito equivalente aplicam-se aqui. A diferença é que o capacitor C_{4L} da Figura B.1 não corresponde exatamente ao Z_4 considerado no Capítulo 5. Na Figura B.1, o capacitor C_{4L} consiste do capacitor C_4 da Figura 5.1 em paralelo com o C_L da Figura 5.3, ou seja,

$$C_{4L} = C_4 + C_L \quad (\text{B.1})$$

O circuito da Figura B.1 pode ser simplificado para aquele da Figura B.2. A Tabela B.1 apresenta as operações correspondentes à simplificação realizada, além de outras igualdades que serão usadas mais adiante.

Tabela B.1 – Relações aplicadas para obtenção do circuito da Figura B.2.

Tensão de Thevenin à esquerda de $R_{II}-L_I$	$U_{TH} = -jX_{C2}U_G / [R_G - j(X_{C1} + X_{C2})]$
Impedância de Thevenin à esquerda de $R_{II}-L_I$	$Z_{TH} = (R_G - jX_{C1}) // -jX_{C2} = R_{TH} - jX_{CTH}$
Impedância à direita de v-w	$Z_{vw} = -jX_{C3} + Z_{XY} = R_{XY} - j(X_{C3} + X_{CXY})$
	$X_{Cvw} = X_{C3} + X_{CXY}$
	$Z_{XY} = -jX_{C4L} // R_L = R_{XY} - jX_{CXY}$
Impedância malha primário	$Z_{11} = R_{II} + R_{TH} - j(X_{LI} - X_{CTH})$
Impedância malha secundário	$Z_{22} = R_{TT} + R_{XY} + j(X_{LT} - X_{Cvw})$
Impedância de acoplamento	$Z_M = jX_M = j\omega M$

Conforme apresentado por Durley (1985), as seguintes equações podem ser escritas para as malhas de primário e secundário da Figura B.2.

$$U_{TH} = I_1 Z_{11} - I_2 Z_M \quad (B.2)$$

$$0 = -I_1 Z_M + I_2 Z_{22} \quad (B.3)$$

Resolvendo (B.2) e (B.3) para I_2 resulta

$$I_2 = \frac{U_{TH} Z_M}{Z_{11} Z_{22} - Z_M^2} \quad (B.4)$$

A tensão entre os pontos v - w da Figura B.2, é $I_2 [R_{XY} - j(X_{C3} + X_{CXY})]$, ou seja,

$$U_{vw} = \frac{U_{TH} Z_M [R_{XY} - j(X_{C3} + X_{CXY})]}{Z_{11} Z_{22} - Z_M^2} \quad (B.5)$$

Aplicando em (B.5) as definições da Tabela B.1, resulta

$$U_{vw} = \frac{U_G X_{C2}}{R_G - j(X_{C1} + X_{C2})} \cdot \frac{X_M [R_{XY} - j(X_{C3} + X_{CXY})]}{[(R_{IH} + R_{TH}) + j(X_{LI} - X_{CTH})][(R_{TY} + R_{XY}) + j(X_{LT} - X_{CVW})] + X_M^2} \quad (B.6)$$

Agora (B.6) será avaliada sob o ponto de vista de uma expressão de ganho de tensão entre U_{vw} e U_G . Para esse propósito são usadas as definições apresentadas na Tabela B.2, além da definição de X_M da Tabela B.1. Assim, inicialmente temos

$$A_{U1} = \frac{U_{vw}}{U_G} = \frac{X_{C2}}{R_G - j(X_{C1} + X_{C2})} \cdot \frac{X_M [R_{XY} - j(X_{C3} + X_{CXY})]}{[R_{IH} + j(\omega L_I - 1/\omega C_{TH})][R_{TY} + j(\omega L_T - 1/\omega C_{VW})] + (\omega M)^2} \quad (B.7)$$

Colocando em evidência no denominador de (B.7) os termos R_{IH} , R_{TY} , ωL_I , e ωL_T , resulta

$$A_{U1} = \frac{X_{C2}}{R_G - j(X_{C1} + X_{C2})} \cdot \frac{1}{R_{IH} R_{TY}} \cdot \frac{X_M [R_{XY} - j(X_{C3} + X_{CXY})]}{\left[1 + j \frac{\omega L_I}{R_{IH}} \left(1 - \frac{1}{\omega^2 L_I C_{TH}}\right)\right] \left[1 + j \frac{\omega L_T}{R_{TY}} \left(1 - \frac{1}{\omega^2 L_T C_{VW}}\right)\right] + \frac{\omega^2 M^2}{R_{IH} R_{TY}}} \quad (B.8)$$

Os circuitos de transponder e interrogador são projetados para ressonância na frequência da portadora, f_0 . Isso implica que

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_I C_{TH}} = \frac{1}{L_T C_{VW}} \quad (B.9)$$

Tabela B.2 – Definições usadas na análise do circuito da Figura B.2

Fator de mérito do primário	$Q_1 = (\omega_o L_I) / R_{IH}$ $R_{IH} = R_{II} + R_{TH}$
Fator de mérito do secundário com carga	$Q_{2L} = (\omega_o L_T) / R_{TY}$ $R_{TY} = R_{TT} + R_{XY}$
Coefficiente de acoplamento	$k = M / \sqrt{L_I L_T}$
Média aritmética dos fatores de mérito	$Q_a = (Q_1 + Q_2) / 2$
Média geométrica dos fatores de mérito	$Q_g = \sqrt{Q_1 Q_{2L}}$

Aplicando em (B.8) as definições de Q_1 , Q_{2L} , e k , da Tabela B.2, além daquela de ω_o^2 em (B.9), resulta

$$A_{U1} = \frac{X_{C2}}{R_G - j(X_{C1} + X_{C2})} \cdot \frac{1}{R_{IH} R_{TY}} \cdot \frac{X_M [R_{XY} - j(X_{C3} + X_{CXY})]}{\left[1 + jQ_1 \left(1 - \frac{\omega_o^2}{\omega^2} \right) \right] \left[1 + jQ_{2L} \left(1 - \frac{\omega_o^2}{\omega^2} \right) \right] + \frac{\omega^2 k^2 L_I L_T}{R_{IH} R_{TY}}} \quad (B.10)$$

Os termos $(1 - \omega_o^2/\omega^2)$ são equivalentes a $(\omega - \omega_o)(\omega + \omega_o)/\omega^2$. Aplicando isso, e definições da Tabela B.2, obtém-se

$$A_{U1} = \frac{X_{C2}}{R_G - j(X_{C1} + X_{C2})} \cdot \frac{1}{R_{IH} R_{TY}} \cdot \frac{X_M [R_{XY} - j(X_{C3} + X_{CXY})]}{\left[1 + jQ_1 \left(\frac{(\omega - \omega_o)(\omega + \omega_o)}{\omega^2} \right) \right] \left[1 + jQ_{2L} \left(\frac{(\omega - \omega_o)(\omega + \omega_o)}{\omega^2} \right) \right] + k^2 Q_1 Q_{2L}} \quad (B.11)$$

Para frequências próximas da frequência de ressonância pode ser feita a seguinte aproximação

$$\omega \cong \omega_o \quad (B.12)$$

Dada essa aproximação, as duas seguintes surgem como consequência,

$$\omega^2 \cong \omega_o^2 \text{ e } \omega + \omega_o \cong 2\omega_o \quad (B.13)$$

Nós definimos a variável δf como o desvio de frequência em torno de f_o , ou seja,

$$\delta f = f - f_o \quad (B.14)$$

Como consequência, resulta

$$\delta\omega = \omega - \omega_o \quad (\text{B.15})$$

Aplicando à (B.11) as expressões (B.13) e (B.14), após algumas manipulações obtém-se

$$A_{U1} = \frac{X_{C2}}{R_G - j(X_{C1} + X_{C2})} \cdot \frac{1}{R_{IH}R_{TY}} \cdot \frac{X_M[R_{XY} - j(X_{C3} + X_{CXY})]}{\left[1 + jQ_1\left(\frac{2\mathcal{F}}{f_o}\right)\right]\left[1 + jQ_{2L}\left(\frac{2\mathcal{F}}{f_o}\right)\right] + k^2Q_1Q_{2L}} \quad (\text{B.16})$$

A expressão para o ganho de tensão total do circuito é

$$A_U = \frac{U_{XY}}{U_G} = \frac{U_{XY}}{U_{VW}} \cdot \frac{U_{VW}}{U_G} = A_{U2} \cdot A_{U1} \quad (\text{B.17})$$

O termo A_{U1} foi determinado acima. A análise da Figura B.2 mostra que A_{U2} é dado por

$$A_{U2} = \frac{U_{XY}}{U_{VW}} = \frac{R_{XY} - jX_{CXY}}{R_{XY} - j(X_{C3} + X_{CXY})} \quad (\text{B.18})$$

Aplicando em (B.17) as expressões (B.16) e (B.18), resulta

$$A_U = \frac{X_{C2}(R_{XY} - jX_{CXY})}{R_G - j(X_{C1} + X_{C2})} \cdot \frac{X_M}{R_{IH}R_{TY}} \cdot \frac{1}{\left[1 + jQ_1\left(\frac{2\mathcal{F}}{f_o}\right)\right]\left[1 + jQ_{2L}\left(\frac{2\mathcal{F}}{f_o}\right)\right] + k^2Q_1Q_{2L}} \quad (\text{B.19})$$

Aplicando em (B.19) a aproximação dada por (B.12), resulta

$$A_U(\mathcal{F}) = \frac{X_{C2o}(R_{XY} - jX_{CXYo})}{R_G - j(X_{C1o} + X_{C2o})} \cdot \frac{X_{Mo}}{R_{IH}R_{TY}} \cdot \frac{1}{\left[1 + jQ_1\left(\frac{2\mathcal{F}}{f_o}\right)\right]\left[1 + jQ_{2L}\left(\frac{2\mathcal{F}}{f_o}\right)\right] + k^2Q_1Q_{2L}} \quad (\text{B.20})$$

onde se observa que todas as reatâncias têm agora o índice “o”, de modo a indicar reatância na frequência f_o .

De acordo com o uso da aproximação (B.12) para a obtenção de (B.20), essa última somente é válida para valores de desvio de frequência limitados. Porém, isso não é problema, na medida em que o propósito da utilização de $A_U(\mathcal{F})$ seja estimar a largura de faixa do circuito da Figura B.1. Normalmente essa largura de faixa será muito menor que a frequência f_o , e assim será boa a exatidão fornecida pela expressão obtida, pois a faixa de valores \mathcal{F} usados na avaliação será relativamente pequena.

A utilização de (B.20) para encontrar a largura de faixa, B , implica em determinar o módulo do valor fornecido pela mesma. Neste trabalho é utilizado o critério de -3 dB para a largura faixa (Coach, 1994). Assim, para encontrar B é necessário determinar qual valor de desvio faz com que o módulo de $A_U(\mathcal{F})$ se reduza a 70,7% de seu valor máximo. A largura de faixa será igual a duas vezes esse valor de desvio. Em termos matemáticos temos

$$B = 2\mathcal{F}_{-3\text{dB}}, \quad |A_U(\mathcal{F}_{-3\text{dB}})| = \frac{\max(|A_U(\mathcal{F})|)}{\sqrt{2}}. \quad (\text{B.21})$$

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Agilent Technologies, Inc. (2001) “*Agilent VISA User’s Guide*,” Ed. 5, Manual E2090-90040.
- Anatel (2008), “*Regulamento sobre Equipamentos de Radiocomunicação de Radiação Restrita*,” Agência Nacional de Telecomunicações, Diário Oficial da União, Seção 1, nº 128, pp. 86-91, 07 de julho de 2008, Brasília, Brasil.
- ASTM standard E 563-02 (2003), “*Standard practice for preparation and use of an ice-point bath as a reference temperature*,” ASTM International, West Conshohoken, PA, USA.
- Atmel Corporation (2002a), “*AT88RF001: RFID external EEPROM interface*”, datasheet 1943F, San Jose, CA, USA.
- Atmel Corporation (2002b), “*Tag Tuning*”, application note 2055A, San Jose, CA, USA.
- Atmel Corporation (2005), “*U3280M: Transponder interface for Microcontroller*”, datasheet 4688C, San Jose, CA, USA.
- Atmel Corporation (2006), “*AT88RF020: 13.56 MHz, 2048-bit RFID EEPROM*”, datasheet 2010C, San Jose, CA, USA.
- Babic, S., Salon, S., and Akyel, C. (2004), “The mutual inductance of two thin coaxial disks in air,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 40, no. 2, pp. 822-825.
- Balanis, C. A. (1997), “*Antenna Theory, Analysis and Design*,” 2nd Ed., Wiley, New York, NY, USA.
- Batel, N., Mehenni, M., and Dekar, L. (2005) “Attenuation in Transferred RF Power to a Biomedical Implant due to the Misalignment Coils,” *Proc. World Academy of Science, Engineering and Technology*, vol. 10, pp. 160-164.
- Bowick, C. (1982), “*RF Circuit Design*,” H.W. Sams, Indianapolis, IN, USA

- Brockway, B.P. and Hassler C.R. (1993), “Application of radio-telemetry to cardiovascular measurements in pharmacology and toxicology.” *In: New Technologies and Concepts for Reducing Drug Toxicity*, CRC Press, Boca Raton, FL, USA, pp. 109–132.
- Budgett, M.D. *et al.* (2007), “Novel technology for the provision of power to implantable physiological devices,” *J. Appl. Physiol.*, vol. 102, pp. 1658–1663.
- Catrysse, M., Hermans, B., and Puers, R. (2004), “An inductive power system with integrated bi-directional data-transmission,” *Sensors and Actuators A*, vol. 115, pp. 221–229.
- Christ, A. *et al.* (2006a), “The Dependence of Electromagnetic Far-Field Absorption on Body Tissue Composition in the Frequency Range From 300 MHz to 6 GHz,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 5, May, pp. 2188–2195.
- Christ, A. *et al.* (2006b), “Characterization of the electromagnetic near-field absorption in layered biological tissue in the frequency range from 30 MHz to 6000 MHz,” *Physics in Medicine and Biology*, Institute of Physics Pub., vol. 51, pp. 4951–4965.
- Coach, L.W. (1994), “*Modern Communication Systems: Principles and Applications*,” Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, USA, pp. 246–251.
- DSI, Data Sciences International (2011), St. Paul, MN, USA. www.datasci.com
- Davis, J. (2009), “*Peoria’s first cochlear implant surgery has grandfather rediscovering life*,” JournalStar, Oct. 29, Peoria, IL, USA.
- D’Lima, D.D (2005), “An implantable telemetry device to measure intra-articular tibial forces,” *Journal of Biomechanics*, vol. 38, pp. 299–304.
- Dufva, T.J. and Sten, J.C.-E (2002), “Quasi-Static Variational Analysis of Planar Spiral Conductors,” *J. of Electromagn. Waves and Appl.*, vol. 16, no. 7, pp. 957–976.
- Durney, C.H., Harris, L.D., e Alley, C.L. (1985), “*Circuitos Elétricos: Teoria e Aplicações em Engenharia*”, Editora Campus, Rio de Janeiro, RJ, Brasil.
- ECC-CEPT (2011), ERC Recommendation 70-03, “Relating to the Use of Short Range Devices (SRD)”, *Electronic Communications Committee (ECC) within the European Conference of Postal and Telecommunications Administrations*, Version of 22 August 2011. www.erodocdb.dk
- e-CFR (2011a), Electronic Code of Federal Regulations, Title 47, Federal Communications Commission, Chapter 1, Part 15, “Radio Frequency Devices”, USA, ecfr.gpoaccess.gov. Acesso em julho de 2011.

- e-CFR (2011b), Electronic Code of Federal Regulations, Title 47, Federal Communications Commission, Chapter 1, Part 18, “Industrial, Scientific and Medical Equipment”, USA, ecfr.gpoaccess.gov. Acesso em julho de 2011.
- FastFieldSolvers (2011), www.fastfieldsolvers.com
- Finkenzeller, K. (2003), “*RFID Handbook: Fundamentals and Applications in Contactless Smart cards and Identification*,” 2nd Edition, Willey, Chichester, England.
- Flack, F.C., James, E.D. and Schlapp, D.M. (1971) - “Mutual Inductance of Air-Cored Coils: Effect on Design of Radio-Frequency Coupled Implants,” *Med. & Biol. Eng. & Comput.*, Vol. 9, pp 79-85.
- Fotopoulou, K. and Flynn, B.W. (2006), “Wireless Powering of Implanted Sensors using RF Inductive Coupling,” *Proc. IEEE Conf. on Sensors*, Daegu, Korea, Oct. 22-25, pp. 765-768.
- Galbraith, D.C., Soma, M., and White, R.L. (1987), “A Wide-Band Efficient Inductive Transdermal Power and Data Link with Coupling Insensitive Gain,” *IEEE Trans. on Biomedical Eng.*, vol. BME-34, no. 4, pp. 265-275.
- Gandhi, O. P. (1982) - "Biological effects and medical applications of RF Electromagnetic Fields," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 30, no 11, pp. 1831-1847.
- Gertsch, M. (2008), “*The ECG Manual: An Evidence-Based Approach*,” Springer-Verlag, London, UK, pp. 295-308.
- Good, R. H. (2001), “Elliptic integrals, the forgotten functions,” *Eur. J. Phys.*, vol. 22, no. 2, pp. 119-126.
- Gordon, C.J. and Padnos, B.K. (2002), “Dietary exposure to chlorpyrifos alters core temperature in the rat,” *Toxicology*, vol. 177, pp. 215–226.
- Greatbatch Medical (2009), “Lithium Iodine Batteries”.
- www.greatbatchmedical.com/assets/products/LithiumIodineSpecSheet.pdf
- Green, L. (2001), “RF-inductor modeling for the 21st century,” *EDN Magazine*, Sept. 27, pp. 67-74.
- Harrison, R.R. (2007), “Designing Efficient Inductive Power Links for Implantable Devices,” *Proceedings of ISCAS 2007*, New Orleans, LA, USA, pp. 2080-2083
- Hiebel, M. (2008), “*Fundamentals of Vector Network Analysis*,” Rohde&Schwarz, Munique, Germany.

- Hovorka, R., *et al.* (2006), "Roadmap to the artificial pancreas," *Diabetes Research and Clinical Practice*, vol. 74, supplement 2, Proceedings of the track "Artificial Pancreas and IT" held at the International Symposium on "New Technologies for Insulin Replacement", pp. S178-S182.
- Hu, J., He, Y., and Min, H. (2006), Design and Analysis of Analog Front-End of Passive RFID Transponders, *Chinese Journal of Semiconductors*, vol. 27, no. 6, pp. 999-1005.
- Hunter, W.S. *et al.* (1999), "Low body temperature in long-lived Ames Dwarf mice at rest and during stress," *Physiology & Behavior*, vol. 67, no. 3, pp. 433-437.
- ICNIRP Guidelines (1998), International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection, "Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields," *Health Physics*, vol. 74, no. 4, pp. 495-522.
- ISO 14443-2 (2001) - "Identification Cards – Contactless Integrated Circuit(s) Cards – Proximity Cards – Part 2: Radio frequency power and signal interface," International Organization for Standardization, Geneva, Switzerland.
- Jackson, J.D. (1998), "Classical Electrodynamics," 3rd Ed., Wiley, New York, NY, USA.
- Jones, R.N. (1974), "The Measurement of Lumped Parameter Impedance: a Metrology Guide," National Bureau of Standards, Boulder, CO, USA.
- Jow, U.-M. and Ghovanloo, M. (2007), "Design and Optimization of Printed Spiral Coils for Efficient Transcutaneous Inductive Power Transmission," *IEEE Trans. on Biomed. Circ. and Syst.*, vol. 1, no. 3, pp. 193-202.
- Jiang, Z., Excell, P.S. and Hejazi, Z.M. (1997), "Calculation of Distributed Capacitances of Spiral Resonators," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, no. 1, pp. 139-142.
- Jiang, B. *et al.* (2005), "Energy scavenging for inductively coupled passive RFID systems," in *Proc. IMTC 2005*, Ottawa, ON, Canada, May 16-19, pp. 984-989.
- Kaiser, U. and Steinhagen, W. (1995), "A Low-Power Transponder IC for High-Performance Identification Systems," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol., 30, no. 3., pp. 306-310.
- Kamon, M., Tsuk, M.J., and White, J.K. (1994), "FASTHENRY: A multipole-accelerated 3-D inductance extraction program," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 42, no. 9, pp. 1750-1758.

- Kamon, M., Smithhisler, C. and White, J. (1996), “*FastHenry User’s Guide*,” Research Laboratory of Electronics, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, MA, USA.
- Karthaus, U. and Fisher, M. (2003), “Fully Integrated Passive UHF RFID Transponder IC with 16.7- μ W Minimum RF Input Power,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 10, pp. 1602-1608.
- Kendir, G.A. *at al.* (2005), An Optimal Design Methodology for Inductive Power Link With Class-E Amplifier, *IEEE Trans. on Circ. and Systems-I*, vol. 52, no. 5, pp. 857-866.
- Kester, W. (2004), “*The Data Conversion Handbook*,” Analog Devices, Norwood, MA, USA, pp. 446-450.
- Kim, K.-B. *at al.* (1997), “Mutual inductance of noncoaxial circular coils with constant current density,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 33, pp. 3916–3921.
- Ko, W.H., Liang, S.P., and Fung, C.D.F. (1977), “Design of radio-frequency powered coils for implant instruments,” *Med. Biol., Eng. Comput.*, vol. 15, no. 6, pp. 634–640.
- Kopparthi, S., and Ajmera, P.K. (2004), “Power delivery for remotely located microsystems,” *Region 5 Conference: Annual Technical and Leadership Workshop*, April 2, pp. 31-39.
- Kramer, K. *at al.* (2001) – “The use of radiotelemetry in small laboratory animals: recent advances,” *Contemporary Topics in Laboratory Animal Science*, vol. 40, pp. 8–16.
- Kwakye, S. and Baeumner, A. (2007), “An embedded system for portable electrochemical detection,” *Sensors and Actuators B*, vol. 123, pp. 336–343.
- Lawlor, M.M. (1997) - “The Proper Care of Laboratory Rodents,” *In: Comfortable Quarters for Laboratory Animals*, Eighth Ed., Animal Welfare Institute, Washington, DC, USA, pp. 15–31.
- Lee, J.W. and Kleang, E. (2010), “A perspective on microfluidic biofuel cells,” *Biomicrofluidics*, vol. 4, issue 4, doi:10.1063/1.3515523.
- Leigh, C.R. (2011), “Implant Assembly,” Patent US2011/0106188A1, USA, May 05.
- Lin, P.-J. *at al.* (2009), “Design of patch antenna for RFID reader applications,” *Anti-counterfeiting, Security, and Identification in Communication, ASID 2009, 3rd International Conference on*, Hong Kong, 20-22 Aug., pp. 193-196.
- Lira, I. (2002), “*Evaluating the Measurement Uncertainty: Fundamentals and Practical Guidance*,” Institute of Physics Pub., Bristol, England.

- Liu, X. *et al.* (2008), "Optimal operation of contactless transformers with resonance in secondary circuits," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2008, Twenty-Third Annual IEEE*, Austin, TX, USA, 24-28 Feb., pp. 645-650.
- Melexis Microelectronic Systems (2009), "MLX90129, 13.56MHz Sensor Tag/Datalogger IC," datasheet 3901090129, rev. 05, Ieper, Belgium.
- Merlino, P. and Abramo, A. (2009) "An Integrated Sensing/Communication Architecture for Structural Health Monitoring," *Sensors Journal, IEEE*, vol. 9, no. 11, pp. 1397-1404
- Microchip Technology Inc. (2002) – "MCRF355/360: 13.56 MHz Passive RFID Device with Anti-Collision Feature," datasheet DS21287F, Chandler, AZ, USA.
- Microchip Technology Inc. (2003) – "MCRF202: 125 KHz Passive RFID Device with Sensor Input," datasheet DS21308E, Chandler, AZ, USA.
- Mohan, S.S. *et al.* (1999), "Simple accurate expressions for planar spiral inductances," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 34, no. 10, pp. 1419-1424.
- NSW Department of Primary Industries (2007), Animal Research Review Panel, "Guidelines for the Housing of Rats in Scientific Institutions".
www.animaletethics.org.au/search?q=guidelines+rat
- Panescu, D. (2005), "An imaging pill for gastrointestinal endoscopy," *Engineering in Medicine and Biology Magazine, IEEE*, vol. 24, no. 4, pp. 12- 14.
- Peters, C. and Manoli, Y. (2008), "Inductance calculation of planar multi-layer and multi-wire coils: An analytical approach," *Sensors and Actuators A*, vol. 145–146, pp. 394–404.
- Philips Semiconductors (2000), "The I2C-Bus specification, Version 2.1," document number 39340011. www.nxp.com
- Pillai, V. *et al.* (2007), "An Ultra-Low-Power Long Range Battery/Passive RFID Tag for UHF and Microwave Bands With a Current Consumption of 700 nA at 1.5 V," *IEEE Trans. on Circuits and Systems-I*, vol. 54, no. 7, pp. 1500-1512.
- Rao, K.V.S. (1999), "An Overview of Back Scattered Radio Frequency Identification System (RFID)," *Microwave Conference, 1999 Asia Pacific*, vol.3, pp.746-749.
- Rasouli, M., Phee, L.S.J. (2010), "Energy sources and their development for application in medical devices," *Expert Rev. Med. Dev.*, vol. 7, no. 5, pp. 693-709.
- Receveur, R.A.M, Lindemans, F.W. and de Rooij, N.F. (2007), "Microsystem Technologies for Implantable Applications," *J. Micromech. Microeng.*, vol. 17, pp. R50-R80.

- Refinetti, R. (2006), “*Circadian physiology*,” CRC Press, Boca Raton, FL, USA.
ISBN 0-8493-2233-2
- Rochester Institute of Technology (2008), “*Emerging Medical Device Markets and Technologies*,” Technical Report. www.cims.rit.edu
- Rohde&Schwarz (2011), “R&S ZVL Vector Network Analyzer” Operating Manual 1303.6580.32–07, Munich, Germany.
- Sanyo Electric Co., Ltd. (2002), “Sanyo Lithium Batteries”, catalogue SEB-013.
www.detech-inc.com/pdf_docs/Sanyo/lithium_E.pdf
- Scholz, P. *et al.* (2007), “Analysis of Energy Transmission for Inductive Coupled RFID Tags,” *IEEE International Conference on RFID*, Grapevine, TX, USA, March 26-28, pp. 183-190.
- Schuermann, J. *et al.* (1991), “*Transponder Arrangement*,” Patents EP 87 111110.0, U.S. 5 053 774, October 1.
- Schuermann, J and Meier, H. (1993), “TIRIS-Leader in radio frequency identification technology,” *Texas Instruments Technical Journal*, Nov-Dec., pp. 2-14.
- Senning, A. (1964), “Problems in the use of pacemakers,” *J. Cardiovasc. Surg.*, vol. 5, pp. 651-656.
- Sensirion AG (2011), “*STS21, Temperature Sensor IC*,” datasheet, Staefa ZH, Switzerland.
www.sensirion.com
- Severinsen, T. and Munch, I.C. (1999), “Body core temperature during food restriction in rats,” *Acta Physiol. Scand.*, vol. 165, pp. 299-305.
- Silva, M.T.P. and Vasconcelos, F.H. (2011), “Temperature Sensing System With Short-Range Wireless Sensor Based on Inductive Coupling,” *Sensors Journal, IEEE*, vol. 11, no. 10, pp. 2469-2478.
- Sokal, N. O. and Sokal, A. D. (1975), “Class E A new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-10, no. 3, pp. 168-176.
- Soma, M., Galbraith, D.C., and White, R.L. (1987), “Radio-Frequency Coils in Implantable Devices: Misalignment Analysis and Design Procedure,” *IEEE Trans. on Biomedical Eng.*, vol. BME-34, no. 4, pp. 276-282.
- Sommer, K.D. and Siebert, B.R.L. (2006), “Systematic approach to the modeling of measurements for uncertainty evaluation,” *Metrologia*, vol. 43, pp. 200–210.

- Stein, Rob (2004), "Implantable Medical ID Approved FDA," The Washington Post, Washington, D.C., Oct. 14.
- Stewart, R.W. (1995), "An overview of sigma delta ADCs and DAC devices," in *IEEE Colloquium Oversampling and Sigma-Delta Strategies for DSP*, London, U.K., Nov. 23, pp. 1/1–1/9.
- STMicroelectronics (2005), "CRX14: low cost ISO14443 type-B contactless coupler chip with anti-Collision, CRC management and anti-clone functions," Datasheet,
- STMicroelectronics (2006a), "Antenna (and Associated Components) Matching-Circuit Calculation for the CRX14 Coupler," AN1806, Application Note. www.st.com
- STMicroelectronics (2006b), "How to Extend the Operating Range of the CRX14 Contactless Coupler Chip," AN1954, Application Note. www.st.com.
- Terman, F.E. (1955), "Electronic and Radio Engineering," 4th ed., McGraw-Hill, New York, NY, USA.
- Texas Instruments Inc. (2006), "RI-UHF-00C02-04, Gen 2 Inlay," literature number 11-04-22-700, Dallas, TX, USA. www.ti.com
- Texas Instruments Inc. (2010), "Tag-it, HF-I plus Transponder Inlays, Large Rectangle," literature number SCBS833A, Dallas, TX, USA. www.ti.com
- Texas Instruments Inc. (2011), "MSP430x15x, MSP430x16x, MSPx161x: mixed signal microcontroller," literature number SLAS368G, Dallas, TX, USA. www.ti.com
- Underwood, S. (2003), "msp gcc: A port of the GNU tools to the Texas Instruments MSP430 microcontrollers," mspgcc.sourceforge.net/manual/
- Valdastri, P. *et al.* (2004), "An Implantable Telemetry Platform System for In Vivo Monitoring of Physiological Parameters," *IEEE Trans. on Information Technology in Biomedicine*, vol. 8, no. 3, pp. 271-278.
- Vandevoorde, G and Puers, R. (2001), "Wireless energy transfer for stand-alone systems: a comparison between low and high power applicability," *Sensors and Actuators A*, vol. 92, pp. 305-311
- Vecchia, P. (2007), "Exposure of humans to electromagnetic fields. Standards and regulations," *Ann. Ist. Super Sanità*, vol. 43, no. 3, pp. 260-267.
- Want, R. (2006), "An Introduction to RFID Technology," *Pervasive Computing Magazine*, vol. 5, issue 1, pp. 25-33.

- Watts, R.H. and Refinetti, R. (1996), "Circadian Modulation of Cold-Induced Thermogenesis in the Golden Hamster," *Biological Rhythm Research*, vol. 27, no. 1, pp. 87-94.
- Wong, L.S.Y., *et al.* (2004), "A Very Low-Power CMOS Mixed-Signal IC for Implantable Pacemaker Applications," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 39, no. 12, pp. 2446-2456.
- Yamamoto, T., *et al.* (2007), "Transcutaneous Energy Transmission System for a Totally-Implantable Artificial Heart in case Using External Battery," *IFMBE Proceedings*, vol. 14, part 19, pp. 3151-3154.
- Young, P.H. (2006), "*Técnicas de Comunicação Eletrônica*," 5a Ed., Pearson Prentice-Hall, São Paulo, SP, Brasil.
- Yue, C.P. and Wong, S.S. (2000), "Physical modeling of spiral inductors on silicon," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 47, no. 3, pp. 560-568.
- Zecchi, P., *et al.* (2000), "Closed Loop Stimulation vs. Conventional DDDR Pacing: Benefits of Hemodynamic Pacing," *Progress in Biomedical Research*, vol. 5, pp. 292-296.
- Zeines, B. (1971), "*Electronic Communications Systems*," Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, USA, pp. 111-116.
- Zhu, Z., Jamali, B., and Cole, P.H. (2005) "*Brief Comparison of Different Rectifier Structures for RFID Transponders*," Auto-ID Lab at University of Adelaide, Adelaide, SA, Australia.
- Zierhofer, C.M. and Hochmair, E.S. (1996), "Geometric Approach for Coupling Enhancement of Magnetically Coupled Coils," *IEEE Trans. on Biomedical Eng.*, vol. BME-43, no. 7, pp. 708-714.