

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA
INDUSTRIAL

HAMILTON COSTA LUIS

**SISTEMA TELEMÉTRICO COM TECNOLOGIA RFID PARA MEDIÇÃO
DE PRESSÃO**

DISSERTAÇÃO

CURITIBA

2010

HAMILTON COSTA LUIS

**SISTEMA TELEMÉTRICO COM TECNOLOGIA RFID PARA MEDIÇÃO
DE PRESSÃO**

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

Orientador: Prof. Dr. Sérgio Francisco Pichorim

CURITIBA

2010

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação

L953s Luis, Hamilton Costa
Sistema telemétrico com tecnologia RFID para medição de pressão /
Hamilton Costa Luis. — 2010.
106 p. : il. ; 30 cm

Orientador: Sérgio Francisco Pichorim
Dissertação (Mestrado) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná.
Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial.
Área de concentração: Engenharia Biomédica, Curitiba, 2010.
Bibliografia: p. 97-100

1. Biotelemetria. 2. Sistemas de identificação por radiofrequência.
3. Radiofrequência – Identificação. 4. Pressão arterial – Medição.
5. Engenharia biomédica. 6. Instrumentos e aparelhos médicos.
7. Engenharia elétrica – Dissertações. I. Pichorim, Sérgio Francisco, orient.
II. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-
graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial. III. Título.

CDD (22. ed.) 621.3

Título da Dissertação Nº 540:

“Sistema Telemétrico com Tecnologia RFID para Medição de Pressão”

por

Hamilton Costa Luis

Esta dissertação foi apresentada como requisito parcial à obtenção do título de MESTRE EM CIÊNCIAS – Área de Concentração: Engenharia Biomédica, pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial – CPGEI – da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR – Campus Curitiba às 9h30 do dia 17 de setembro de 2010. O trabalho foi aprovado pela Banca Examinadora, composta pelos professores:

Sérgio Francisco Pichorim

Prof. Sérgio Francisco Pichorim, Dr.
(Presidente – UTFPR)

Horácio Tertuliano dos Santos Filho

Prof. Horácio Tertuliano dos Santos Filho,
Dr. (UTFPR)

Beroldo Schneider Jr.

Prof. Beroldo Schneider Jr., Dr.
(UTFPR)

Gilberto Branco

Prof. Gilberto Branco, Dr.
(UTFPR)

Visto da coordenação:

Fábio Kurt Schneider

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

AGRADECIMENTOS

É de suma importância agradecer àqueles que me conduziram durante o curso da pós-graduação, por sua orientação e apoio nos momentos em que fui mais exigido. Em especial, ao professor D.Sc. Sérgio Francisco Pichorim, orientador do projeto, por sua atenção e tempo disponibilizados.

Aos meus colegas, pelo companheirismo e orientação nos meses de estudo.

À minha família, principalmente à minha mulher, Juliana Ubrich, pela compreensão nos momentos de ausência e pelo incentivo para que não desistisse.

À UTFPR, pela estrutura do laboratório de biotelemetria (BIOTA) e equipamentos disponibilizados.

Todas as demais pessoas que, em algum momento, prestaram alguma contribuição para o meu avanço no decorrer deste trabalho.

“O primeiro dever da inteligência é desconfiar dela mesma.”

Albert Einstein

RESUMO

LUIS, Hamilton Costa. Sistema telemétrico com tecnologia RFID para medição de pressão. 2010. 106 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica e Informática Industrial) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2010.

A necessidade da medicina por equipamentos eletrônicos portáteis, menores, confiáveis e baratos favorece o desenvolvimento de técnicas biotelemétricas passivas de monitoração nas aplicações biomédicas invasivas. Neste trabalho são apresentados o desenvolvimento e o teste de um dispositivo sensor biotelemétrico passivo, que utiliza a tecnologia de identificação por radio frequência – RFID (*Radio Frequency Identification*). O dispositivo desenvolvido, comumente chamado como *tag*, é composto basicamente por três partes: a arquitetura RFID utilizada para baixa frequência, a unidade de controle responsável pelo processamento dos dados e a unidade sensora responsável pela monitoração da pressão arterial. Como o *tag* é passivo, ou seja, não contém baterias, para que seja ativado é necessário um aparelho que faça sua energização e também decodifique os dados por ele transmitidos. Este aparelho que faz a leitura e envia um sinal para ativar o transponder é comumente chamado de leitora. A leitora utilizada neste projeto terá seu *firmware* adaptado de forma a processar o valor da pressão enviada pelo *tag*. São abordadas neste trabalho tanto a modelagem teórica do sistema quanto a especificação prática dos componentes para os testes de validação. Na modelagem teórica são apresentados os modelos matemáticos comportamentais do sistema. Os resultados obtidos validam a metodologia utilizada para o desenvolvimento de um sensor RFID passivo que tem como finalidade mensurar a pressão arterial.

Palavras-chave: Biotelemetria. Sensores RFID. RFID.

ABSTRACT

LUIS, Hamilton Costa. telemetric system with RFID technology for pressure measurement. 2010. 106 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica e Informática Industrial) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2010.

The need of medicine for portable electronic equipments smaller, reliables and inexpensive supports the development of biotelemetry techniques passive monitoring in invasive biomedical applications. In this work are presents the development and testing of a passive biotelemetry sensor device, which uses the technology of Radio Frequency Identification - RFID. The developed device, commonly referred to as the tag, is basically composed of three parts: the RFID architecture used for low frequency, the control unit responsible for data processing and sensor unit responsible for monitoring blood pressure. As the tag is passive i.e. does not contain batteries to activate it, It is necessary a device that makes its energizing and also decode the data transmitted by it. This device that reads and sends a signal to activate the transponder is commonly called a reader. The reader used in this project will have its firmware adapted to handle the pressure value sent by the tag. This work also presents theoretical modeling of the system and the specification of components for practicing the validation tests. In theoretical modeling are presented mathematical models of system behavior. The results validate the methodology used for the development of a passive RFID sensor that aims to measure blood pressure.

Keywords: Radio Frequency. RFID sensors. RFID.

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 01 - (a) Manômetro aperfeiçoado por Poiseuille, (b) Hemodinamômetro de Poiseuille.....	22
FIGURA 02 - Esfigmomanômetro anaeróide de Von Basch.....	23
FIGURA 03 - Esfigmomanômetro de Riva-Rocci, 1896.....	24
FIGURA 04 - Diagrama do circuito integrado desenvolvido para medir a pressão arterial.....	31
FIGURA 05 - Estrutura típica de um transponder subcutâneo de bovino.....	34
FIGURA 06 - Potências máximas permitas por frequências em RFID, determinada pelo ITU (<i>International Telecommunication Union</i>), nas quais as raias com as frequências em destaque são as utilizadas pelo RFID/ISM.....	36
FIGURA 07 - Geração da modulação LSK pelo chaveamento de um FET.....	39
FIGURA 08 - TS555 em modo astável funcionado como um sensor de refluxo gástrico do esôfago por meio de um eletrodo.....	42
FIGURA 09 - Esquemático do circuito de transponder utilizado em UHF.....	46
FIGURA 10 - Esquemático de um circuito de transponder utilizando uma ponte retificadora onda completa.....	46
FIGURA 11 - Circuito equivalente do sistema RFID segundo o modelo de um transformador linear	47
FIGURA 12 - Equivalência do circuito do <i>tag</i> para um circuito série, onde R_{ac} e RL dissipam uma potência AC equivalente à potência DC dissipada por Z_{ac} .	53
FIGURA 13 - Modelo geométrico utilizado para equacionar os valores de raios para uma distância determinada.....	56
FIGURA 14 - Esquemático do circuito de transponder proposto.....	58
FIGURA 15 - Detalhe da geometria do transponder proposto.....	60
FIGURA 16 - Fator de acoplamento das bobinas em função das distâncias segundo a equação 34.....	61
FIGURA 17 – Fluxograma de funcionamento da unidade de controle do <i>tag</i>	65
FIGURA 18 - Estrutura dos campos do protocolo implementado (em destaque os dados medidos).....	66
FIGURA 19 - Sensor de pressão MP3V5050 piezoresistivo e seu diagrama de configuração com os capacitores para desacoplamento e filtragem do sinal de saída utilizados.....	67

FIGURA 20 - Modelo adotado para o sensor MP3V5050 onde cada braço da ponte de Wheatstone sofre uma variação de resistência ΔR	68
FIGURA 21 - Potencial de saída V_o em função da pressão P para o sensor MP3V5050....	69
FIGURA 22 - Circuito regulador de tensão com os valores dos capacitores utilizados para estabilidades.....	70
FIGURA 23 - Esquemático do CI U2270B.....	71
FIGURA 24 - Circuito detetor de envoltória da leitora acoplado ao CI U2270. Nota-se o capacitor de 670 pF responsável por suprimir o nível DC remanescente.....	73
FIGURA 25 - Posicionamento das bobinas (distância 1 cm) para os testes realizados.....	75
FIGURA 26 - Esquemático do circuito utilizado nos testes para determinação de potência.....	76
FIGURA 27 - Potencial V_{tag} medido em função da corrente I_{tag} na bobina do tag L_{tag} para três distâncias distintas.....	78
FIGURA 28 – Retas de regressão linear para as três distâncias determinadas.....	78
FIGURA 29 - Curva teórica de potência do tag em função da corrente para três distâncias, obtidas a partir das retas de regressão.	80
FIGURA 30 - Esquemático utilizado para o teste de análise do sinal DC.	81
FIGURA 31 - (a) Sinal recebido e demodulado pelo U2270B na leitora. (b) Sinal modulado na bobina L_{tag}	82
FIGURA 32 - Esquemático utilizado para o teste que determina o índice de modulação por meio de um potenciômetro.	83
FIGURA 33 - Forma de onda gerada pela unidade de controle, na qual pode se ver um “0” seguido de um “1” DBP em sequência.....	84
FIGURA 34 - <i>Frame</i> gerado pela unidade de controle, no qual é possível observar alguns bits “1” de separação entre cada byte e o <i>header</i>	85
FIGURA 35 - Relação entre os valores de pressão e os potencias convertidos pelo A/D de 10 bits interno da unidade de controle.....	86
FIGURA 36 - Diagrama do teste desenvolvido para mensurar remotamente a pressão.....	87
FIGURA 37 - Dispersão das medidas de pressão em relação a um valor convencionalizado como verdadeiro.....	89
FIGURA 38 - Esquemático utilizado para o teste de interferência por meio de um potenciômetro como unidade sensora.....	90

FIGURA 39 - <i>Layout</i> desenvolvido para o roteamento da placa de circuito impresso do <i>tag</i>	105
FIGURA 40 - Dispositivo telemétrico com tecnologia RFID desenvolvido.....	106

LISTA DE TABELAS

TABELA 1 - Relação entre os sistemas FDX e HDX.....	37
TABELA 2 - Parâmetros medidos e calculados para as duas bobinas utilizadas nos testes.	75
TABELA 3 - Parâmetros medidos e calculados para três distâncias com a finalidade de determinar os valores de potência.	77
TABELA 4 - Potências máximas para as distâncias estabelecidas.....	79
TABELA 5 - Valores inseridos no sensor de pressão e medidos pela leitora.....	88
TABELA 6 - Valores medidos e apresentados no <i>display</i> , com a presença de um bastão de ferrite localizado em um dos lados das bobinas a uma distância de 2 mm.....	91
TABELA 7 - Valores medidos pelo <i>tag</i> e apresentados na leitora.....	101
TABELA 8 - Determinação das incertezas para a função do cálculo da pressão.	103

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AC	- <i>Alternate current</i>
AD	- <i>Analógico Digital</i>
AMP	- <i>Amplitude Modulation Phase</i>
ASK	- <i>Amplitude Shift Keying</i>
AWG	- <i>American Wire Gage</i>
CRC	- <i>Checagem de Redundância Cíclica</i>
CMOS	- <i>Complementary metal-oxide-semiconductor</i>
DC	- <i>Direct Current</i>
DPB	- <i>Codification Biphasic Differential</i>
EPC	- <i>Electronic Product Code</i>
FDX	- <i>Full - Duplex</i>
FET	- <i>Field-Effect Transistor</i>
FSK	- <i>Frequency Shift Keying</i>
GPS	- <i>Global Positioning System</i>
HDX	- <i>Half - Duplex</i>
ISM	- <i>Industrial, Scientific and Medical</i>
ISO	- <i>Internacional Satandard Organization</i>
ITU	- <i>International Telecommunication Union</i>
LED	- <i>Light Emitting Diode</i>
LSK	- <i>Load Shift Keying</i>
LVDT	- <i>Linear Variable Differential Transforme</i>
MIT	- <i>Massachusetts Institute of Technology</i>
MOSFET	- <i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
NBR	- <i>Norma Brasileira Registrada</i>
NRZ	- <i>Codification Not Return Zero</i>
PPM	- <i>Pulse Position Modulation</i>
PSK	- <i>Phase Shift Keying</i>
PVC	- <i>Poli Cloreto de Vinila</i>
PWM	- <i>Pulso Width Modulation</i>
RFID	- <i>Radio Frequency Identification</i>
RLC	- <i>Circuito formado por um Resistor, um Indutor e um Capacitor</i>
SMD	- <i>Surface Mounted Device</i>
SKU	- <i>Stock Kepping Unit</i>
TTL	- <i>Transistor Transistor Logical</i>
UHF	- <i>Ultra High Frequency</i>
UTI	- <i>Unidade de Tratamento Intensivo</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

V_{tx}	Tensão de energização da leitora
I_{tx}	Corrente na leitora
I_{tag}	Corrente no <i>tag</i>
R_{tx}	Resistência intrínseca da leitora
R_{tag}	Resistência intrínseca do <i>tag</i>
j	Unidade imaginária
ω	Frequência angular
π	3,1415926535
f	Frequência
L_{tx}	Autoindutância da bobina leitora
C_{tx}	Capacitância da leitora
C_{tag}	Capacitância do <i>tag</i>
M	Indutância mútua
L_{tag}	Autoindutância da bobina do <i>tag</i>
Z	Impedância equivalente do capacitor de ressonância com a resistência de carga em corrente alternada
V_Z	Tensão sobre a carga do transponder
Z_{AC}	Impedância de carga
R_{DC}	Soma das resistências dos módulos
Z_{tx}	Impedância da leitora
X_{Ltx}	Reatância indutiva da leitora
X_{Ctx}	Reatância capacitiva da leitora
$m(\%)$	Índice de modulação
Z_r	Impedância refletida
k	Coefficiente de acoplamento
P_o	Potência de saída
P_{tx}	Potência da leitora
P_{tag}	Potência do <i>tag</i>
R_L	Resistência equivalente
N_{tx}	Número de espiras da bobina leitora
N_{tag}	Número de espiras da bobina do <i>tag</i>
η	Eficiência do acoplamento magnético
Q_{tx}	Fator de qualidade da bobina leitora
Q_{tag}	Fator de qualidade da bobina do <i>tag</i>
$R_{tag-ótimo}$	Melhor resistência do <i>tag</i>
η_{maximo}	Eficiência máxima do acoplamento magnético
μ_0	Permeabilidade do vácuo, $4\pi \times 10^{-7}$ H/m.
B	Campo magnético
d	Distância
r_{tx}	Raio da bobina leitora
V_{tag}	Tensão gerada pela bobina do <i>tag</i>
N_{tag}	Numero de voltas da bobina do <i>tag</i>
S_{tag}	Área da superfície da bobina do <i>tag</i>
r_{tag}	Raio da bobina do <i>tag</i>
θ	Ângulo entre os centros das bobinas, leitora e <i>tag</i>
$V(t)$	Tensão em função do tempo
V_{Ltag}	Amplitude máxima da tensão no indutor do <i>tag</i>

V'_{Ltag}	Amplitude mínima da tensão no indutor do <i>tag</i>
m	1, 3, 5, 7...
t	Tempo
e	Altura do enrolamento
n	Número de espiras de um indutor genérico
l	Largura genérica de um indutor
l_{tag}	Largura da bobina do <i>tag</i>
l_{tx}	Largura da bobina da leitora
V_s	Potencial de energização
V_o	Potencial de saída
ΔR	Variação da resistência

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO.....	17
1.1 MOTIVAÇÕES.....	17
1.2 OBJETIVOS.....	18
1.3 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO.....	19
2 TECNICA DE MEDIÇÃO DE PRESSÃO.....	21
2.1 HISTORIA DA MEDIDA DA PRESSÃO ARTERIAL.....	21
2.2 MÉTODOS INDIRETOS.....	26
2.2.1 Esfigmomanômetro de Mercúrio.....	26
2.2.2 Esfigmomanômetro Aneróide.....	27
2.2.3 Métodos Indiretos Automáticos ou Semiautomáticos.....	27
2.3 MÉTODOS DIRETOS.....	28
2.3.1 Sensores Extravasculares.....	29
2.3.2 Sensores Intravasculares.....	29
2.3.2.1 Sensores Intravasculares Implantáveis.....	30
2.3.2.2 Sensores Intravasculares RFID.....	30
2.4 CONCLUSÃO.....	32
3 TECNOLOGIA RFID.....	33
3.1 A TECNOLOGIA RFID.....	33
3.2 O FUNCIONAMENTO DA TECNOLOGIA POR RADIOFREQUÊNCIA.....	33
3.3 TÉCNICAS DE COMUNICAÇÃO DA TECNOLOGIA POR RADIOFREQUÊNCIA.....	35
3.3.1 Sistema de Baixa Frequência (100 a 135 kHz).....	36
3.3.2 Sistemas de Alta e Ultrafrequência (3 MHz a 1 GHz).....	37
3.3.3 Microondas (acima de 1 GHz).....	38
3.3.4 Modulação Para Transferência de Dados.....	38
3.4 APLICAÇÕES DA TECNOLOGIA POR RADIO FREQUÊNCIA.....	39
3.5 CONCLUSÃO.....	43
4 DESENVOLVIMENTO DO SISTEMA.....	45
4.1 PARÂMETROS DO SISTEMA.....	45
4.1.1 Modelagem do Transponder.....	45
4.1.1.1 Estudo da Tensão Sobre a Carga do Transponder.....	50
4.1.1.2 Estudo da Potência no Transponder.....	52
4.1.1.3 Conclusão Prévia da Modelagem do Transponder.....	57
4.2 IMPLEMENTAÇÃO DO TAG.....	58
4.2.1 Implementação das Bobinas.....	58
4.2.2 Análise Qualitativa da Potência.....	62
4.2.3 Unidade de Controle.....	64
4.2.4 Unidade Sensora.....	66
4.2.5 Regulador de Tensão.....	69
4.3 MÉTODOS DE LEITURA.....	70
4.3.1 <i>Firmware</i> da Leitora.....	71
4.3.2 Detetor de Envoltória.....	73
4.3.3 Energização da Leitora.....	73
4.4 CONCLUSÃO.....	74
5 RESULTADOS.....	75
5.1 TESTE DA POTÊNCIA.....	76

5.2 ANÁLISE DO SINAL DC.....	81
5.3 ANÁLISE DA MODULAÇÃO E DEMODULAÇÃO DO SINAL.....	81
5.3.1 Teste Para Determinar o Índice de Modulação LSK.....	83
5.4 ANÁLISE DO PROTOCOLO DE COMUNICAÇÃO.....	83
5.4.1 Teste do CRC.....	85
5.5 TESTE PARA DETERMINAÇÃO DA EQUAÇÃO DA LEITORA.....	86
5.6 TESTE DE MENSURAÇÃO REMOTA DE PRESSÃO.....	87
5.7 TESTE DE INTERFERÊNCIA.....	89
5.8 CONCLUSÃO.....	91
6 DISCUSSÃO E CONCLUSÕES.....	92
6.1 ANÁLISE DOS RESULTADOS.....	92
6.1.1 Potência.....	92
6.1.2 Modulação e Demodulação.....	92
6.1.3 Protocolo de Comunicação e CRC.....	93
6.1.4 Análise do Teste de Pressão.....	94
6.1.5 Análise da Interferência.....	94
6.2 CONCLUSÕES.....	94
6.3 TRABALHOS FUTUROS.....	96
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	97
APÊNDICES.....	101

1 INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÕES

O advento de novas tecnologias e a necessidade e interesse da medicina por equipamentos cada vez menores, portáteis, microprocessados, confiáveis e de baixo custo motivaram a idéia de se desenvolver, utilizando a tecnologia RFID (*Radio Frequency Identification*), o protótipo de um dispositivo biotelemétrico passivo que não utiliza bateria interna, com um sensor para monitorar a pressão arterial. A tecnologia RFID vem se demonstrando promissora no que se refere à portabilidade e à praticidade em monitoração quando implantada em seres vivos, porém sua aplicação médica para monitorar parâmetros vitais do corpo humano, como a pressão arterial, ainda não se consolidou.

Como a origem da pressão arterial está na ação do sistema de bombeamento do coração e está relacionada ao débito cardíaco (volume bombeado por unidade de tempo) e à resistência periférica, o seu descontrole pode causar sérias complicações para o paciente. A mensuração da pressão arterial, que pode ser feita de forma direta ou indireta, deve ser realizada em todas as avaliações de saúde independente da especialidade do atendimento, já que ela apresenta correlação direta com a morbidade e mortalidade cardiovascular e pode levar um paciente ao óbito (WEBSTER, 1999).

Para prever e determinar os problemas cardíacos ao longo do tempo, estudos vêm sendo apresentados, resultando em técnicas e aplicações e envolvendo diferentes tipos de aparelhos. A biotelemetria é uma das técnicas utilizadas para a mensuração de parâmetros vitais, utilizando para isto transdutores como bobinas acopladas magneticamente entre as unidades de leitura e as unidades sensoras. Estas bobinas são usadas tanto para a energização como para a comunicação. Permitindo desta forma o implante de um sensor, ou parte dele, diretamente em contato com a corrente sanguínea de uma artéria de um paciente, o que possibilita fazer as medidas da pressão arterial instantaneamente com uma melhor exatidão. Assim, os métodos diretos acabam sendo usados apenas em pacientes que estão em Unidades ou Centros de Terapia Intensiva (UTIs), onde normalmente estes pacientes já estão cateterizados por outros motivos (WEBSTER, 1999).

1.2 OBJETIVOS

A tecnologia RFID é uma área tão abrangente que vem despertando, nos engenheiros e pesquisadores, novas possibilidades de aplicação, desenvolvimento e soluções. A constante necessidade de sistemas melhores e mais baratos é uma das facetas que identifica o objetivo principal desta dissertação: O protótipo de um dispositivo sensor biotelemétrico passivo, que se utiliza da tecnologia RFID para monitorar a pressão arterial de forma direta. Para alcançar este objetivo deverá ser realizado um estudo de potência do acoplamento magnético do sistema RFID e deverão implementados uma modulação e um protocolo de comunicação. Portanto, este trabalho tem como objetivos específicos: fazer um estudo da potência de um *link* indutivo para a tecnologia RFID, o qual resultará em bobinas modeladas matematicamente e desenvolvidas; implementar a modulação LSK; utilizar o protocolo de comunicação RFID específico para a frequência de 134,2 kHz, adaptando-o para a mensuração de pressão e determinar um sensor de pressão adequado à potência do sistema. O objetivo final será analisar todos os resultados, de forma a permitir a viabilidade de implementação, sugerindo pontos a melhorar e trabalhos futuros que poderão dar continuidade a esta dissertação.

O desenvolvimento do protótipo do sensor biotelemétrico resulta na construção de um dispositivo eletrônico passivo de pressão, que, quando excitado por RF (radio frequência) transmite o valor instantâneo da pressão segundo um protocolo adaptado da norma NBR 15006 (2003). O dispositivo passivo de pressão tem uma geometria circular com raio de 1,25 cm e deverá operar a uma distância máxima de 3 cm. O protótipo do *tag* pode ser dividido em três componentes fundamentais. O primeiro é a essência da arquitetura RFID, ou seja, um circuito RLC com uma bobina de fio de cobre enrolado sobre um núcleo de ar, que funciona como uma antena que recebe energia e transmite os dados codificados. O segundo componente é a unidade de controle responsável pela interpretação da informação do sensor, pela geração do protocolo de comunicação e pela modulação do sinal enviado à bobina. O terceiro é a unidade sensora, composta por um material piezoresistivo que pode ser modelado como uma ponte de Wheatstone com quatro graus de liberdade.

1.3 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

Esta dissertação está organizada em cinco capítulos dos quais 4 fundamentam a dissertação. O capítulo 2 descreve de forma sucinta a história da medição da pressão arterial dando ênfase nos equipamentos e nos métodos de mensuração de pressão sanguínea desde as primeiras tentativas da sua medição até a atualidade. O capítulo 3 faz-se uma revisão da literatura sobre as tecnologias RFID, em conjunto com o campo de sua aplicabilidade. No capítulo 4 será feito um estudo da metodologia em conjunto com as peculiaridades da implementação de cada parte dos módulos do dispositivo desenvolvido. E o capítulo 5 apresenta a metodologia do procedimento dos testes obtidos. E finalmente o capítulo 6 traz a análise dos resultados, as conclusões gerais do trabalho e as propostas de trabalhos futuros que poderão dar continuidade a este trabalho.

2 TÉCNICA DE MEDIÇÃO DE PRESSÃO

Para se entender as técnicas de medição de pressão é importante compreender o funcionamento do sistema cardiovascular. A principal função do coração é receber e distribuir o sangue para o corpo inteiro. Para isto, ele realiza dois movimentos diferentes, que compõem o chamado batimento cardíaco. O coração é um órgão muscular que se contrai e relaxa continuamente. Quando ele está relaxado, o sangue preenche seu interior até ficar completamente cheio, em seguida, ele se contrai exercendo uma grande força sobre o sangue, deslocando-o dos ventrículos para as artérias. O movimento contrátil que o coração faz quando contrai os ventrículos para obrigar o sangue a ir para as artérias é chamada sístole. Este movimento aumenta a pressão do sangue contra as paredes das artérias e é o que chamamos de pressão arterial máxima ou pressão sistólica. Quando o coração está relaxado, a “atitude” de o sangue fluir para os ventrículos vindo dos átrios é conhecido como diástole. Neste caso, a pressão arterial é mínima e conhecida como pressão diastólica (WEBSTER, 1999).

2.1 HISTÓRIA DA MEDIDA DA PRESSÃO ARTERIAL

É importante estudar a história da pressão arterial para poder entender como o conhecimento e os equipamentos evoluíram ao longo do tempo até chegar à atualidade, e quais foram os principais responsáveis por esta evolução.

Os primeiros estudos com a pressão arterial vêm da antiguidade quando dois médicos de Alexandria fizeram a primeira tentativa da descrição do pulso arterial. Mas, foi o médico veneziano Santorio (1561-1630) que tentou fazer o primeiro registro de pulso, com um aparelho que possivelmente seja de sua autoria, já que esta invenção também é atribuída a Galileo Galilei. O *pulslogium*, como foi chamado, é um aparelho que objetivava medir a frequência e a variação do pulso. Mas, se não foi Santori o inventor do *pulslogium*, é atribuído a ele a sua aplicação clínica (INTROCASO, 1996).

Stephen Hales (1677-1761) é o responsável pela primeira medição da pressão arterial em um animal, utilizando um tubo de vidro como manômetro. Ele fez a abertura da artéria crural (pertencente à coxa) esquerda cerca de 7,6 cm a partir do ventre de um cavalo, e inseriu

um tubo de cobre com 0,4 cm de diâmetro e por meio de um outro tubo de cobre que estava adaptado ao primeiro ele fixou um tubo de vidro com aproximadamente o mesmo diâmetro e 2,7 m de comprimento. Quando a ligadura que estava prendendo a artéria foi solta, o sangue subiu a 2,5 m (INTROCASO, 1996). Stephen Hales fez outros experimentos, mas seu principal interesse de estudo era a capacidade do ventrículo esquerdo.

Jean Léonard Marie Poiseuille (1799-1869), considerado como o “médico físico”, foi um dos pioneiros da hemodinâmica prática. Ele melhorou o manômetro de Hales, trocando o longo tubo de vidro por um tubo em U, com 20 cm, parcialmente cheio de mercúrio (Hg), figura 1 (a). Em 1828, apresentou em sua tese de doutorado o aparelho que chamou de “hemodinamômetro”, figura 1 (b).

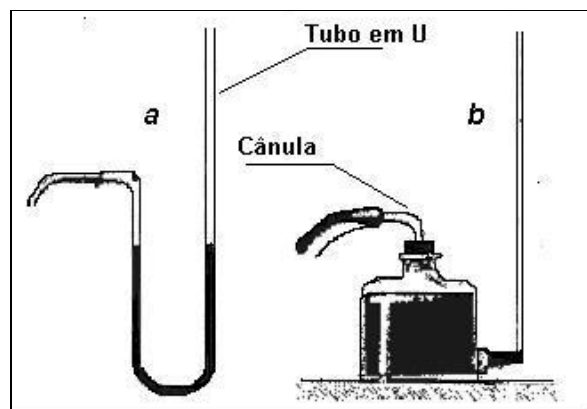


Figura 1 – (a) Manômetro aperfeiçoado por Poiseuille, (b) Hemodinamômetro de Poiseuille.

Fonte: Introcaso (1996)

O aparelho era conectado a uma cânula cheia de carbonato de potássio (anti-coagulante) que, por sua vez, era diretamente inserida na artéria do animal em experiência e, por meio da diferença de milímetros medida, era observada o nível do Hg, no tubo em U. Poiseuille caracterizou a pressão arterial nas artérias de grandes calibres e demonstrou que ela era mantida nas de pequeno também (INTROCASO, 1996).

Coube aos franceses J. Hérrison (médico) e P. Gernier (engenheiro), em 1834, desenvolver o primeiro aparelho que tentava quantificar numericamente o pulso arterial de forma não invasiva. Este instrumento foi também o primeiro a ter o nome de esfigmomanômetro, que tem origem no grego *esphygmos*, que significa pulso. O aparelho era similar a um termômetro com um reservatório de Hg na parte inferior e com uma coluna graduada em mm. Devido à dificuldade de manuseio o aparelho foi esquecido (INTROCASO, 1996).

Karl Luwig (1816-1895) desenvolveu o quimógrafo (do grego *Kyma* que significa onda). Sua invenção foi um aperfeiçoamento do hemodinamômetro, sua inovação foi colocar um flutuador junto de uma agulha de inscrição que deslizava sobre um cilindro giratório com fumaça. Este dispositivo lhe permitiu ser o primeiro a descrever as ondas da pressão arterial, mas o mais importante foi a aplicabilidade de seu aparelho nos estudos de fisiologia (INTROCASO, 1996).

Karl Vierordt (1814-1884) em 1855 agregou no quimógrafo de Ludwig uma alavanca com pesos, para bloquear as pulsações e postulou seu maior legado, que afirmava que para determinar a pressão sistólica era necessário impedir a propagação das ondas esfígmicas (resultante do batimento cardíaco) por meio da total constrição da artéria radial. Seu aparelho era tão pesado e grande que não obteve sucesso (INTROCASO, 1996).

Coube a Pierre Charles Edouart Potain (1825-1901) concluir que a força necessária para ocluir a artéria não dependia somente da pressão sistólica, mas também da resistência da parede arterial e os manômetros de peso deveriam ser evitados (INTROCASO, 1996).

Em 1856 o cirurgião J. Faivre fez a primeira medição acurada da pressão arterial em um homem ligando a artéria femoral a um manômetro de mercúrio e detectou a pressão de 120 mmHg.

Samuel Sigfried Ritter Von Basch (1837-1905) inventou, a partir de 1880, três aparelhos para medir pressão arterial, todos baseados no princípio de Vierordt. O primeiro se utilizava de uma bolsa de borracha inflável cheia de água, com um bulbo de mercúrio no seu interior, ligado a uma coluna graduada. O segundo consistia de um esfigmógrafo ligado em um quimógrafo. O terceiro modelo era do tipo anaeróide com um bulbo cheio de água, conforme figura 2. A pressão exercida sobre o bulbo era lida em um manômetro anaeróide, graduado em até 24 cmHg (INTROCASO, 1996).

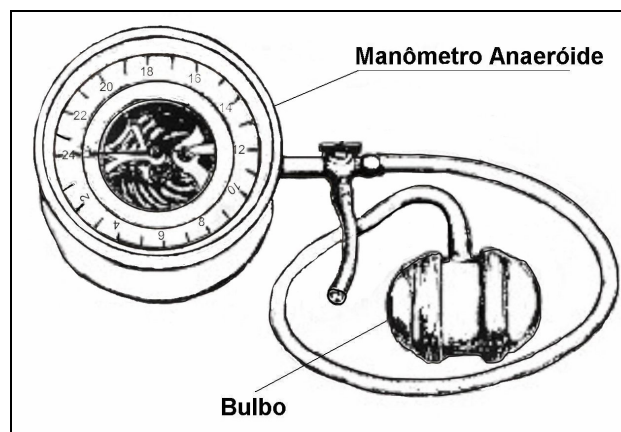


Figura 2 - Esfigmomanômetro anaeróide de Von Basch.
Fonte: Introcaso (1996)

No início, o esfigmomanômetro não foi aceito por muitos na comunidade médica. Argumentava-se que o aparelho enfraquecia a sensibilidade e a perspicácia clínica.

Foi Scipione Riva-Rocci (1863-1937) quem marcou o fim das pesquisas por um método clínico e simples para a avaliação da pressão arterial, com o desenvolvimento de um aparelho chamado angioparatlibometro (ver figura 3), que era sensível, de fácil manejo e preciso. Seu aparelho foi um progresso científico verdadeiro, pois estava fundamentado em premissas consistentes e experiências sucessivas no intuito de resolver o problema da técnica de Vierordt e de Von Basch, da compressão unilateral da artéria radial. Para resolver este problema Riva-Rocci escolheu a artéria umeral devido à proximidade da aorta e por ela melhor expressar a carga total para impedir a propagação da onda esfígmica. A carga total deve ser distribuída igualmente sobre todos os lados. Seu aparelho ficou conhecido como esfigmomanômetro de Riva-Rocci e caracterizou para sempre os modelos subsequentes. Outras modificações foram realizadas neste aparelho, porém a única que se estabeleceu foi a feita por H. Von Recklinhausen em 1901, que aumentou a largura do manguito de 4 a 5 cm para 12 cm (INTROCASO, 1996).

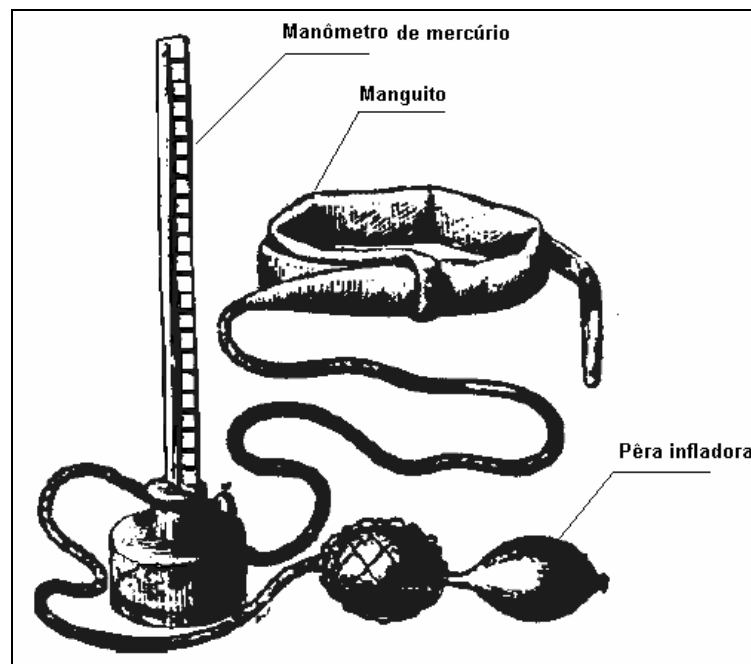


Figura 3 - Esfigmomanômetro de Riva-Rocci, 1896.
Fonte: Introcaso (1996)

A forma de medição da pressão arterial sistólica foi determinada de forma inquestionável. Todavia a pressão diastólica ainda era uma medida incerta. Foi Nicolai Sergeevich Korotkoff (1874-1920), com toda sua experiência adquirida como cirurgião vascular e também nos estudos de Nikolai Ivanovich Pirogoff sobre ausculta de fístulas (canal peblófico que cria uma comunicação entre duas vísceras ou entre uma víscera e a pele) arterio-venosas e de tumores vasculares, que conseguiu detectar a pressão diastólica.

Seu método consiste na utilização do aparelho de Riva-Rocci que, colocado no braço e com o aumento da pressão, obstrui a circulação do sangue abaixo do manguito. Quando o som deixar de ecoar no estetoscópio, a pressão é então liberada até um som curto e fraco ser ouvido, caracterizando a pressão máxima. Deixando a pressão cair progressivamente ainda mais, ouve-se o sopro da compressão sistólica, que logo se torna realmente um som. Finalmente, todos os sons cessam devido à volta normalizada do fluxo sanguíneo, o que indica a pressão arterial mínima, pois a pressão sanguínea ultrapassou a do manguito (INTROCASO, 1996).

Em maio de 1941, Harry Weiss publicou seu trabalho, no qual desenvolvia um aparelho para registro automático de pressão arterial. O método era o oscilométrico auscultatório e consistia de uma bomba para inflar o manguito em intervalos de tempos determinados no braço juntamente com um microfone, ambos ligados ao osciloscópio. Quando o manguito começava a gerar a constrição da artéria, a emissão do som era captada pelo microfone e processada pelo osciloscópio, que era repassado para um papel quadriculado em intervalos de 1 s (INTROCASO, 1996).

O primeiro manômetro semiautomático desenvolvido em 1962 era feito com a combinação de uma coluna de mercúrio, manguito inflável com pêra na ponta, microfone, transdutor de pressão de frequência modulada e uma fita registradora. Este aparelho foi modificado dando origem ao registro da pressão conhecido no mercado como Remler M 2000. Este aparelho apresentava algumas desvantagens, como o alto custo, alta sensibilidade aos movimentos do braço e falhas de decodificação (ARAÚJO; ARCURI; MARTINS, 1998).

Na atualidade, a mensuração cardíaca, em algumas cirurgias, é realizada frequentemente por meio do procedimento de cateterismo cardíaco e, sua metodologia, é uma combinação de várias técnicas descoberta no século XX. É recomendado em praticamente todos os pacientes nos quais a cirurgia cardíaca é necessária para avaliar a função hemodinâmica e a estrutura cardiovascular. O procedimento do cateterismo cardíaco obtém informações que podem ser cruciais na definição do estado em que se encontra um paciente em um instante de tempo. Os procedimentos de cateterismo são realizados em laboratórios

especializados e com equipamentos de raios X para visualização das estruturas do coração e da posição do cateter. Medições do débito cardíaco, do sangue, dos gases respiratórios, da saturação de oxigênio no sangue e de produtos metabólicos são realizadas. A injeção de corantes radiopacos nos ventrículos ou na aorta torna possível, para o clínico, avaliar a função ventricular e aórtica. De forma semelhante, a injeção de corantes radiopacos nas artérias coronárias torna possível uma avaliação clínica da doença arterial coronariana. Os profissionais da área médica podem medir pressões nas quatro câmaras do coração e nos grandes vasos por cateteres, durante a fluoroscopia, posicionando-os de tal forma que possam reconhecer as formas de onda característica da pressão. A pressão entre as quatro válvulas também é medida para determinar os gradientes das válvulas de pressão (WEBSTER, 1998).

2.2 MÉTODOS INDIRETOS

A mensuração indireta da pressão arterial sanguínea é um dos procedimentos mais executados pelos enfermeiros de todo o mundo, segundo o Conselho Internacional de Enfermeiras (ARAÚJO; ARCURI; MARTINS, 1998). O sucesso dos métodos indiretos de mensuração da pressão arterial ocorre quando o médico conhece o equipamento e está certo de que não está comprometendo a segurança do paciente e a precisão e reprodutibilidade da medida.

A mensuração indireta tem baixo custo, é de fácil aplicação e manutenção, porém, é demorada e com possíveis incertezas devido a movimentações do paciente, perfusão baixa e posicionamento de manguito, quando cabível ao aparelho utilizado (WEBSTER, 1998). Os aparelhos de mensuração indireta que utilizam de manguitos retornam um valor com menos incerteza se a largura dos manguitos utilizados for adequada às medidas do antebraço do indivíduo, normalmente determinadas por faixa etária.

2.2.1 Esfigmomanômetro de Mercúrio

Os esfigmomanômetros de mercúrio são instrumentos de precisão e continuam sendo considerados os mais fidedignos quando comparados com os demais instrumentos de

mensuração indireta (ARAÚJO; ARCURI; MARTINS, 1998). Como já descrito detalhadamente é um aparelho pneumático constituído de um manguito inextensível e uma bolsa inflável que, quando inflada diretamente em contato com a pele e sobre a artéria que se deseja comprimir, obstrui a passagem do fluxo sanguíneo. A bolsa é desinflada por meio de uma válvula. Enquanto os valores da pressão, que estão diminuindo, não se igualam aos do coração, não há fluxo sanguíneo no seguimento arterial e nenhum som é audível pelo auscultador. Isto permanece até a pressão cair abaixo da pressão diastólica arterial (MAEOKA, 2007).

2.2.2 Esfigmomanômetro Aneróide

Os esfigmomanômetros aneróides são menos precisos do que os de mercúrios, porém são mais utilizados clinicamente por sua praticidade e se caracterizam por exercer a pressão em um anel de metal, que, por intermédio de alavancas, transmite a pressão para um ponteiro graduado em uma escala, a qual indica o valor da pressão. Calibrado e verificado periodicamente, sua mensuração é uma alternativa aceitável para substituir o de mercúrio (ARAÚJO; ARCURI; MARTINS, 1998).

2.2.3 Métodos Indiretos Automáticos ou Semiautomáticos

Os primeiros aparelhos automáticos ou semiautomáticos eram dispositivos que usufruíam do método oscilométrico auscultatório. O método consistia de uma bomba para inflar o manguito no braço em intervalos de tempos determinados e em conjunto com um microfone, ambos ligados ao osciloscópio. Quando o manguito começava a gerar a constrição da artéria, a emissão do som era captada pelo microfone e processada pelo osciloscópio que imprimia o resultado em um papel quadriculado (INTROCASO, 1996).

Os manômetros digitais que surgiram com o progresso da tecnologia tiveram por finalidade melhorar a praticidade e a precisão, porém, a precisão do aparelho eletrônico não ocorre devido à dificuldade de manutenção, já que a parte eletrônica é muito sensível a

influências diversas do meio ambiente, principalmente da temperatura e do manuseio do instrumento (ARAÚJO; ARCURI; MARTINS, 1998).

Outra forma automática e moderna de se medir a pressão sanguínea é por meio do ultrassom, utilizando-se de um efeito físico das ondas conhecido como efeito Doppler. Este efeito consiste na variação de frequência entre a onda incidida em um anteparo em movimento e a onda refletida pelo anteparo. A mensuração da pressão arterial é realizada com a inserção de dois cristais pizoelétricos colocados no braço logo acima da pele e abaixo de uma bolsa inflável. Um dos cristais é a fonte que gera uma onda mecânica de 8 MHz que é refletida quando incidida nos vasos sanguíneos e detectada pelo outro cristal, o receptor. A diferença de frequência entre as ondas, no intervalo de 40 a 500 Hz, é proporcional à variação das paredes dos vasos sanguíneos devido à pressão. Uma de suas desvantagens é a alta sensibilidade, uma vez que qualquer movimento corporal causa alterações na mensuração (WEBSTER, 1998).

2.3 MÉTODOS DIRETOS

A mensuração direta é importante em métodos cirúrgicos porque informa o valor instantâneo da pressão sistólica e diastólica, além de ser realizada com agulhas e cateteres em artérias periféricas. No entanto, seu custo é maior do que o do método indireto, da mesma forma que seu risco. Há outros reverses, como a necessidade de pessoal especializado, o tempo gasto para o aparelho ser implantado e começar a mensurar a pressão, e sua manutenção posteriormente. A mensuração direta é dividida em duas categorias, extravascular e intravascular. O que determina em qual categoria se encontra um sensor de pressão é a localização do dispositivo dentro do sistema vascular. Os tipos de sensores que podem ser utilizados são muitos: extensômetro, LVDT (*Linear Variable Differential Transformer*), indutor variável, capacitor variável, optoeletrônico, pizoelétrico e dispositivos semicondutores (WEBSTER, 1998).

2.3.1 Sensores Extravasculares

A mensuração extravascular é realizada com auxílio de um cateter-sensor e com uma solução salina heparinizada para evitar coagulação sanguínea. O sistema cateter-sensor utilizado para mensuração de pressão é um sistema hidráulico que pode ser representado por um ou vários parâmetros e composto por um sensor ligado a um tubo fino, macio e flexível. O modelo de parâmetros utilizado por Webster (1998) é um sistema de segunda ordem. Um aumento da pressão na ponta do cateter provoca uma variação de uma extremidade a outra em uma coluna de líquido chegando até o sensor. Esta variação provoca uma deflexão da membrana do diafragma do sensor, que é detectada por um sistema eletromecânico e convertido em sinal elétrico, para posteriormente ser amplificado. Um cateter hidráulico tem inércia, atrito e propriedades elásticas que podem ser representadas por inertâncias, resistência e complacência, respectivamente, devido ao líquido interno. O sensor também tem as mesmas propriedades, além do comprimento do diafragma, tornando-se, desta forma, um análogo elétrico do sistema de medição de pressão, em que os elementos para inertância hidráulica, resistência e complacência são indutância, resistência e capacitância elétrica, respectivamente.

2.3.2 Sensores Intravasculares

Devido ao sensor estar localizado diretamente na região de interesse, não existe um alto tempo de atraso na resposta do sistema, pois não haverá um caminho longo de propagação, como por exemplo, uma conexão hidráulica entre a recepção do sinal e o sensor. Os sensores de ponta têm como desvantagem, quando comparados aos de mensuração extravascular e aos de fibra óptica, o custo alto e sua facilidade em se danificar depois de poucos usos. Os que utilizam uma ponta com fibra óptica, além de serem baratos, têm a vantagem de uma maior velocidade de resposta e menor risco de choques elétricos. Uma das formas de se utilizar a fibra óptica é acoplar uma membrana de metal na extremidade do cateter que é acompanhado por dentro ao longo de um curto percurso por fibras ópticas; um LED (*Light Emitting Diode*) então emite um sinal que reflete na membrana e volta por outras fibras até um fotodetector. Uma deflexão causada por uma pressão na membrana de metal

resulta em uma alteração do acoplamento entre o LED e o fotodetector, esta alteração pode ser mensurada (WEBSTER, 1998).

2.3.2.1 Sensores Intravasculares Implantáveis

Os sensores intravasculares se caracterizam como dispositivos de tamanhos reduzidos e com materiais biocompatíveis ou cirúrgicos para poderem permanecer implantado junto ao sistema circulatório (WEBSTER, 1998).

2.3.2.2 Sensores intravasculares RFID

Com o advento da tecnologia RFID, a possibilidade de se medir a pressão de forma direta torna-se uma realidade, devido a localização do sensor em contato direto com o fluxo sanguíneo o procedimento é invasivo, logo, para inserir o equipamento no corpo do paciente é necessário um procedimento cirúrgico.

Um sistema passivo de pressão com um sensor capacitivo foi desenvolvido por Stavros *et al.* (2000). Este aparelho utiliza-se de um sensor capacitivo desenvolvido com um diafragma de silício, germânio e boro, o sensor está conectado a uma subsistema de telemetria integrado o qual é composto por um conversor de frequência e um regulador de tensão. O subsistema da mensuração da pressão consiste da relação da capacitância dividida pela frequência, em que a capacitância é convertida imediatamente por um circuito integrado em um sinal elétrico.

O circuito é constituído por dois módulos básicos: um gerador de tensão de referência e um oscilador. O primeiro módulo tem a tarefa de produzir uma tensão de referência interna de alimentação regulada para o funcionamento do segundo módulo: o oscilador. Este módulo tem uma tensão de referência no circuito capaz de operar com baixo fornecimento de energia, uma vez que opera com uma tensão regulada internamente. Essa mesma tensão é utilizada para energizar o circuito oscilador. O oscilador em si é concebido em torno de um comparador de corrente que resulta em uma frequência de saída independente

do fornecimento de energia com pequenas variações de temperatura (STAVROS; DIMITRIS; PETER, 2000).

Silva, Vasconcelos e Augusto (2008) desenvolveram um dispositivo inteligente, semelhante a o proposto neste trabalho, para mensurar a pressão arterial e a frequência cardíaca em animais de laboratórios de pequeno porte. Este dispositivo foi composto por um sensor que utiliza a tecnologia RFID para transmitir e receber dados. Este dispositivo implantável é composto basicamente de quatro módulos um sensor piezoresistivo, um condicionador de sinais, um microcontrolador e o módulo RFID. O sensor piezoresistivo pode ser modelado por uma ponte de Wheatstone, na qual uma variação nos braços da ponte, interfaceada por meio de uma cânula em uma artéria, é interpretada no módulo de condicionamento de sinal por um amplificador de instrumentação, que leva o sinal condicionado para o conversor analógico digital (A/D) dentro do microcontrolador para posteriormente ser interpretado e convertido em um sinal que será modulado pelo transistor do RFID. A leitora faz a interpretação dos dados e a transmite para um computador por meio da interface serial RS-232.

Ko, Cong e Young (2010) também desenvolveram um microsistema para monitorar pressão de pequenos animais de laboratórios por meio da telemetria passiva. O implante desenvolvido é um *chip* microeletromecânico, por se tratar de um sensor de pressão com diafragma implementado junto ao sistema de controle. A figura 4 mostra em blocos as unidades que compõem o sistema.

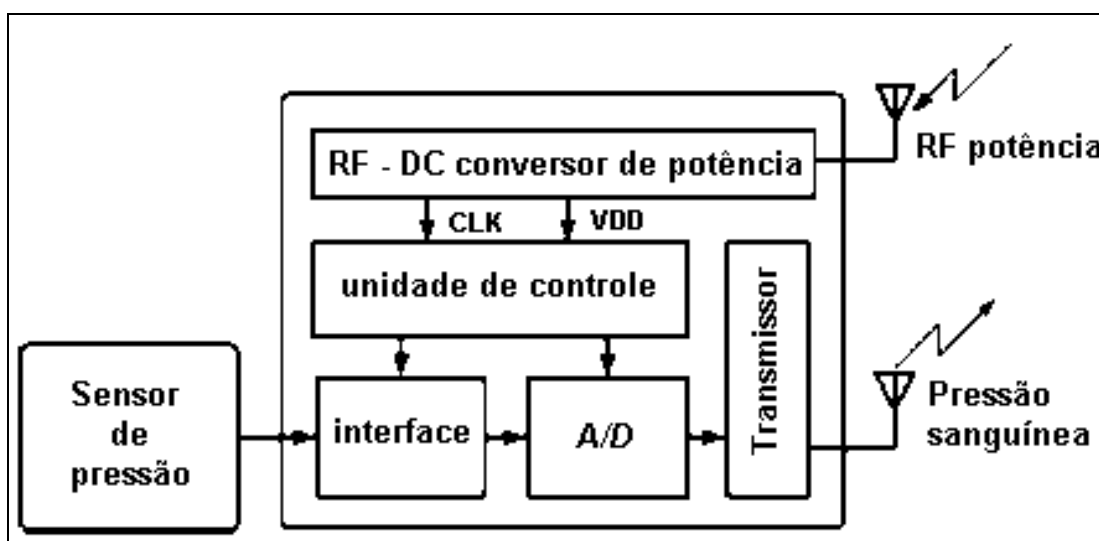


Figura 4 - Diagrama do circuito integrado desenvolvido para medir a pressão arterial
Fonte: Adaptado de Ko, Cong e Young (2010).

Por meio da unidade conversora de potência o implante é energizado, ou seja, o sinal de RF transmitido pela leitora, *transceiver* RF dedicado para transferir energia, é convertido em um nível DC (*Direct Current*). A unidade de controle gerencia a transmissão do valor lido pelo sensor de pressão por intermédio de uma interface que condiciona o sinal para o conversor A/D (análogo digital) digitalizá-lo e posteriormente ser transmitido.

O implante funciona por meio de um manguito, de silicone biocompatível preenchido com um fluido, que enlaça a artéria. Conforme as paredes da artéria sofrem a força da pressão sanguínea, o sensor as detecta, processa e transmite a informação em pulsos de radiofrequência de 433 MHz.

2.4 CONCLUSÃO

A mensuração da pressão arterial é o procedimento mais realizado por profissionais de enfermagem de todas as partes do mundo, em situações de assistência primária, secundária ou terciária, nos domicílios, hospitais, unidades sanitárias, UTIs, recuperações anestésicas e cirúrgicas segundo o Conselho Internacional de Enfermeiras (ARAUJO; ARCURI; MARTINS, 1998).

Conforme foi apresentado neste capítulo, as formas de mensuração e os aparelhos desenvolvidos ao longo da história, com a finalidade de quantificar a pressão arterial, foram muitos. De acordo com o avanço tecnológico, os resultados destes aparelhos vêm auxiliar os profissionais da saúde, como mais uma opção de diagnóstico com as vantagens que a tecnologia RFID pode oferecer. Entre elas estão uma menor incerteza na medição, devido a mensuração direta, e a necessidade de uma única intervenção cirúrgica para implantar o dispositivo. No próximo capítulo serão discutidas as características e as aplicações onde é utilizada a tecnologia RFID.

3 TECNOLOGIA RFID

Neste capítulo serão descritas de forma breve as principais características de funcionamento da tecnologia RFID, bem como suas aplicações que vêm sendo utilizadas no cotidiano e suas futuras aplicações no campo da engenharia biomédica.

3.1 A TECNOLOGIA RFID

É difícil datar o nascimento da tecnologia RFID. Sua base teórica foi desenvolvida por Michael Faraday, que afirma que tanto a luz como as ondas de rádio são parte da energia eletromagnética, mas é razoável dizer que esta tecnologia está diretamente ligada ao surgimento e aperfeiçoamento do radar (GOMES, 2007). Sua formalização, como é concebida hoje, se deu na década de 1980. O *Massachusetts Institute of Technology* (MIT), juntamente com outros centros de pesquisa, iniciou o estudo de uma arquitetura que utilizasse os recursos das tecnologias baseadas em radiofrequência para servir como modelo de referência ao desenvolvimento de novas aplicações de rastreamento e localização de produtos. Desse estudo nasceu o Código Eletrônico de Produtos - EPC (*Electronic Product Code*). O EPC definiu uma arquitetura de identificação de produtos que utilizava os recursos proporcionados pelos sinais de radiofrequência, chamada posteriormente de RFID (*Radio Frequency Identification*).

Atualmente, a tecnologia RFID está presente no dia-a-dia das pessoas como, por exemplo, em chaves eletrônicas e crachás de acesso em escolas e empresas, em cartões eletrônicos de transporte público, em acessos rápidos de pedágios, em identificação de animais e produtos, passaportes eletrônicos, etc.

3.2 O FUNCIONAMENTO DA TECNOLOGIA POR RADIO FREQUÊNCIA

O sistema RFID é normalmente dividido em dois blocos: o transponder (*transmitter + responder*) e um aparelho de leitura chamado transceiver (*transmitter + receiver*), este último também é denominado de leitor, leitora, coletor de dados ou *reader* e é uma tecnologia

de identificação automática que utiliza ondas eletromagnéticas como meio para capturar as informações contidas em um dispositivo eletrônico conhecido como “etiqueta RFID” ou simplesmente *tag*. A leitora é um equipamento que, ao ser acionado, excita um campo eletromagnético em um indutor por meio de um sinal na frequência de ressonância, do seu circuito RLC; o transponder recebe essa energia quando sua antena, também um indutor, interfere nesse campo eletromagnético e este responde modulando o sinal eletromagnético de forma codificada por meio de um sinal digital contido dentro do seu pequeno *microchip*. O leitor, então, recebe por meio de dispositivos integrados que o compõem, seja pela mesma antena que criou o campo de excitação ou por outra antena de recepção, e decodifica a modulação do transponder, para imediatamente repassar estes dados para algum tipo de registro (como, por exemplo, uma base de dados), em que poderão estar guardados outros dados referentes àquele número, ou seja, o leitor é o responsável pela ligação dos dados e pelo processamento externo. A figura 5 mostra a estrutura interna de um transponder para implante subcutâneo que pode ser dividido em três partes básicas: um substrato, onde é encontrado o *chip* e outros componentes eletrônicos, a antena, que é uma bobina e um capacitor conectados ao *chip*, e o encapsulamento, normalmente em PVC, epóxi, resina, vidro, etc.

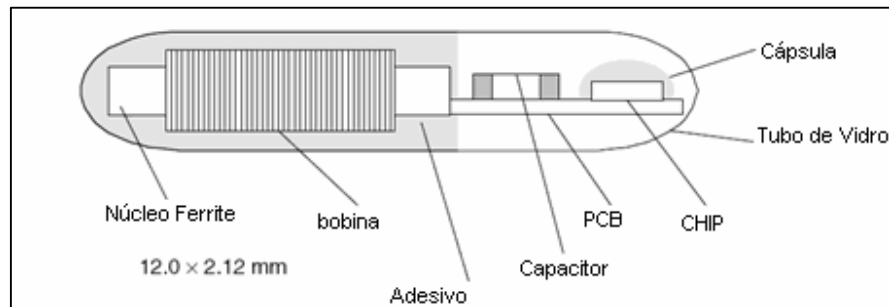


Figura 5 - Estrutura típica de um transponder subcutâneo de bovino.
Fonte: Adaptado de Finkenzeller (2003).

Os dispositivos de RFID podem ser divididos em dois tipos, os ativos e os passivos. Os transponders ativos são energizados por uma bateria interna e tipicamente são de escrita e leitura com uma capacidade de processamento e memória maior, o que é propício para informações que são re-escritas ou modificadas. Geralmente são maiores, mais complexos e com um alcance muito superior em relação aos passivos. A bateria interna também facilita o suporte a componentes externos como sensores, o que permite executar monitoramento e realizar cálculos quantitativos de determinados parâmetros como média, variância, etc

(GOMES, 2007). Os dispositivos ativos possuem um custo maior do que os passivos, além de possuírem, devido a bateria, uma vida útil limitada (SANTANA, 2005).

Os dispositivos passivos operam sem bateria, já que sua alimentação é fornecida pela leitora por meio do campo magnético. As *tags* passivas são mais baratas do que as ativas, pois sua constituição é muito simples e com um número de elementos reduzido. Elas possuem, teoricamente, uma vida útil ilimitada, suportando condições mais extremas do que as ativas. Geralmente são do tipo só leitura (*read-only*), usadas para curtas distâncias (SANTANA, 2005).

3.3 TÉCNICAS DE COMUNICAÇÃO DA TECNOLOGIA POR RADIO FREQUÊNCIA

As frequências utilizadas pelos sistemas RFID vão abaixo dos 100 kHz, passando pelas ondas curtas (3 até 30 MHz) e chegando até as micro-ondas (0,3 GHz até 300 GHz) com frequências de 5,8 GHz, com a possibilidade de no futuro alcançar a faixa de 24 GHz. As bandas que abrangem os sistemas RFID estão ligadas às bandas sem licenciamento obrigatório ISM (*Industrial, Scientific and Medical*). Como cada país apresenta uma regulamentação específica, maiores dificuldades existem para um consenso mundial das bandas de funcionamento. A primeira etapa para se conseguir a unificação do sistema RFID foi a divisão em três grandes áreas regulamentares. Na região 1 abriga a Europa a África e o norte da Ásia; na região 2, as Américas; e na região 3, o sul da Ásia e a Oceania.

O alcance do sistema depende da potência máxima permitida dentro da banda de funcionamento. Na figura 6 estão representadas as potências máximas, na unidade ERP (Potência Efetiva Irradiada), admitidas por banda em sistemas RFID. “As potências máximas permitidas para os diferentes grupos de sistemas RFID não são muito elevadas, devido ao fato destas se encontrarem nas bandas ISM, bandas que em regra geral têm grandes restrições nos níveis de potência emitidas” (LIMA, 2008).

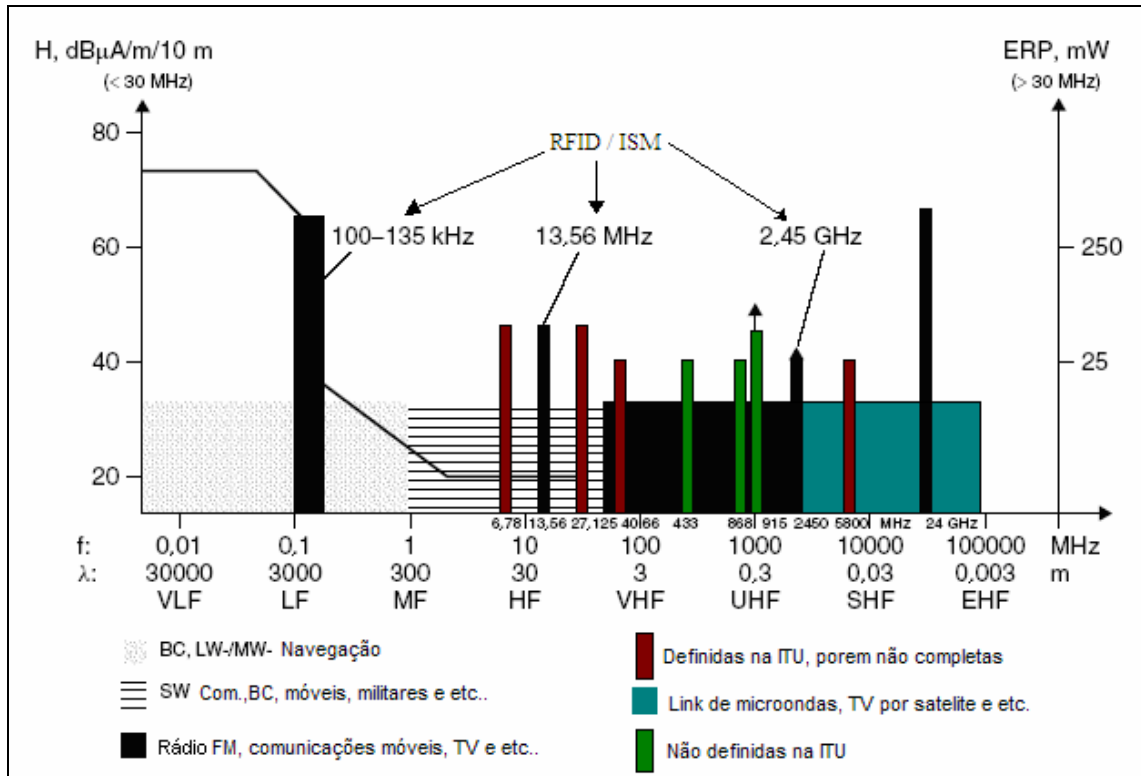


Figura 6 - Potências máximas permitidas por frequências em RFID, determinada pelo ITU (International Telecommunication Union), nas quais as raiais com as frequências em destaque são as utilizadas pelo RFID/ISM.

Fonte: Oliveira; Pereira (2006).

3.3.1. Sistemas de Baixa Frequência (100 a 135 kHz)

Normalmente utilizado para controle de acesso, rastreabilidade e identificação de animais, aplicações de baixos custos em geral. As etiquetas de frequências mais baixas trabalham muito melhor perto da água ou dos seres humanos do que as etiquetas de frequência mais elevada. Comparando as etiquetas passivas, as frequências mais baixas têm geralmente uma taxa de transferência menor dos dados e são destinadas para curtas distâncias de leitura (SANTANA, 2005).

Os sistemas utilizados em animais utilizam a frequência de $(134,2 \pm 13,42 \cdot 10^{-3})$ kHz, e fazem uso da comunicação por chaveamento de carga LSK (*load shift keying*) ou de frequência FSK (*frequency shift keying*) (NBR 15006, 2003).

A ISO (*International Standard Organization*) publicou a norma ISO 11785:1996 que regulamenta duas técnicas de comunicação, FDX (*full-duplex*) e HDX (*half-duplex*) cujas diferenças e similaridades estão relacionadas na tabela 1 (NBR 15006, 2003).

Tabela 1 - Relação entre os sistemas FDX e HDX.

Parâmetros	Sistema FDX	Sistema HDX
Frequência de ativação	134,2 kHz	134,2 kHz
Modulação	ASK ou LSK	FSK
Frequências de retorno	129,0 kHz a 133,2 kHz 135,2 kHz a 139,4 kHz	124,2 kHz (1) 134,2 kHz (0)
Codificação	DBP Modificada ¹	NRZ ²
Taxa de transmissão	4.194 bits/s	7.762,5 bits/s (1) 8.387,5 bits/s (0)
Estrutura do <i>frame</i>		
Header	11	06
Código de identificação	64	64
Código de identificação de erro (CRC)	16	16
<i>Trailer</i>	24	24
Bits de controle	13	-

Fonte: NBR 15006, 2003

3.3.2 Sistemas de Alta e Ultrafrequência (3 MHz a 1 GHz)

Etiquetas construídas em alta frequência, 13,56 MHz, geralmente são utilizadas para identificar objetos individuais, como nas lojas de departamento e em sistemas antifurto;

A Ultrafrequência na faixa de 860 MHz até 960 MHz é utilizada em controle de acesso e mercadoria e vem facilitando e sendo muito utilizada no cotidiano da vida das pessoas. Na área de logística o EPC é uma etiqueta eletrônica anexada a um produto, que provê especificações técnicas que identifica cada objeto em um número único e tem a capacidade de transmissão e recepção de dados, além dos mecanismos anticolisão, que permitem diversas etiquetas serem lidas praticamente ao mesmo tempo. O protocolo de comunicação do EPC está estruturado do seguinte modo: um *Header* (cabeçalho) que define o tamanho do código que será usado, e que pode variar de 64 a 256 bits de comprimento; o EPC *Manager* composto de 28 bits que informa o fabricante do produto; o *Object Class* (Classe do objeto) composto de 24 bits referente ao tipo, classe, de produto em uma unidade de estoque.

¹ DPB (Codificação bifásica diferencial) – Método de codificação em que o bit 0 representa uma transição de meio bit, e o bit 1 pela ausência de transição e há sempre uma transição entre um bit e outro.

² NRZ (Codificação sem retorno a zero) - Método de codificação em que o bit 1 é um sinal alto e o bit zero é um sinal baixo (NBR 15006, 2003).

Dentro da divisão dos campos do *Object Class* existe o SKU (*Stock Keeping Unit*) utilizado para diferenciar o tipo de produto, como por exemplo, água e leite; o último campo é o *Serial Number* (número serial) identificador individual de unidade composto de 36 bits, podendo, dentro deste valor, apresentar uma variação de até 296 produtos diferentes para uma mesma classe de objeto (CUNHA, 2008).

3.3.3 Microondas (acima de 1 GHz)

Duas frequências são citadas por Finkenzeller (2003), a 2,45 GHz e 5,8 GHz. Esta faixa de frequência é utilizada em aplicações industriais, científicas e médicas ISM (*Industrial Scientific and medical*).

3.3.4 Modulação para Transferência de Dados

Uma modulação comumente utilizada é a ASK (*Amplitude Shift Keying*) e uma maneira comum de se obtê-la, é por meio de um acoplamento indutivo constituído por um par de bobinas de RF. A modulação consiste em variar uma capacitância ou indutância em ressonância por meio de uma bobina secundária. Quando a modulação consiste da variação realizada por meio de uma carga ela é chamada de LSK (*load shift keying*). O resultado das variações de carga no secundário de um acoplamento indutivo é refletido como variações de carga no primário e, conseqüentemente, na tensão da bobina.

As transmissões dos dados também podem ser realizadas pelas modulações FSK (*frequency shift keying*) e PSK (*phase shift keying*) que corresponde a um chaveamento de frequência e de fase, respectivamente. A figura 7 ilustra o esquemático da geração de uma modulação LSK por meio da atenuação do sinal, que é alterada conforme a sequência de bit gerada no *chip*. A sequência de bit ou sinal digital, faz o chaveamento do *gate* do transistor FET (*field-effect transistor*), o qual introduz durante o intervalo de *duty cycle* (tempo em que o bit fica em nível alto) do bit uma impedância que atenua o sinal (FINKENZELLER, 2003).

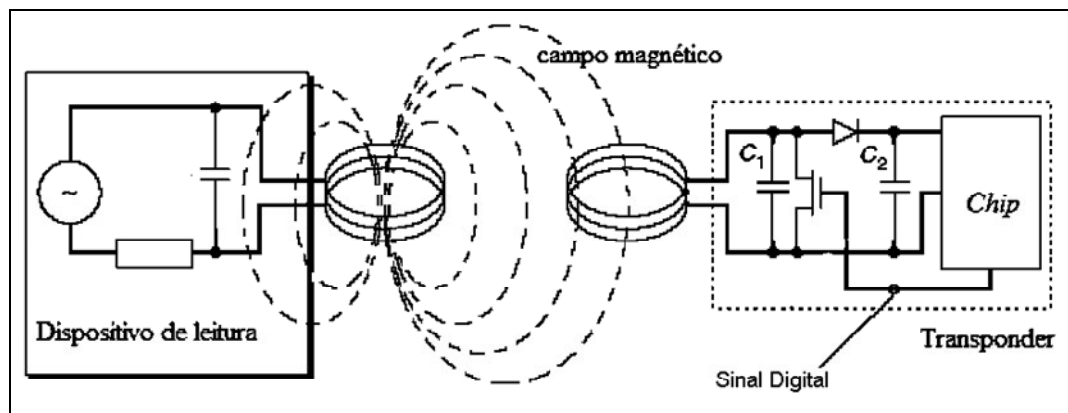


Figura 7 - Geração da modulação LSK pelo chaveamento de um FET.
Fonte: Adaptado de Finkenzeller (2003).

O capacitor C_1 é responsável pela sintonia do transponder (*tag*). O conjunto C_2 e o diodo fazem a retificação e filtragem para a alimentação passiva do *chip*.

3.4 APLICAÇÕES DA TECNOLOGIA POR RADIO FREQUÊNCIA

A tecnologia RFID é usada em todas as áreas que necessitam da captura automática de dados, permitindo a identificação de objetos sem contato físico ou visual, via radiofrequência, com aplicações que variam de sistemas de pagamento via Internet, seguros, automatização industrial e o controle de acesso. As etiquetas RFID são utilizadas nos mais diversos produtos para informar preços, prazo de validade, número do lote, etc. (FINKENZELLER, 2003).

Dentre as variadas aplicações para etiquetas RFID, destacam-se:

Pedágios: Ao invés dos carros pararem, um cartão provido com o *microchip* RFID é colocado no pára-brisa do veículo, enviando seu código de identificação para as antenas ou leitores eletrônicos localizados na cabine de cobrança. Uma vez reconhecido o código, a passagem é liberada (SANTANA, 2005).

Logística: Dentro da logística estão envolvidos vários processos, como transporte, estoque, armazenagem, manuseio de materiais entre outros e a utilização da tecnologia RFID se faz presente visando redução de custos, menor desperdício, maior agilidade nos processos e maior satisfação dos clientes. Dentre as aplicações da RFID neste setor destacam-se:

- Auxílio nas operações de recebimento, separação, transporte, armazenamento e expedição de materiais em depósitos e armazéns;
- Inventário de produtos em tempo real, garantindo um correto levantamento dos estoques existentes;
- Controle de qualidade, possibilitando o controle de produtos de forma integrada e automática ao sistema de manufatura (SANTANA, 2005).

Controle de acesso: Implantes de *chips* RFID no corpo humano também podem ser usados como uma alternativa para identificar fraudes, prover a segurança no acesso a lugares restritos como salas de controle, cofres de bancos, *datacenters*, entre outros. Atualmente prisões de algumas cidades norte-americanas utilizam pulseiras metálicas com transponders para identificar e localizar prisioneiros dentro dos estabelecimentos penais. Outra aplicação para controle de acesso está nos ingressos, crachás e chaves eletrônicas para eventos como cinemas, teatros, estádios de futebol, ou mesmo em sistema de transporte coletivo e laboratórios. Ao chegar ao local, a pessoa passa o ingresso (com um transponder) por um leitor instalado na entrada, liberando o acesso aos seus assentos e áreas de alimentação. Nesse caso, o uso de dispositivos RFID também dificulta a falsificação dos ingressos e pode aumentar a rapidez e a segurança do acesso das pessoas a esses locais (SANTANA, 2005).

Proteção pessoal: Etiquetas RFID estão sendo desenvolvidas para uso acoplados a dispositivos do tipo GPS (*Global Positioning System*), desenvolvidos para navegação, que permitem localizar, com precisão, a posição de um produto ou pessoa em qualquer ponto da superfície da terra. Utilizados dessa forma, poderiam ser usados em pessoas (executivos, por exemplo), como uma forma de proteção e localização no caso de atentados ou seqüestros (SANTANA, 2005).

Linhas de montagem industriais: Uma aplicação bastante promissora para a tecnologia RFID está nas linhas de montagens de veículos ou de máquinas industriais. Nesse tipo de indústria, normalmente os produtos se movimentam com velocidade constante e não podem reduzir a marcha para leitura. Com a RFID todo o processo de montagem pode ser monitorado desde o início até a entrega final do produto ao consumidor, facilitando, inclusive, o acompanhamento nos casos de manutenção. No caso dos veículos, a tecnologia pode ser utilizada ainda como integrante de sistemas de proteção contra furtos, atuando no sistema de ignição até o travamento de portas e bloqueio de combustível do veículo (SANTANA, 2005).

Aplicações em rastreamento de animais: Rastreabilidade em bovinocultura é um sistema de registro de manejo sanitário e nutricional do animal durante todo o seu ciclo de vida, bem como de todas as suas movimentações. A rastreabilidade surge para atender às

necessidades do consumidor que exige um produto de qualidade e de boa procedência. O primeiro passo para a rastreabilidade é a identificação individual e exclusiva de cada animal. Os RFID podem substituir a marcação a ferro ou os brincos numéricos, sendo implantados no rúmen (primeiro compartimento do estômago dos ruminantes) do animal ou de forma subcutânea. Há ainda os brincos eletrônicos, normalmente colocados na orelha do animal. Com essa identificação, uma base de dados deve ser mantida com todas as informações do animal até que este, ou produtos derivados deste, cheguem à mesa do consumidor. O sistema de controle rápido, conciliado com a facilidade de se obter os dados mesmo com o animal em movimento são uma das vantagens que estão fazendo com que o Brasil cada vez mais utilize esta tecnologia nas fazendas agropecuárias (ARTMANN, 1999).

Aplicações médicas: Usados embaixo da pele, os dispositivos podem armazenar registros completos que incluem desde a identidade, o tipo sanguíneo e outros detalhes da condição do paciente a fim de agilizar o seu tratamento. No caso de uma emergência, o *chip* pode salvar vidas, já que reduz a necessidade de testes de grupo sanguíneo, alergias ou doenças crônicas, além de fornecer o histórico atualizado dos medicamentos em uso pelo paciente. Com isso obtém-se maior agilidade na busca de informações e tratamento sem a necessidade de localização dos prontuários médicos (SANTANA, 2005).

Yao *et al.* (2005) desenvolveram em um *chip* CMOS (*Complementary metal-oxide-semiconductor*) um sensor de temperatura corporal de baixo consumo para *tags* RFID passivos. O sensor apresenta um consumo em torno de 3 μ W e apresenta um erro máximo, causado pela variação de energia devido à variação da distância entre a leitora e ele de 0,95 °C.

Munnangi *et al.* (2005) integraram um sensor de pressão capacitiva CMOS em um *tag* RFID com o objetivo de sensoriar batimentos cardíacos por meio de uma barra de silício engastada. A barra é separada do plano de apoio utilizando o ar como dielétrico. Sua modelagem pode ser feita por um capacitor, no qual as barras e o plano de apoio constituem as placas paralelas de um capacitor. Conforme a barra sofre compressão, devido à pressão aplicada, os valores de capacitância são alterados e em função desta variação determina-se a pressão.

Outra aplicação do RFID veio de uma pesquisa para mensuração da pressão intraocular, cujo objetivo foi o desenvolvimento de uma microbobina em um *chip* de transponder, com um sensor de pressão capacitivo integrado para ser inserido dentro de uma lente intraocular artificial. A pressão interna do olho está sujeito a flutuações diurnas e que não só a pressão absoluta, mas também as flutuações de pressão influenciam, de forma

significativa, o risco de cegueira (glaucoma). Portanto, a medição contínua da pressão ocular interna em condições normais e em ambiente normal do paciente é necessária para melhorar a compreensão da progressão da doença e facilitar um programa individual de tratamento da pressão ocular interna. A idéia surgiu nos pacientes com cataratas em que o cristalino (lente interna natural do olho) é removida e substituída por uma lente artificial intraocular. O diâmetro externo da microbobina é de aproximadamente 10,3 mm e o diâmetro interno de 7,7 mm. A microbobina é fabricada sobre uma folha de poliamida flexível (FINKENZELLER, 2003).

Ativanichayaphong *et al.* (2007) utilizaram a tecnologia RFID para mensurar o refluxo gástrico do esôfago, por meio de um multivibrador astável de baixo consumo funcionando como PWM (*Pulse Width Modulation*). Com um temporizador de baixo consumo configurado como astável, o *duty cycle* é modulado por meio de um eletrodo feito com uma placa com trilhas de cobre interdigitais, inserida em série e em paralelo com capacitores, conforme mostrado na figura 8, formando uma impedância que se altera conforme o valor de acidez sobre a placa.

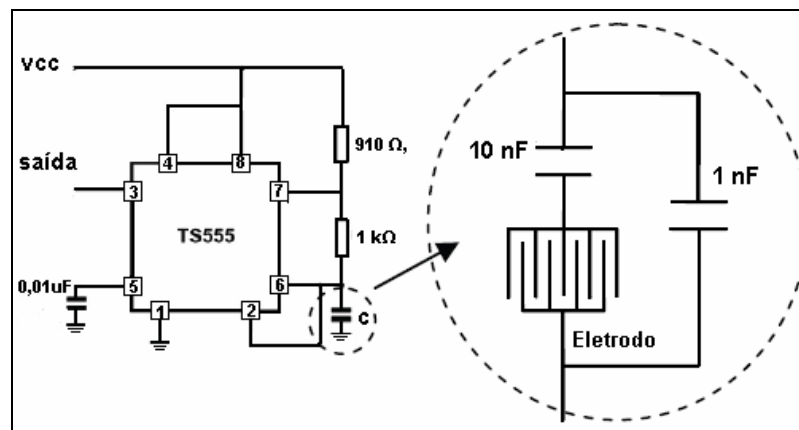


Figura 8 - TS555 em modo astável funcionando como um sensor de refluxo gástrico do esôfago por meio de um eletrodo.

Fonte: Adaptado de Ativanichayaphong *et al.* (2007).

A utilização de temporizador do tipo TS551 como uma unidade de controle tem como vantagem custo baixo e simplicidade na implantação. No entanto, gera complexidade para determinação do *duty cycle* na leitora, pois a frequência é alterada pelo pulso e são gerados altos valores de incertezas em comparação à utilização de microcontroladores devido

à utilização de dispositivos discretos para a oscilação, como capacitores e resistores comerciais.

3.5 CONCLUSÃO

As bases dos sistemas RFID estão fundadas em conceitos e princípios da Lei de Faraday e, por conseguinte, vêm sendo usadas e aperfeiçoadas de forma contínua nas mais variadas áreas. O advento e uso desta tecnologia não só como uma simples etiqueta eletrônica de identificação, pode estar desenhando uma nova linha de equipamentos biomédicos. Este equipamento que ficará implantado dentro do corpo humano e estará com o indivíduo permitirá ao *tag* interrogado, fornecer uma série de informações fisiológicas sobre o paciente, indivíduo que devem ou podem ser monitorizados.

4 DESENVOLVIMENTO DO SISTEMA

4.1 PARÂMETROS DO SISTEMA

O desenvolvimento do protótipo do transponder RFID com sensor de pressão requer o conhecimento de alguns quesitos do sistema de identificação por radiofrequência. Neste capítulo serão discutidos alguns destes requisitos constituintes do protótipo, entre eles estão a arquitetura, o sensor, e os componentes fundamentais da leitora. A implementação ou adaptação de um protocolo de comunicação, para a leitora interpretar os dados transmitidos pelo *tag*, foi uma opção estudada e desenvolvida.

Neste capítulo, são descritos modelos matemáticos do sistema, pois, o equacionamento se faz necessário por meio de soluções matemáticas, preferencialmente simples para uma maior clareza de interpretação, uma vez que a determinação ótima dos parâmetros geométricos e elétricos das bobinas utilizadas deverá atender a demanda de energia do sistema.

4.1.1 Modelagem do Transponder

A arquitetura dos transponders é diferente em algumas partes, como na antena de recepção. Esta pode ser de dipolos como mostrado na figura 9 e é utilizada em altas frequências UHF (*Ultra High Frequency*) e no circuito de retificação, que pode ser ponte completa (figura 10) ou de meia onda (figura 7). O modelo mais utilizado é o de meia onda, pois, como o circuito de transponder deve fornecer o máximo de tensão possível para o sensor de pressão funcionar, qualquer perda de energia com diodos é relevante. No entanto, quanto ao quesito *ripple*, existe um significativo nível de distorção do sinal DC quando o transistor está modulando, ou seja, transmitindo dados. Neste caso, o modelo que será utilizado é o de enlace magnético, pois as aplicações com antenas do tipo dipolo magnético quando em um meio que oferece uma resistividade relativamente baixa, como o corpo humano, apresentam dificuldades de comunicação (PICHORIM, 1995). A retificação será realizada com um circuito do tipo ponte completa, já que alguns componentes do sistema têm necessidade de um

nível de distorção, *ripple*, melhor do que o de meia onda pode fornecer. Um exemplo é o microcontrolador da unidade de controle, que necessita de uma boa estabilidade no potencial DC de energização. No entanto, para minimizar as quedas de potencial causadas pelos quatro diodos da ponte retificadora, que é uma desvantagem desta arquitetura, serão utilizados diodos de germânio (1N60) com tensão de junção de aproximadamente 0,3 V.

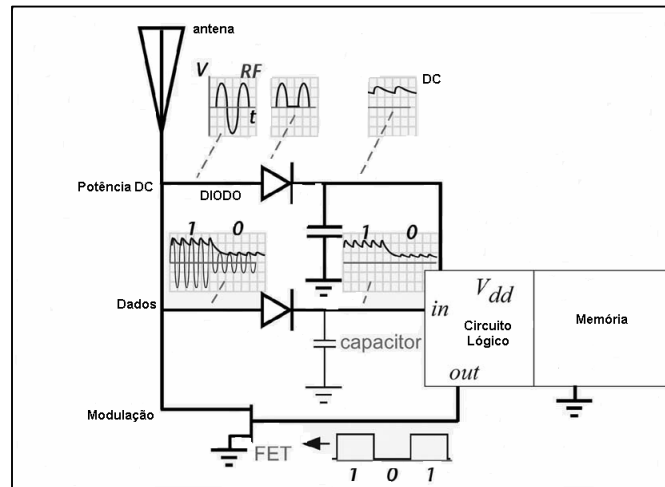


Figura 9 - Esquemático do circuito de transponder utilizado em UHF.
Fonte: Adaptado de Dobkin (2008).

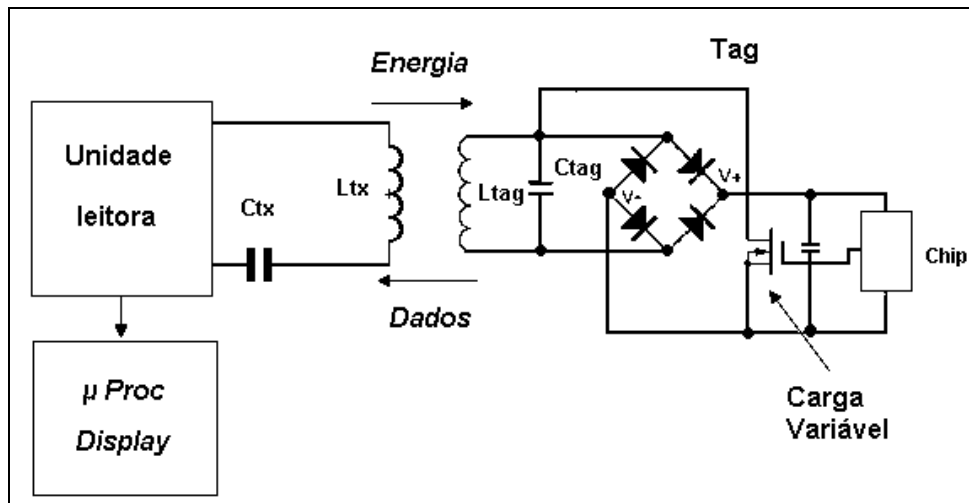


Figura 10 - Esquemático de um circuito de transponder utilizando uma ponte retificadora onda completa.

A topologia da onda completa mostrada na figura 10 pode ser modelada pelo circuito resultante de sucessivas equivalências mostrado na figura 11 e equacionada segundo o modelo

T empregado em cálculos de transformadores lineares, pois a permeabilidade magnética do acoplamento magnético é constante e o fator de acoplamento k é pequeno (IRWIN, 2000). As resistências R_{tag} e R_{tx} são as resistências intrínsecas dos indutores, L_{tag} e L_{tx} , respectivamente, e, devem ser consideradas, pois seus valores variam consideravelmente com a frequência, o que não ocorre com os capacitores C_{tx} e C_{tag} .

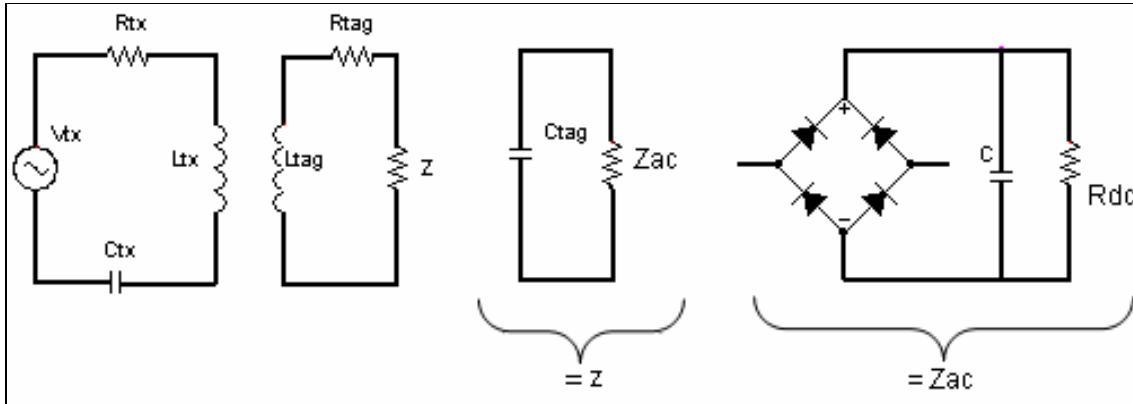


Figura 11 - Circuito equivalente do sistema RFID segundo o modelo de um transformador linear.

Aplicando a equação das malhas nos circuitos dos indutores, é obtido o sistema de equação:

$$V_{tx} = I_{tx} \cdot R_{tx} + j \cdot \omega \cdot L_{tx} \cdot I_{tx} + \frac{I_{tx}}{j \cdot \omega \cdot C_{tx}} - j \cdot \omega \cdot M \cdot I_{tag} \quad (1)$$

$$0 = j \cdot \omega \cdot L_{tag} \cdot I_{tag} + I_{tag} \cdot R_{tag} + I_{tag} \cdot Z - j \cdot \omega \cdot M \cdot I_{tx} \quad (2)$$

onde I_{tx} , I_{tag} , V_{tx} e M são as correntes na leitora e no circuito equivalente do tag, a tensão na leitora e a mútua indutância, respectivamente, enquanto ω é a frequência angular tanto da leitora quanto do tag, pois ambos estão em sintonia com uma frequência angular de ressonância ω_0 estabelecida para 841,9 krad/s, ou seja f_0 igual a 134,2 kHz, podendo ser representada por:

$$\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{tag} \cdot C_{tag}}} = \frac{1}{\sqrt{L_{tx} \cdot C_{tx}}} = 2 \cdot \pi \cdot f_0 \quad (3)$$

Circuitos estão em ressonância quando a reatância capacitiva é igual à indutiva, tornando o circuito puramente resistivo, e a frequência que provoca esta condição é chamada frequência de ressonância (IRWIN, 2000).

A impedância equivalente (Z) do capacitor de ressonância com a resistência de carga AC (*Alternate current*) é calculada por:

$$Z = \frac{\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{tag}} \cdot Z_{AC}}{\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{tag}} + Z_{AC}} = \frac{Z_{AC}}{1 + j \cdot \omega \cdot C_{tag} \cdot Z_{AC}} = \frac{Z_{AC} - j \cdot \omega \cdot C_{tag} \cdot Z_{AC}^2}{1 + \omega^2 \cdot C_{tag}^2 \cdot Z_{AC}^2} . \quad (4)$$

Segundo Tang *et al.* (1995), a impedância de carga (Z_{AC}) dissipa uma quantidade de potência (DC), devido à ponte retificadora onda completa, equivalente a:

$$Z_{AC} = \frac{R_{DC}}{\sqrt{2}} , \quad (5)$$

onde R_{DC} é o paralelo das resistências dos módulos de sensoriamento, condicionamento do sinal e do capacitor de retificação, que equivale ao consumo total das potências de cada módulo.

Isolando da equação (2) a corrente I_{tag} encontra-se:

$$I_{tag} = \frac{j \cdot \omega \cdot M \cdot I_{tx}}{R_{tag} + Z + j \cdot \omega \cdot L_{tag}} , \quad (6)$$

que, substituído em (1), resulta em:

$$V_{tx} = I_{tx} \left(R_{tx} + j \cdot \omega \cdot L_{tx} + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{tx}} + \frac{\omega^2 \cdot M^2}{R_{tag} + Z + j \cdot \omega \cdot L_{tag}} \right) . \quad (7)$$

A impedância da leitora é:

$$Z_{tx} = \frac{V_{tx}}{I_{tx}} = \left(R_{tx} + j \cdot \omega \cdot L_{tx} + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{tx}} + \frac{\omega^2 \cdot M^2}{R_{tag} + Z + j \cdot \omega \cdot L_{tag}} \right) \quad (8)$$

Analisado os termos individualmente da equação (8) ficam evidentes as impedâncias dos dispositivos da leitora e, **a impedância que o tag reflete devido ao acoplamento indutivo (Z_r)**.

$$Z_r = \frac{\omega^2 \cdot M^2}{R_{tag} + Z + j \cdot \omega \cdot L_{tag}} \quad (9)$$

Substituindo Z pela sua equação equivalente (4), obtém-se:

$$Z_r = \frac{\omega^2 \cdot M^2}{R_{tag} + \frac{Z_{AC} - j \cdot \omega \cdot C_{tag} \cdot Z_{AC}^2}{1 + \omega^2 \cdot C_{tag}^2 \cdot Z_{AC}^2} + j \cdot \omega \cdot L_{tag}}, \quad (10)$$

Separando a parte imaginária da real se obtém:

$$Z_r = \frac{\omega^2 \cdot M^2}{R_{tag} + \frac{Z_{AC}}{1 + \omega^2 \cdot C_{tag}^2 \cdot Z_{AC}^2} + j \left(\omega \cdot L_{tag} - \frac{\omega \cdot C_{tag} \cdot Z_{AC}^2}{1 + \omega^2 \cdot C_{tag}^2 \cdot Z_{AC}^2} \right)}. \quad (11)$$

Coloca-se a equação de número complexo em um novo formato para melhor analisá-la:

$$Z_r = \frac{\omega^2 \cdot M^2 \left(\left(R_{tag} + \frac{Z_{AC}}{1 + \omega^2 \cdot C_{tag}^2 \cdot Z_{AC}^2} \right) - j \left(\omega \cdot L_{tag} - \frac{\omega \cdot C_{tag} \cdot Z_{AC}^2}{1 + \omega^2 \cdot C_{tag}^2 \cdot Z_{AC}^2} \right) \right)}{\left(R_{tag} + \frac{Z_{AC}}{1 + \omega^2 \cdot C_{tag}^2 \cdot Z_{AC}^2} \right)^2 + \left(\omega \cdot L_{tag} - \frac{\omega \cdot C_{tag} \cdot Z_{AC}^2}{1 + \omega^2 \cdot C_{tag}^2 \cdot Z_{AC}^2} \right)^2} \quad (12)$$

Como o circuito opera na frequência de ressonância, onde $X_{Ltag} \rightarrow 0$, ele pode ser considerado puramente resistivo, e, desta forma, a parte imaginária pode ser considerada zero, e de acordo com Irwin (2000):

$$\left(\omega \cdot L_{tag} - \frac{\omega \cdot C_{tag} \cdot Z_{AC}^2}{1 + \omega^2 \cdot C_{tag}^2 \cdot Z_{AC}^2} \right) = 0 \quad (13)$$

Então, a impedância refletida (Z_r) na leitora pelo *tag* na frequência de ressonância é:

$$Z_r = \frac{\omega^2 \cdot M^2}{R_{tag} + \frac{Z_{AC}}{1 + \omega^2 \cdot C_{tag}^2 \cdot Z_{AC}^2}} \quad (14)$$

Onde R_{tag} , Z_{AC} , C_{tag} , ω , e M são as resistências intrínsecas do *tag*, a impedância de carga, o capacitor do *tag*, a frequência angular e a mútua indutância, respectivamente.

Pode-se concluir da equação (14) o circuito necessita que a bobina do *tag* (formada por L_{tag} e R_{tag}) tenha uma resistência tão alta quanto possível para uma maior transferência de potência. Porém é a indutância mútua que melhor contribui para o aumento da transferência de potência da leitora para o *tag*. A indutância mútua (M), que pode ser obtida em função das indutâncias da leitora, do *tag* e do coeficiente de acoplamento k , tem como definição a equação a seguir (IRWIN, 2000).

$$M = k \cdot \sqrt{L_{tx} \cdot L_{tag}} \quad (15)$$

Sua variação de valores é $0 \leq k \leq 1$ e indica quanto fluxo magnético de uma bobina está sendo enlaçado pela outra. Se k é menor ou igual a 0,5, as bobinas estão fracamente acopladas. Caso contrário, os indutores estão fortemente acoplados (IRWIN, 2000). Devido a esta variação de k e à equação (15), a indutância mútua está restrita ao intervalo de:

$$0 \leq M \leq \sqrt{L_{tx} \cdot L_{tag}}, \quad (16)$$

o que determina seu limite inferior em zero e superior na média geométrica das indutâncias L_{tx} e L_{tag} (IRWIN, 2000).

4.1.1.1 Estudo da Tensão Sobre a Carga do Transponder

Definir a equação que determina a tensão sobre a carga do *tag* é importante porque revelará quais os parâmetros e com qual relação de proporcionalidade eles influenciam a tensão sobre a carga. Determinando a tensão sobre o equivalente de potência da carga Z , do

circuito da figura 11, por meio da Lei das Correntes de Kirchhoff na malha do *tag* e sabendo que a tensão induzida pelo indutor tem a mesma polaridade da tensão da carga (V_z), é obtida a equação

$$V_z = -j.\omega.L_{tag}.I_{tag} - I_{tag}.R_{tag} + j.\omega.M.I_{Ix}. \quad (17)$$

O inverso da impedância equivalente entre a carga e o capacitor é a admitância. Sua utilização se fará necessária somente por comodidade algébrica, sendo representada por

$$V_z = \left(j.\omega.C_{tag} + \frac{1}{Z_{AC}} \right)^{-1} \cdot I_{tag} \quad (18)$$

ou por meio de I_{tag} ,

$$I_{tag} = \left(j.\omega.C_{tag} + \frac{1}{Z_{AC}} \right) \cdot V_z. \quad (19)$$

Isolando I_{tag} em (17) e o substituindo por (19) encontra-se:

$$V_z = V_z \left(j.\omega.L_{tag} + R_{tag} \right) \left(j.\omega.C_{tag} + \frac{1}{Z_{AC}} \right) + j.\omega.M.I_{Ix}. \quad (20)$$

Isolando os termos de V_z é obtido,

$$j.\omega.M.I_{Ix} = V_z \left[\left(j.\omega.L_{tag} + R_{tag} \right) \left(j.\omega.C_{tag} + \frac{1}{Z_{AC}} \right) + 1 \right], \quad (21)$$

que resulta em:

$$V_z = \frac{j.\omega.M.I_{Ix}}{\left[\left(j.\omega.L_{tag} + R_{tag} \right) \left(j.\omega.C_{tag} + \frac{1}{Z_{AC}} \right) + 1 \right]}, \quad (22)$$

Segundo a definição de (15) é possível reescrever (22) como:

$$V_z = \frac{j \cdot \omega \cdot k \cdot \sqrt{L_{tx} \cdot L_{tag}} \cdot I_{tx}}{\left[(j \cdot \omega \cdot L_{tag} + R_{tag}) \left(j \cdot \omega \cdot C_{tag} + \frac{1}{Z_{AC}} \right) + 1 \right]} \quad (23)$$

A equação (23) evidencia a relação direta de proporcionalidade, da corrente da leitora e do coeficiente de acoplamento, com a tensão no equivalente de potência da carga, ou seja, **estes fatores interferem diretamente na tensão sobre o equivalente de potência da carga. Quanto maior a corrente no circuito RLC da leitora, e, conseqüentemente sobre a bobina leitora, maior será a tensão sobre a carga no tag.** É também notória a relação da média geométrica das indutâncias com a tensão.

4.1.1.2 Estudo da Potência no Transponder

Um estudo da transferência de potência se faz necessário para poder projetar o sistema biotelemétrico, já que o entendimento de algumas equações podem direcionar o projeto, como a determinação de parâmetros geométricos dos indutores.

A máxima potência transferida da leitora para o tag em uma determinada distância d é determinada pelo acoplamento magnético e pela sua geometria. O acoplamento magnético pode ser avaliado por meio da eficiência η , definida como a razão entre a potência dissipada na carga Z (P_o) e a potência entregue pela fonte de alimentação ao circuito da leitora (P_{tx}) (KO, LIANG e FUNG, 1977), conforme equação:

$$\eta = \frac{P_o}{P_{tx}} \quad (24)$$

A potência transmitida para o tag, (P_{tag}), é a potência entregue à impedância refletida do tag, Z_r na leitora. Como R_{tag} e Z_r formam um divisor resistivo (P_{tag}) esta potência pode ser calculada por:

$$P_{tag} = P_{ix} \cdot \frac{Z_r}{(R_{ix} + Z_r)}. \quad (25)$$

Segundo Ko, Liang e Fung (1977), o circuito equivalente série do secundário pode ser ilustrado pela figura 12. Para o equacionamento foi definida uma resistência equivalente série de carga, referenciada por RL .

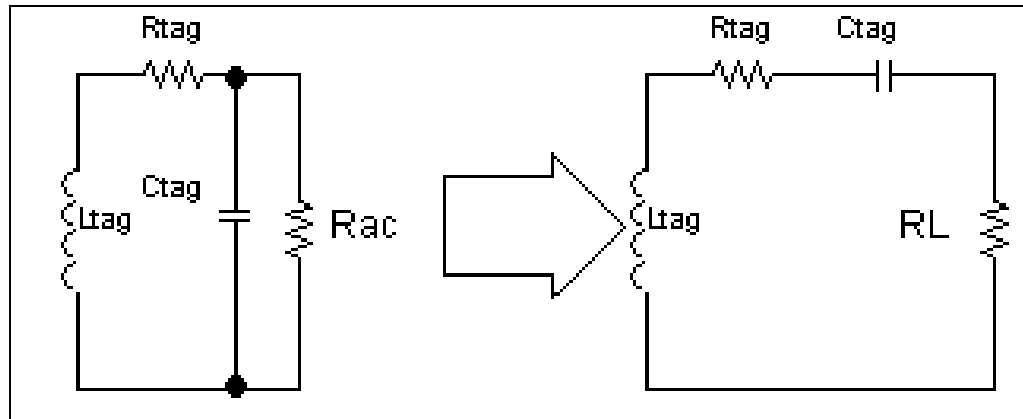


Figura 12 - Equivalência do circuito do *tag* para um circuito série, onde R_{ac} e RL dissipam uma potência AC equivalente à potência DC dissipada por Z_{ac} .

Fonte: Adaptado de Ko, Liang e Fung (1977).

A resistência RL é equivalente à definida em (5). Desta maneira, a potência transmitida P_{tag} que age sobre RL é dada por:

$$P_o = P_{tag} \cdot \frac{RL}{(R_{tag} + RL)} \quad (26)$$

Substituindo a equação (25) em (26), pode-se escrever a eficiência do acoplamento magnético (η) por meio de:

$$P_o = P_{ix} \cdot \frac{Z_r}{(R_{ix} + Z_r)} \cdot \frac{RL}{(R_{tag} + RL)}, \quad (27)$$

ou seja (KO, LIANG e FUNG, 1977):

$$\eta = \frac{P_o}{P_{ix}} = \frac{Z_r \cdot RL}{(R_{ix} + Z_r) \cdot (R_{tag} + RL)}. \quad (28)$$

A equação (28) mostra que a resistência da leitora R_{lx} deve ser a menor possível para maximizar a transferência de energia, ou seja, **a equação evidencia que no enrolamento da bobina leitora deve-se diminuir o número de espiras e aumentar o raio do fio**. Por outro lado, os termos resistivos provenientes do secundário Z_r e RL devem ser os maiores possíveis (ROVERI, 2007).

Por meio da equação (28) e de outras definições, Ko, Liang e Fung (1977) determinaram a eficiência do acoplamento magnético (η) do circuito mostrado na figura 10 como:

$$\eta = \frac{k \cdot Q_{lx} \cdot Q_{tag}^3 \cdot R_{tag} \cdot R_{DC}}{2 \left(\frac{R_{DC}}{2} + Q_{tag}^2 \cdot R_{tag} \right) \left[\left(1 + k^2 \cdot Q_{lx} \cdot Q_{tag} \right) \cdot \frac{R_{DC}}{2} + Q_{tag}^2 \cdot R_{tag} \right]} \quad (29)$$

onde Q_{tag} e Q_{lx} são os fatores de qualidade do *tag* e da leitora, respectivamente.

O valor ótimo de R_{tag} pode ser obtido por meio do valor de máximo de η . Desta maneira, derivando a equação (29) em relação a R_{tag} , e igualando a zero, pode-se definir $R_{tag-ótimo}$ como:

$$R_{tag-ótimo} = \frac{R_{DC}}{2} \cdot \frac{\sqrt{1 + k^2 \cdot Q_{tag} \cdot Q_{lx}}}{Q_{tag}^2} \quad (30)$$

Substituindo a equação (29) para (30) é encontrada a máxima eficiência ($\eta_{máximo}$):

$$\eta_{máximo} = \frac{k \cdot Q_{lx} \cdot Q_{tag}}{\left(1 + \sqrt{1 + k^2 \cdot Q_{tag} \cdot Q_{lx}} \right)^2} \quad (31)$$

A eficiência máxima é atingida com os fatores de qualidade das bobinas do *tag* Q_{tag} e leitora Q_{lx} , bem como o fator de acoplamento k , com os seus valores nos máximos possíveis.

O fator de acoplamento k é uma variável que depende somente da geometria dos indutores, da distância d e da disposição relativa entre as bobinas. Para encontrar uma equação que determine k , Roz e Fuentes (2004) utilizaram cinco equações, duas ainda não apresentadas.

A equação da indução magnética.

$$B = \frac{\mu_0 \cdot N_{tx} \cdot I_{tx}}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{r_{tx}^2}{\left(\sqrt{d^2 + r_{tx}^2}\right)^3} \quad (32)$$

Onde, B é a indução magnética, N_{tx} é numero de espiras da bobina leitora e μ_0 é a permeabilidade do vácuo cujo valor é de $4\pi \times 10^{-7}$ H/m.

A equação da lei de Lenz para a determinação da tensão induzida no *tag*,

$$V_{tag} = N_{tag} \cdot S_{tag} \cdot \cos \theta \frac{dB}{dt} \quad \text{para a situação de contorno } I_{tag} = 0. \quad (33)$$

Nesta equação, o número de voltas da bobina do *tag* é N_{tag} , a área da superfície da bobina do *tag* é S_{tag} e o ângulo entre os centros das bobinas é θ .

Combinando as equações (32), (33), (15) e as equações de modelagem do sistema (1) e (2), Roz e Fuentes (2004) equacionaram o fator de acoplamento (k) para bobinas circulares, que possuem raios r_{tag} menores que os raios r_{tx} . Esta equação é dada por:

$$k = \frac{r_{tx}^2 \cdot r_{tag}^2 \cdot \cos \theta}{\sqrt{r_{tx} \cdot r_{tag}} \cdot \left(\sqrt{d^2 + r_{tx}^2}\right)^3} \quad (34)$$

onde d é a distância.

Como k depende dos fatores geométricos das bobinas, Ko, Liang e Fung (1977) equacionaram os fatores geométricos envolvidos na determinação de k como, por exemplo, o fator de forma das bobinas, considerando ambas as bobinas circulares e coaxiais de forma a obter uma relação que determine os melhores raios para uma determinada distância d . As bobinas são circulares e solenóides por questões de facilidades algébricas nos equacionamentos utilizados.

Observa-se na figura 13 a bobina L_{tx} da leitora, de raio r_{tx} e espessuras l_{tx} , a bobina L_{tag} do *tag*, de raio r_{tag} e espessura l_{tag} , a uma distância de separação d .

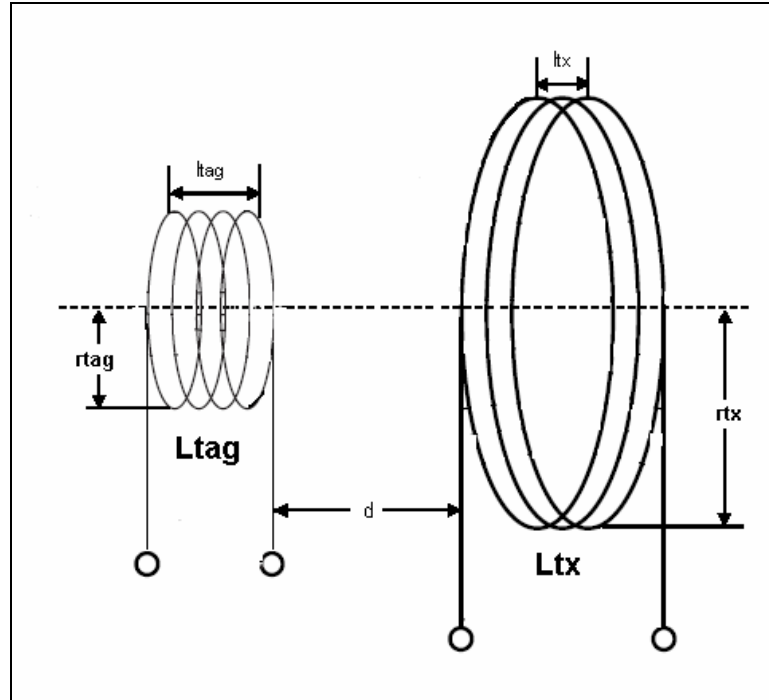


Figura 13 - Modelo geométrico utilizado para equacionar os valores de raios para uma distância determinada.

Fonte: Adaptado de KO, LIANG e FUNG (1977).

Segundo Ko, Liang e Fung (1977), a equação:

$$r_{tx} = \sqrt{r_{tag}^2 + d^2} \quad (35)$$

pode ser utilizada em biotelemetria para projetar o raio da bobina da leitora em função do raio do tag, uma vez que o tag tem suas dimensões preestabelecidas e limitadas por se tratar de um implante.

O tamanho da unidade implantada normalmente é reduzido, para não prejudicar o desempenho fisiológico do organismo e nem gerar desconforto (PICHORIM, 1995).

Como k apresenta um valor baixo, o que prejudica a eficiência máxima descrita pela equação (31), deve-se tentar projetar bobinas com alto fator de qualidade Q tanto para a leitora quanto para o tag (SCHNEIDER JR., 1994).

Para se conseguir tensões altas o suficiente para polarizar os circuitos do tag deve-se considerar a relação de proporcionalidade $V2/V1 \propto N2/N1$ dos transformadores, **que implica sempre em aumentar o número de espiras do secundário $N2$ e diminuir o número de espiras do primário $N1$.**

O fator de qualidade Q para o circuito da leitora é o mesmo que para um circuito RLC em paralelo ou em série e pode ser definido como:

$$Q_{tx} = \frac{\omega_0 L}{Z_{tx}} = \frac{1}{Z_{tx}} \cdot \sqrt{\frac{L_{tx}}{C_{tx}}} \quad (36)$$

O circuito ressonante do *tag* não pode ser modelado pela equação (36) devido à carga dos dispositivos integrados, mas, segundo Finkenzeller (2003), o fator Q para o circuito equivalente da figura 10 é dado pela equação:

$$Q_{tag} = \frac{1}{\frac{R_{tag}}{\omega L_{tag}} + \frac{\omega L_{tag}}{Z}} \quad (37)$$

A equação (37) mostra que quando $R_{tag} \rightarrow \infty$ e $Z \rightarrow 0$, o fator Q_{tag} também tende a zero. Por outro lado, quando a bobina do transponder tem uma resistência muito baixa $R_{tag} \rightarrow 0$ e existe uma elevada carga de resistor $Z \gg 0$ (correspondente a um consumo baixo de energia pelo *chip*), valores de Q_{tag} muito altos podem ser alcançados.

A eficiência η tem uma relação com a qualidade do circuito ressonante, o que significa que a dependência da tensão sobre os dispositivos Z e R_{tag} está claramente definida.

4.1.1.3 Conclusão Prévia da Modelagem do Transponder

Por meio das equações obtidas é possível concluir que a leitora deve ter uma bobina com poucos enrolamentos e com um diâmetro de fio maior do que o *tag*. Este deve ter uma bobina com muitos enrolamentos para que a impedância refletida seja a maior possível. É importante observar que existe uma relação de compromisso entre a máxima transferência de energia e a máxima sensibilidade da bobina leitora, pois quanto menor o enrolamento da bobina, menor sua indutância e mais potência é transmitida. Porém, quanto menor a indutância, menor será a sensibilidade da leitora para as variações da carga no *tag*.

4.2 IMPLEMENTAÇÃO DO TAG

A figura 14 mostra esquematicamente as partes constituintes do sensor de pressão RFID passivo projetado e desenvolvido.

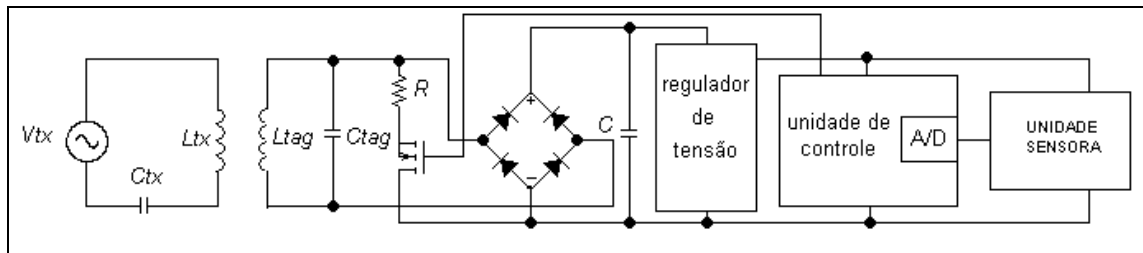


Figura 14 - Esquemático do circuito de transponder proposto.

O sistema do transponder RFID é constituído basicamente por três partes: **a arquitetura RFID**, que compreende o circuito RLC do acoplamento magnético tanto da leitora quanto do *tag* e de seu sistema de retificação; **a unidade de controle**, responsável pela interpretação do sinal do sensor e pela geração do protocolo de comunicação por meio da modulação da bobina do *tag* e **a unidade sensora**, que transforma a grandeza física pressão em sinal elétrico. A seguir, será descrita detalhadamente a implementação das partes constituintes do desenvolvimento do *tag*. A parte da arquitetura RFID consiste basicamente na implementação das bobinas, ou seja, no projeto das bobinas.

4.2.1 Implementação das Bobinas

As bobinas são uma das partes cruciais do projeto, pois serão responsáveis pela transmissão, recepção e suprimento de energia do transponder, e, por isto é difícil desenvolver um par de bobinas que concilie todas estas necessidades em seu máximo desempenho.

Tanto a bobina do transponder quanto a da leitora foram modeladas e desenvolvidas com núcleo de ar para que se consiga um maior campo de atuação, pois os campos gerados são mais dispersos do que uma bobina composta de um núcleo com materiais como o ferrite. Bobinas com núcleo de ferrite concentram as linhas de campos magnéticos obrigando um campo de visada direta para excitar o *tag*. Como as bobinas são de núcleo de ar, o

acoplamento magnético delas é realizado por meio do ar, ou, no caso real de implante do tag, através do tecido biológico.

As bobinas deverão oscilar em conjunto com seus respectivos capacitores na frequência de ressonância, formando um circuito RLC, com o intuito de se conseguir a maior tensão possível no indutor. O circuito RLC da leitora está configurado em série enquanto o do *tag* está em paralelo, ambos mostrados na figura (14).

Os circuitos ressonantes série e paralelo têm diferenças quanto às suas propriedades. O circuito de excitação da leitora tem sua configuração em série porque desta forma ele apresenta a menor impedância para o sinal que o excita, e a corrente que circula no indutor precisa ser alta para uma maior transmissão de energia, e isto deve ser obtido com uma tensão baixa. O circuito do *tag* tem sua configuração em paralelo para apresentar uma impedância elevada, porque o que se espera obter é o contrário da leitora, ou seja, uma tensão alta e uma corrente baixa. A corrente no circuito do *tag* é dividida entre os dispositivos em paralelo e a tensão é a mesma para todos.

A excitação do circuito em série da leitora é gerada por uma onda quadrada na frequência de ressonância. Um gerador de onda quadrada pode ser um dispositivo eletrônico que mantém durante meio período um potencial V_0 constante e na outra metade do período permanece desligado. Tal circuito gera uma forma de onda $V(t)$ com frequência angular ω , cuja expansão em série de Fourier é dada por termos ímpares de funções senoidais:

$$V(t) = \frac{V_0}{2} + \frac{2.V_0}{\pi} \cdot \left[\text{sen}(\omega t) + \frac{1}{3} \cdot \text{sen}(3.\omega t) + \frac{1}{5} \cdot \text{sen}(5.\omega t) + \dots \right]. \quad (38)$$

Na condição de ressonância, tem-se: $m\omega = \omega_0$ que é igual a equação (3), onde $m = 1, 3, 5, 7, \dots$ representa a ordem do harmônico da forma de onda de entrada para frequências do gerador de onda quadrada diferentes de ω_0 . Os harmônicos ímpares superiores em ressonância terão suas amplitudes atenuadas exatamente por um fator de $1/m$, em acordo com a equação (38), assim será utilizado a ressonância da fundamental ($m = 1$). Desta forma, é possível conseguir a ressonância de um circuito oscilador usando uma forma de onda quadrada, por meio da ressonância dos harmônicos presentes na forma de onda de entrada (MAGNO; ARAUJO; LUCENA, 2004).

A resistência do circuito RLC, tanto da leitora quanto do transponder, é a própria resistência intrínseca das bobinas. A leitora é composta basicamente por duas partes: uma

digital por meio de um microcontrolador e uma analógica implementada pelo CI U2270B. O CI U2270B, controlado pelo microcontrolador, é o responsável em excitar o circuito ressonante (L_{tx} e C_{tx}), por meio do qual um campo magnético será gerado. Este campo será a fonte de energia do *tag*. Como o circuito integrado U2270B tem como corrente máxima especificada, para energizar o circuito ressonante, 200 mA com uma tensão de 7 V, a potência está limitada teoricamente em 1,4 W, pois com estas especificações a melhor resistência que o circuito RLC da leitora poderá ter é 35Ω na frequência de ressonância.

Para Roveri (2007), o circuito sensor e seu enrolamento compõem a parte mais crítica do projeto e é em função das características dele que todos os elementos do sistema são projetados, mais propriamente em função da resistência do indutor da bobina do *tag* (R_{tag}).

A geometria do implante passivo foi definida como apresenta a figura 15, pois são dimensões possíveis de serem implantadas. As características elétricas e geométricas do *tag* são: indutância de 1mH, resistência na frequência de ressonância de 20Ω , fio *American Wire Gauge* (AWG) 31 de diâmetro 0,2268 mm e aproximadamente 234 espiras.

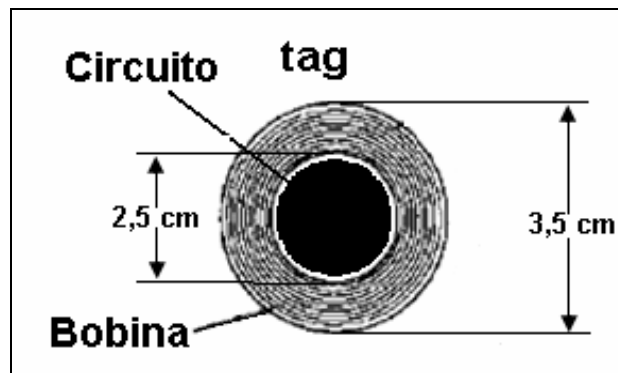


Figura 15 - Detalhe da geometria do transponder proposto.

Para que se possa ter uma boa “sensibilidade”, ou seja, para que a variação da impedância refletida, ocasionada pela impedância inserida na bobina do transponder, seja detectável na bobina leitora, é necessário o melhor fator de acoplamento possível. Como o raio da bobina do *tag* foi definido para 1,4 cm e a distância estabelecida entre elas é de no máximo 3 cm, é possível, utilizando-se a equação (35), determinar um raio para a bobina leitora de aproximadamente 3,25 cm.

Para este conjunto de bobinas o acoplamento magnético determinado pela equação (34) resultou em um valor de 0,12 para 3 cm chegando a 0,25 a uma distância de 1 cm, conforme é mostrado na figura 16.

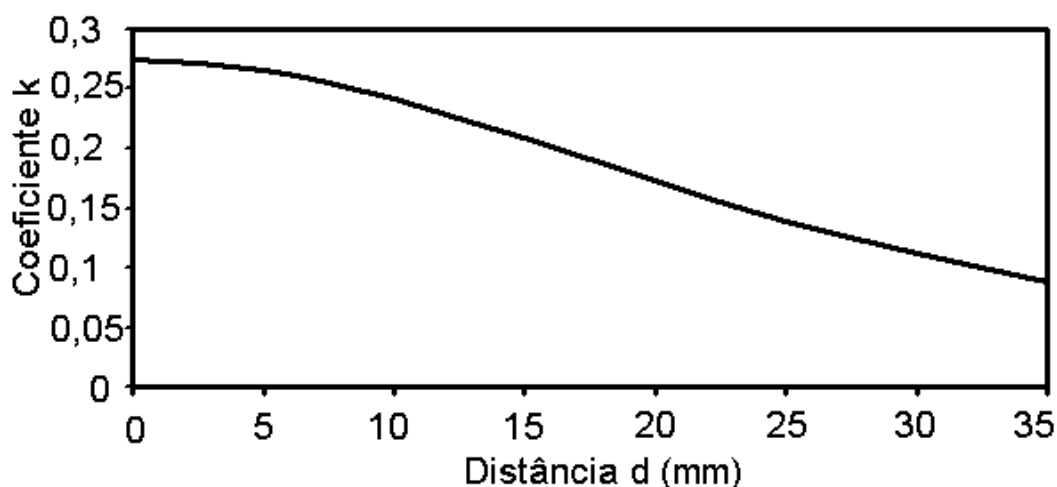


Figura 16 - Fator de acoplamento das bobinas em função das distâncias segundo a equação 34.

Em busca da menor resistência R_{tx} , conforme a equação (28), com o maior valor de indutância possível para a leitora, foi utilizado o fio de cobre AWG 20 de diâmetro 0,8118 mm, o que proporcionou uma resistência de 8,6 Ω na frequência de ressonância.

A indutância é um fator importante em (36) e (37) e seu valor afeta o acoplamento indutivo por meio do fator de qualidade, o que é evidenciado por (29), (30) e (31).

A indutância também está relacionada de forma direta com Q_{tx} . Uma forma de aumentá-la sem alterar a geometria é aumentar o número de espiras. No entanto, isto resultará em uma resistência maior, e, conseqüentemente, em uma redução de Q_{tx} . Outro aspecto importante é que um aumento excessivo de espiras (n) eleva as capacitâncias parasitas entre as espiras e a bobina passa a ter efeitos capacitivos na frequência de trabalho.

Existem inúmeras equações empíricas para o cálculo da indutância L dos diversos arranjos de bobinas. A indutância L (em μH) de um solenóide com núcleo de ar de largura l , raio r , altura do enrolamento e e n espiras, pode ser calculada por:

$$L = \frac{0,32 \cdot r^2 \cdot n^2}{6 \cdot r + 9 \cdot l + 10 \cdot e} \quad (39)$$

Nesta equação, r , l e e devem estar em centímetros (ROZ e FUENTES, 2004).

Para determinar o melhor valor indutivo que, quando inserido no circuito ressonante da leitora, usufrua da máxima capacidade de potência que o CI U2270B pode fornecer, foi projetado uma bobina de 2 mH com 132 espiras utilizando a equação (39). Com a equação (3) foi encontrado o valor dos capacitores e de forma interativa foi se desenrolando e medindo a

corrente sobre um resistor de 2Ω , que foi inserido em série com o capacitor C_{tx} . Com um osciloscópio determinou-se a corrente no resistor até atingir valores próximos dos 200 mA (limite especificado para o CI). O valor final estabelecido foi de 678 μH com uma corrente medida de 165 mA. O valor de 200 mA não foi atingido devido à resistência e à incerteza capacitiva do capacitor C_{tx} e dos 2Ω que não foram considerados. Testes realizados no *tag* (descritos no próximo capítulo) demonstraram que o valor não era suficiente para energizar os módulos do *tag*. Desta forma, o número de espiras foi diminuído até um valor de resistência menor que 10Ω , determinando um aumento substancial da potência. O novo valor de indutância determinado foi de 394 μH com uma resistência, na frequência de ressonância, de $8,6 \Omega$ e 72 espiras.

Um aspecto importante é a proximidade dos valores calculados pelas equações e posteriormente medidos. O fator de qualidade Q_{tx} foi de 40. Este valor está próximo dos 38,5 determinados pela equação (36), considerando no cálculo de Q_{tx} o valor da resistência intrínseca do indutor medida. A eficiência η máxima do sistema obtido pela equação (31) é de 25% em uma distância de 3 cm. O circuito da leitora, quando sintonizado na frequência de ressonância, atinge valores da ordem 148 V através do capacitor C_{tx} e do indutor L_{tx} , desta forma o capacitor que é comercial deve ser propício para suportar estas tensões.

As bobinas utilizadas nos transponders são industrialmente fabricadas e enroladas, o que lhes dá uma indutância satisfatória em um tamanho reduzido. Como a ideia é o desenvolvimento de um protótipo, guardando suas devidas proporcionalidades, as bobinas que foram desenvolvidas podem ser utilizadas, quando se tratar de circuitos elétricos, como equivalentes às fabricadas industrialmente.

4.2.2. Análise Qualitativa da Potência

Para reduzir a perda de potência, na transferência de energia entre a leitora e o *tag*, é importante compreender a relação que existe entre ambas. Se o circuito se encontra 2% fora do valor de ressonância, devido a tolerância do capacitor, as reatâncias capacitivas e indutivas não se cancelam, resultando em uma diferença conforme,

$$|Z_{tx}| = \sqrt{(X_{Lx} - X_{Cx})^2 + R_{tx}^2}. \quad (40)$$

onde X_{Lix} , X_{Cix} e Z_{ix} representam, respectivamente, as reatâncias indutiva e capacitiva e o módulo da impedância do circuito RLC da leitora. Como o módulo da corrente depende do módulo da impedância do circuito RLC da leitora, qualquer diferença aumentará o módulo da impedância da leitora ocasionando conseqüentemente uma redução significativa na corrente, e, por conseguinte, na potência a ser transmitida, no caso dos 2% haverá uma redução de aproximadamente 13% na corrente. Um capacitor comercial tem uma incerteza em torno de 5%, o que pode causar uma queda na transmissão da potência suficiente a ponto da leitora não conseguir energizar o *tag*.

Uma outra forma para reduzir a perda de potência, devido ao consumo de energia, é por meio do índice de modulação.

O índice de modulação ou porcentagem de modulação ($m(\%)$) segundo Tang *et al.* (1995) é dado pela equação (41):

$$m(\%) = \frac{|V_{Ltag} - V'_{Ltag}|}{|V_{Ltag} + V'_{Ltag}|} \quad (41)$$

Onde V_{Ltag} é a amplitude máxima da tensão no indutor do *tag*, e V'_{Ltag} é a amplitude mínima ocasionada na modulação por meio do resistor em série com o dreno, e pela carga intrínseca do transistor MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*). Quando a unidade leitora chavear o transistor MOSFET por meio de uma onda com um *duty-cycle* médio de 50%, e ele, por conseguinte estiver modulando a bobina, a amplitude do sinal é atenuado. Porque quando o transistor estiver com o dreno e o *source* conduzindo, a baixa resistência entre eles (40 m Ω) deixa prevalecer a resistência intrínseca da bobina R_{tag} de 16 Ω . Neste instante de tempo o sinal, uma senoide de 134,2 kHz com aproximadamente 60 V, tem sua amplitude atenuada para valores reduzidos, comprometendo a potência do sistema. Uma forma para reduzir a perda de energia devido à atenuação ocasionada pela baixa resistência, na modulação do transistor no *tag*, consiste em inserir em série com o dreno um resistor com um valor de resistência adequado (determinado por testes no próximo capítulo). Assim o sinal terá uma atenuação, que é suficiente para que a unidade leitora detecte os dados, sem comprometer muito a energização do *tag*.

4.2.3 Unidade de Controle

A unidade de controle é o módulo principal do *tag* e é responsável pela interpretação do sinal do sensor e pela geração do código que será modulado na bobina do *tag* por meio do chaveamento de um transistor MOSFET a uma taxa de transmissão de 4.194 bits/s, como determina a norma NBR 15006 (2003). Uma forma fácil de transmitir uma informação é pelo valor do *duty cycle* de um sinal. O MOSFET utilizado necessita de uma diferença de potencial entre o *gate* e o *source* de apenas 1,5 V, limitando desta forma o menor potencial que a unidade de controle deverá gerar na saída para poder chavear o transistor e modular a bobina L_{tag} .

A utilização de microcontroladores como unidade de controle foi uma opção deste projeto e tem como vantagens uma menor incerteza devido à utilização de conversores A/D para digitalizar o sinal de entrada, porém seu custo é mais elevado quando comparado com um temporizador TS555 utilizado por Ativanichayaphong *et al.* (2007) e descrito no capítulo 3. O objetivo, então, será implementar o protocolo de comunicação *full-duplex* (FDX) do sistema RFID, inserindo no campo de identificação o valor da pressão medida. O microcontrolador que será utilizado é o MSP430F2012 desenvolvido pela Texas Instruments. O motivo de sua escolha é por ele apresentar as seguintes características: facilidade de programação com linguagem de alto nível como o “C”, facilidade de gravação do código no CI, ser *low power* (ter baixo consumo de energia) e possui um conversor analógico digital (A/D).

O MSP430F2012 tem 14 pinos, arquitetura RISC de 16 bits e pode funcionar de 1,8 V até 3,6 V com uma frequência de até 16 MHz, quando utilizado com um oscilador externo. No entanto sua aplicação é para uma tensão de 2,8 V com uma frequência de 950 kHz utilizando o oscilador interno. O conversor A/D é de 10 bits com uma taxa de amostragem de 200 mil amostras por segundo, que pode utilizar como valor de referência o potencial de alimentação do MSP430F2012, ou seja, seu valor de amostragem esta no intervalo de zero até 2,8 V, no caso desta aplicação.

Sua memória *flash* de 2 kB de capacidade é quase totalmente utilizada para gerenciar os periféricos internos da unidade de controle e para implementar o protocolo de comunicação segundo a NBR 15006 (2003). A figura 17 mostra o fluxograma implementado na unidade de controle; o microcontrolador executa os processos em um laço infinito.

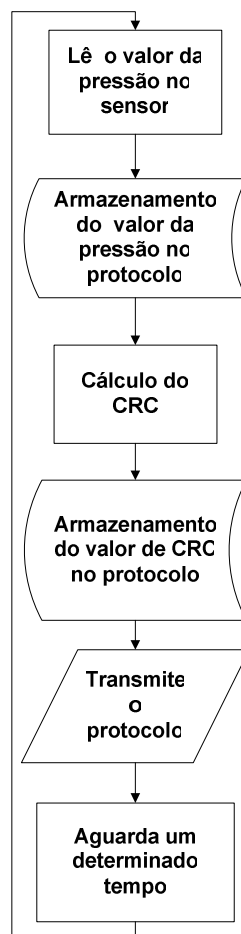


Figura 17 – Fluxograma de funcionamento da unidade de controle do tag.

Depois que os dados do conversor (A/D) são digitalizados e copiados para uma variável, ele é desligado para economizar energia, e é devido a isto que no final existe um período de tempo para que o conversor seja ligado novamente e consiga executar uma conversão completa.

O valor da pressão medida será convertida pelo A/D de 10 bits do MSP430F2012 de analógico para digital e inserida, cada um dos 10 bits convertido, nos 2 primeiros bytes do campo chamado de identificação segundo a tabela 1. Campo este mostrado, em conjunto com todos os outros, na figura 18, no formato que será gerado pela unidade de controle.

A checagem de redundância cíclica (CRC) será calculada e inserida no campo de segurança (CRC), do bit menos significativo para o mais significativo, iniciando no campo onde está o valor da pressão até o início do campo do CRC. Para o campo onde está localizado o código do país, a sequência de bits permanecerá com os valores iguais aos retirados de um tag de rastreamento animal vendido no Brasil, ou seja, neste campo conterà o

código do Brasil. A diferença entre este novo protocolo e o determinado pela NBR 15006 (2003) é a substituição do número de identificação pelo valor digital do sensor de pressão e o valor de CRC que deverá ser calculado a cada ciclo de leitura do sensor.

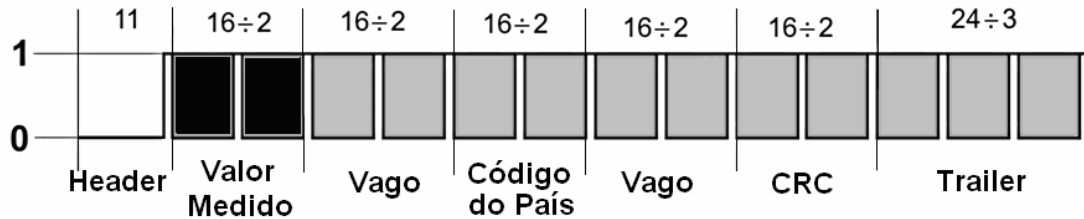


Figura 18 – Estrutura dos campos do protocolo implementado (em destaque os dados medidos).
Fonte: Adaptado da NBR 15006 (2003).

A geração e transmissão dos bits do protocolo, pela unidade de controle, deve obedecer valores estabelecidos pela norma NBR 15006 (2003). Caso isto não ocorra, a leitora não conseguirá interpretar as informações transmitidas pelo tag. A norma estabelece que a codificação utilizada, para este caso, deve ser a Manchester (DBP) bifásica diferencial, com um período de tempo de 0,23545 ms para representar um bit, ou seja, durante 32 ciclos da senoide de excitação, com uma tolerância máxima de 8, o sinal estará ativado em um bit 0 ou 1. Para que isto seja possível a unidade de controle deverá gerar o sinal a uma taxa teórica de 4.194 bits/s.

4.2.4 Unidade Sensora

A unidade sensora terá que atender a alguns requisitos para poder fazer parte do sistema. Ela deverá ser um sensor de pressão diferencial, *low power*, com uma tensão e corrente de energização baixa, uma vez que o *tag* será passivo e o consumo de energia é limitante. O sensor também deverá fazer o condicionamento do sinal internamente em seu *chip*, ou seja, entregar um sinal linear com um ganho alto para a unidade de controle processar. A Freescale Semiconductor oferece no mercado, para a área biomédica duas possíveis opções, o MP3V5050 e o MP3V5010, sendo o MP3V5050 a melhor opção por funcionar com menor potencial. O sensor de pressão MP3V5050 produzido é um dispositivo de silício piezoresistivo com uma diferença de potencial de saída linear com dois estágios de

ganho, onde o primeiro, além de fornecer um ganho ao sistema, também é utilizado para compensações causadas por variações de temperatura. A figura 19 mostra o diagrama de blocos do circuito interno integrado do *chip* sensor de pressão, onde V_s é o potencial de alimentação que pode variar de 2,7 até 3,3 V para uma corrente típica de 7 mA. A interface mecânica com o sistema vascular (não desenvolvida neste trabalho) pode ser implementado por uma cânula biocompatível com diâmetro de 0,4 mm preenchida com uma solução salina de pouca adesão, como em um cateter (SILVA; VASCONCELOS; AUGUSTO, 2008). Uma extremidade da cânula é introduzida na artéria e a outra é ligada à face do dispositivo sensor que tem um orifício com 3,17 mm de diâmetro. O sensor funciona na faixa de 0 a 50 kPa, porém ele será utilizado apenas no intervalo de valores que compreende a variação da pressão arterial, entre 5,3 e 26,6 kPa.

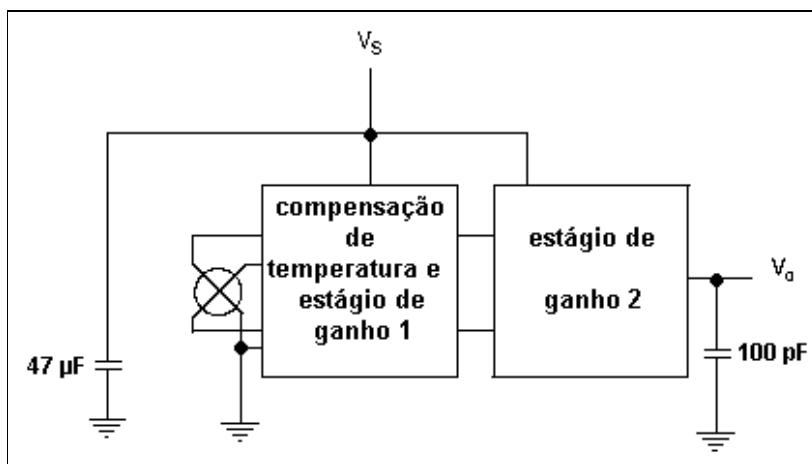


Figura 19 - Sensor de pressão MP3V5050 piezoresistivo e seu diagrama de configuração com os capacitores para desacoplamento e filtragem do sinal de saída utilizados.

Fonte: Adaptado de Freescale Semiconductor (2010).

O sensor de pressão MP3V5050 é um dispositivo de silício piezoresistivo com uma diferença de potencial de saída linear que pode ser modelado por uma ponte de Wheatstone com quatro graus de liberdade. A modelagem pela ponte de Wheatstone pode ser equacionada como mostra a figura 20,

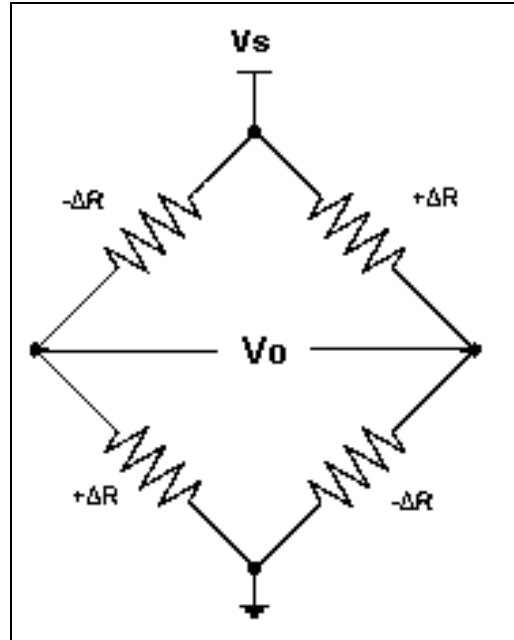


Figura 20 - Modelo adotado para o sensor MP3V5050 onde cada braço da ponte de Wheatstone sofre uma variação de resistência ΔR .

onde V_s é a tensão de alimentação e ΔR é a variação de resistência devido à pressão.

O sensor MP3V5050 tem como resistência dos braços da ponte em repouso um valor aproximado de $1,8 \text{ k}\Omega$ e seu desbalanceamento resulta em uma saída V_o que pode ser quantificada segundo o fabricante do seguinte modo:

$$V_o = V_s \cdot (P \cdot 0,018 + 0,04) . \quad (42)$$

onde P é a pressão em kPa, e V_s é o potencial de alimentação limitado no intervalo de 2,7 até 3,3 V, com uma incerteza na faixa de 0 a 85 °C de $\pm 0,0225V_s$. Portanto a relação de saída pela pressão segundo a Freescale Semiconductor, é apresentada na figura 21.

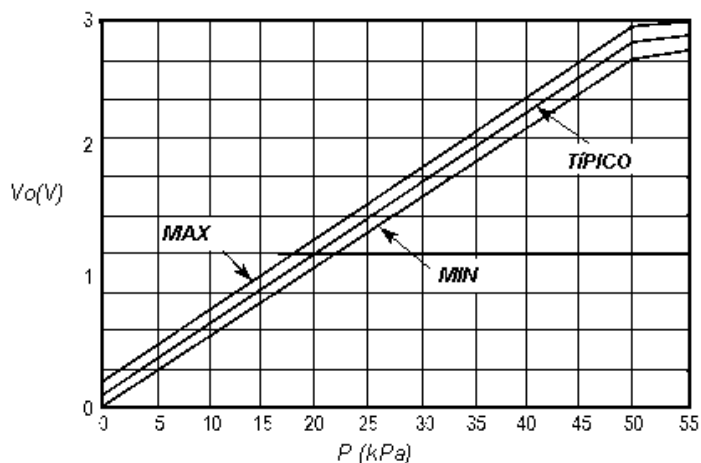


Figura 21 – Potencial de saída V_o em função da pressão P para o sensor MP3V5050.

Fonte: Adaptado de Freescale Semiconductor (2010).

Onde a reta do meio representa sua operação típica, entre 0 e 85°C, enquanto a (MIN) é para valores abaixo de 0° e a (MAX) para valores acima de 85°C. Devido a dificuldades de se obter estes sensores de pressão, os testes foram realizados com um potenciômetro do tipo *trimpot* de 500 Ω para simular seu sinal. O valor de 500 Ω foi escolhido, porque corresponde aproximadamente a potência mais elevada dissipada pelo sensor de pressão MP3V5050. Mesmo sem utilizar este sensor, uma equação de regressão linear foi determinada para a faixa de pressão da aplicação, em substituição a 42, deste modo a unidade de controle interpretará o valor do potenciômetro como se fosse do sensor MP3V5050.

4.2.5 Regulador de Tensão

A tensão induzida no *tag* por meio do *link* indutivo tem o problema da distância, pois a queda de tensão no *tag* com o aumento da distância é alta. Consequentemente, dispositivos como o microcontrolador utilizado na unidade de controle do *tag* necessita de um potencial estável. O potencial precisa ser estável porque internamente o circuito de oscilação e o conversor A/D têm uma dependência de referências com o sinal de energização. Se o sinal de energização variar, o oscilador interno e o tempo de processamento também vão variar. Desta forma, os dados não serão modulados pelo *tag* corretamente.

Para gerar um sinal DC constante no valor de 2,8 V foi utilizado o regulador de tensão MCP17022802E da Microchip Technology Inc. configurado conforme os capacitores mostrados na figura 22.

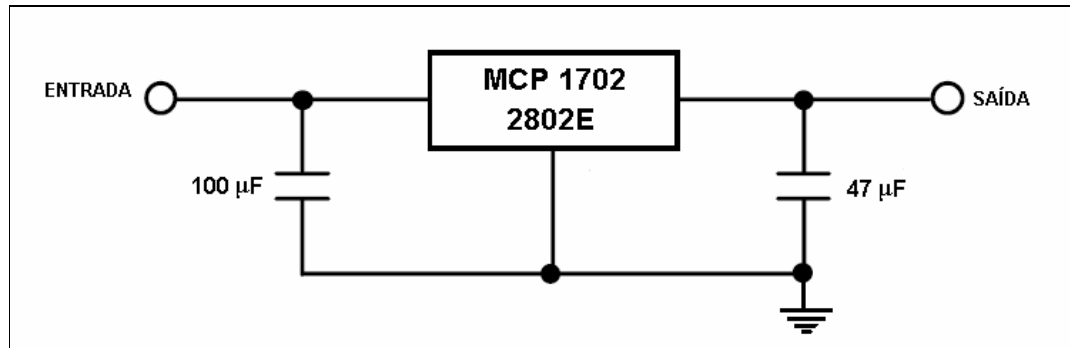


Figura 22 - Circuito regulador de tensão com os valores dos capacitores utilizados para estabilidades. Fonte: Adaptado da Microchip (2010).

O regulador MCP17022802E mantém um potencial estável de 2,8 V com um potencial mínimo de 3,8 V e máximo de 13,2 V. O circuito ressonante da leitora pode entregar 22 V, dependendo da distância, depois da ponte retificadora na entrada do regulador, o que pode danificá-lo. Porém, somente no instante que a leitora é acionada e está lendo, o *tag* está sendo energizado. Quando o valor for, lido a leitora automaticamente desabilita seu circuito de ressonância tirando a energização do *tag*. Desta forma, o regulador fica um tempo insuficiente para que ocorra alguma avaria.

4.3 MÉTODO DE LEITURA

Devido à tecnologia RFID já estar difundida no mercado, circuitos integrados de leituras desenvolvidos para estes fins como o U2270B vêm sendo utilizado devido à sua praticidade. O U2270B gera um sinal de onda quadrada para excitar a bobina leitora na frequência de ressonância do circuito RLC, aproximadamente 134,2 kHz. Por meio de um circuito de detecção de envoltória em conjunto com um filtro passa-baixas RC, a amplitude do sinal modulado sofre atenuação e é convertida internamente em sinais TTL pelo CI U2270B. O CI U2270B é composto internamente por um filtro passa-baixa (*butterworth*), um módulo

ponto exato da seqüência. Os próximos 64 bits correspondem aos dados conforme mostrado na figura 18. O valor do potencial amostrado pelo A/D, referente a pressão lida pelo sensor, transmitido pelo *tag* é copiada de seu respectivo campo, dentre os 64 bits de dados, e armazenado em uma variável, pois o próximo procedimento visa assegurar que o valor lido é o correto. Este procedimento utiliza os 64 bits de dados lidos e calcula o CRC, que, em seguida, é comparado com o transmitido pelo *tag*. Caso o CRC do *tag* não seja igual ao calculado pela leitora, ela busca novamente um novo *frame*. Esta busca por um novo *frame* foi definida para se repetir por no máximo 40 vezes antes dela mostrar em seu *display* “ERRO DE LEITURA”. Com a garantia que os dados são condizentes, a leitora determina a pressão substituindo o valor do potencial convertido pelo A/D na equação (43). A determinação desta equação é demonstrada no próximo capítulo.

$$P = 82.(\text{valor convertido pelo A/D}) - 2173. \quad (43)$$

O correto é utilizar a equação (42) no *firmware*, porém a leitora (microcontrolador PIC16F628A) foi escolhida porque seus atributos eram suficientes para processar apenas o valor de identificação de um *tag* bovino. Para esta aplicação, a utilização da equação (42) em seu *firmware* exige mais espaço de memória do que o microcontrolador pode fornecer. Uma solução para contornar este problema é a utilização da equação de uma reta, que contemple os mesmos valores da equação (42) no intervalo de pressão determinado para a aplicação. Os coeficientes da reta devem ser números inteiros e, devido a isso, seu valor é dado em pascal, o que reduz a utilização de processamento com ponto flutuante.

Quando a leitora ler o valor do campo referente à pressão medida, retornará ao resultado da equação (43), ou seja, o valor da pressão medida é mostrado no *display* de cristal líquido e enviado, simultaneamente, para uma saída serial com a unidade em pascal. Para indicar que a operação foi bem sucedida, um *buzzer* apita durante 1 segundo. Caso ocorra algum problema na leitura, ou o dispositivo passe alguns segundos sem detectar um *frame* correspondente a um transponder, a mensagem “ERRO NA LEITURA” aparece no *display* de cristal líquido e é enviada pela serial também. Para indicar o erro, o *buzzer* emite três apitos de 1 segundo.

4.3.2 Detetor de Envoltória

Antes do sinal modulado entrar no filtro passa-baixa do CI U2270B, ele deve ser condicionado por um circuito detetor de envoltória para poder ser interpretado pelo CI. O circuito detetor de envoltória tem a função de retificar e detectar a envoltória, suprimindo o nível DC, do sinal modulado da bobina leitora e apresentá-lo como onda em função do tempo na entrada do filtro passa-baixa conforme figura 24. Os valores do componente foram indicados pela ATMEL fabricante do CI U2270B.

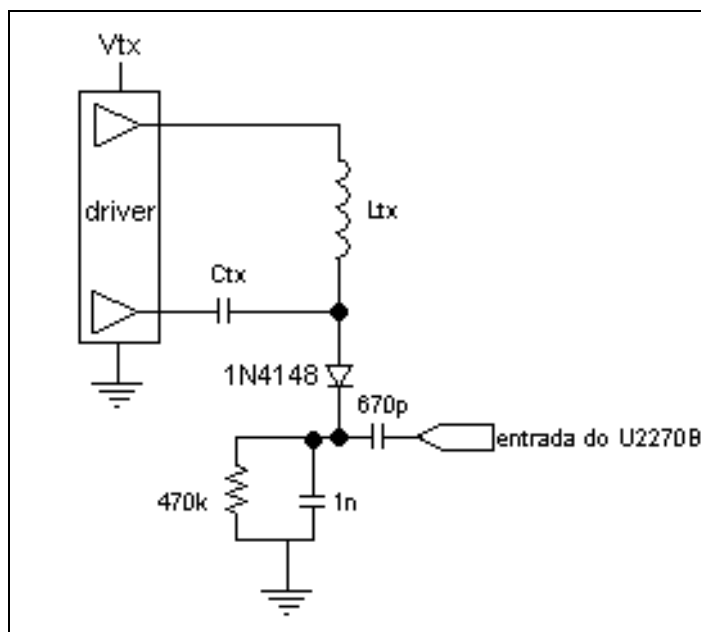


Figura 24 - Circuito detetor de envoltória da leitora acoplado ao CI U2270. Nota-se o capacitor de 670 pF responsável por suprimir o nível DC remanescente.

4.3.3 Energização da Leitora

A energização da leitora é feita por um potencial DC fornecida por uma bateria de 9 V que por meio de um regulador de tensão reduzirá para 5 V, energizando os componentes de menor consumo como o microcontrolador e o *display*. O CI U2270B deverá ser energizado diretamente com a tensão de 9 V, devido à potência exigida pelo acoplamento magnético.

4.4 CONCLUSÃO

Este capítulo é de vital importância para o objetivo deste trabalho, uma vez que descreveu matematicamente o sistema, ou seja, modelou as características físicas do sistema de forma a fornecer diretrizes para o desenvolvimento do projeto, principalmente na confecção das bobinas. As descrições detalhadas dos módulos do *tag* e dos componentes importantes da leitora esclareceram de forma concreta todas as partes que compõem o sistema e seus mecanismos de funcionamento. No próximo capítulo serão abordados os testes que foram realizados durante e depois do desenvolvimento, e são fundamentais para mostrar os resultados obtidos pela metodologia abordada neste trabalho.

5 RESULTADOS

Neste capítulo, serão abordados os resultados e os métodos utilizados para alcançá-los, tanto no decorrer do desenvolvimento como ao final do projeto. Por meio dos resultados obtidos, será possível verificar o comportamento funcional do sistema de biotelemetria passiva, comparar as respostas práticas obtidas e avaliar a aplicação escolhida para o sistema.

Para a realização dos testes foram utilizadas as bobinas $L_{tx}=394 \mu\text{H}$ e $L_{tag} = 1 \text{ mH}$, cujos parâmetros estão na tabela 2.

Tabela 2: Parâmetros medidos e calculados para as duas bobinas utilizadas nos testes.

BOBINAS	L_{tag}	L_{tx}
Indutância	1mH	394 μH
Fio	AWG 31	AWG 20
Raio do fio	0,2268 mm	0,4059 mm
Espiras (N_{tx})	234	72
Espessura (l_{tag})	2,04 mm	2,43 mm
Largura (l)	16,3 mm	20,2 mm
Resistência intrínseca (R_{tag})	20 Ω	8,6 Ω
Fator de Qualidade (Q_{tag})	41	40

Para a realização de todos os testes a bobina L_{tag} foi posicionada em paralelo e coaxialmente em relação à bobina de excitação L_{tx} energizada pela leitora em 8 V. A figura 25 ilustra este posicionamento com um experimento realizado a uma distância de 1 cm.

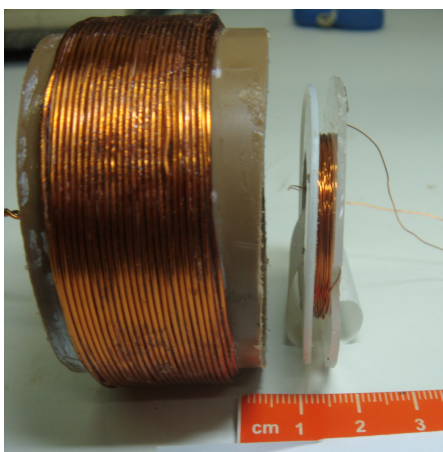


Figura 25 – Posicionamento das bobinas (distância 1 cm) para os testes realizados.

Como o sistema do *tag* é composto por três partes principais, é importante avaliar, em cada uma das partes, se os sinais de entrada e de saída são coerentes e, ao final, dispor os dados e resultados de forma clara e objetiva para que no próximo capítulo estes dados possam ser analisados e discutidos.

5.1 TESTE DA POTÊNCIA

A mensuração da potência obtida por meio do *link* indutivo, para as bobinas $L_{tx}=394\ \mu\text{H}$ e $L_{tag} = 1\ \text{mH}$, cujos parâmetros constam na tabela 2, foi realizada nas distâncias d , estabelecidas de 1, 2 e 3 cm. Variando a carga RL (aleatoriamente no intervalo de 1 até 100 $\text{k}\Omega$), e medindo o potencial sobre elas, conforme mostra o esquemático do circuito utilizado para o teste na figura 26.

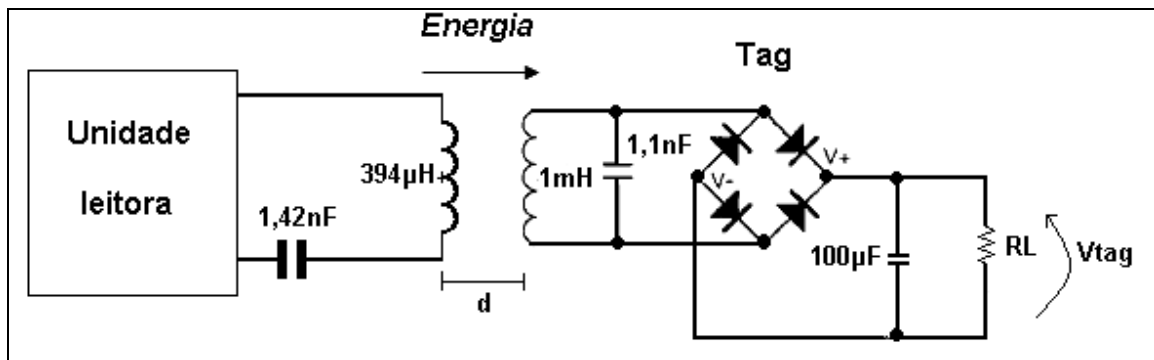


Figura 26 – Esquemático do circuito utilizado nos testes para determinação de potência.

Os testes são realizados com as bobinas posicionadas como mostra a figura 25, L_{tag} posicionada em paralelo e coaxialmente em relação à bobina de excitação L_{tx} energizada pela leitora em 8 V. Os resultados obtidos para cada uma das distâncias estabelecidas podem ser vistos na tabela 3, onde os valores de corrente e potência são calculados em função da resistência RL e do potencial medido V_{tag} , como mostra a figura 26.

Tabela 3 - Parâmetros medidos e calculados para três distâncias com a finalidade de determinar os valores de potência.

RL(kΩ)	d = 3 cm			d = 2 cm			d = 1 cm		
	V _{tag} (rms)	I _{tag} (mA)	P(mW)	V _{tag} (rms)	I _{tag} (mA)	P(mW)	V _{tag} (rms)	I _{tag} (mA)	P(mW)
1	0,563	5,63	3,17	0,83	8,30	6,89	1,31	13,1	17,16
2,2	4,93	4,93	24,3	6,82	6,82	46,5	9,91	9,91	98,21
4,7	9,31	4,23	39,4	12,60	5,73	72,2	17,84	8,11	144,7
6,8	16,50	3,51	57,9	22,88	4,87	111	31,35	6,67	209,1
10	21,92	3,22	70,7	31,40	4,62	145	40,00	5,88	235,3
15	30,35	3,04	92,1	41,54	4,15	173	46,48	4,65	216
16	41,80	2,02	84,6	49,35	3,29	162	51,90	3,46	179,6
22	43,20	2,61	113	50,38	3,15	159	52,95	3,31	175,2
33	49,37	1,96	96,9	55,00	2,50	138	56,20	2,55	143,6
39	53,42	1,50	79,9	59,47	1,80	107	60,20	1,82	109,8
47	54,72	1,37	75,0	60,00	1,54	923	60,80	1,56	94,79
56	55,96	1,16	65,2	60,00	1,28	76,6	61,40	1,31	80,21
68	56,47	0,99	56,4	61,36	1,10	67,2	61,80	1,10	68,20
100	57,00	0,83	47,3	61,78	0,909	56,1	61,90	0,910	56,35

Conforme a distância aumenta de 1 para 3 cm, a tensão máxima sobre a carga diminui, ou seja, para um valor constante de carga, a tensão sobre ela é reduzida com o aumento da distância. É possível notar na tabela 3, que o valor da potência para uma determinada distância cresce até um valor máximo para depois decair.

A figura 27 mostra o potencial V_{tag} em função da corrente I_{tag} do *tag* para as três distâncias estabelecidas. A sequência de pontos para cada uma das três distâncias deveria regridir para uma reta, segundo (23), conhecida como reta de carga. Para distâncias distintas, as retas de regressão linear teoricamente são paralelas, pois a inclinação, ou seja, o coeficiente angular é a resistência interna da bobina do *tag*. Quanto mais próximo às bobinas, maior a tensão sobre o *tag* e também a corrente de curto-circuito.

Isto não ocorre na prática, como pode ser visto na figura 27, a sequência de pontos tendem a um valor máximo de V_{tag} , devido a não linearidade que começa a acontecer depois dos 15 V. Esta não linearidade provavelmente é resultado das altas tensões sobre o *tag*, especificamente sobre o capacitor C_{tag} , cujo valor limite especificado para funcionar corretamente é de 15 V, como a tensão sobre ele, dependendo da carga pode chegar até 60 V, sua rigidez dielétrica é quebrada e o capacitor começa a conduzir corrente. Como a região que o *tag* trabalha esta abaixo da não linearidade, este comportamento não compromete em nada os testes e os resultados.

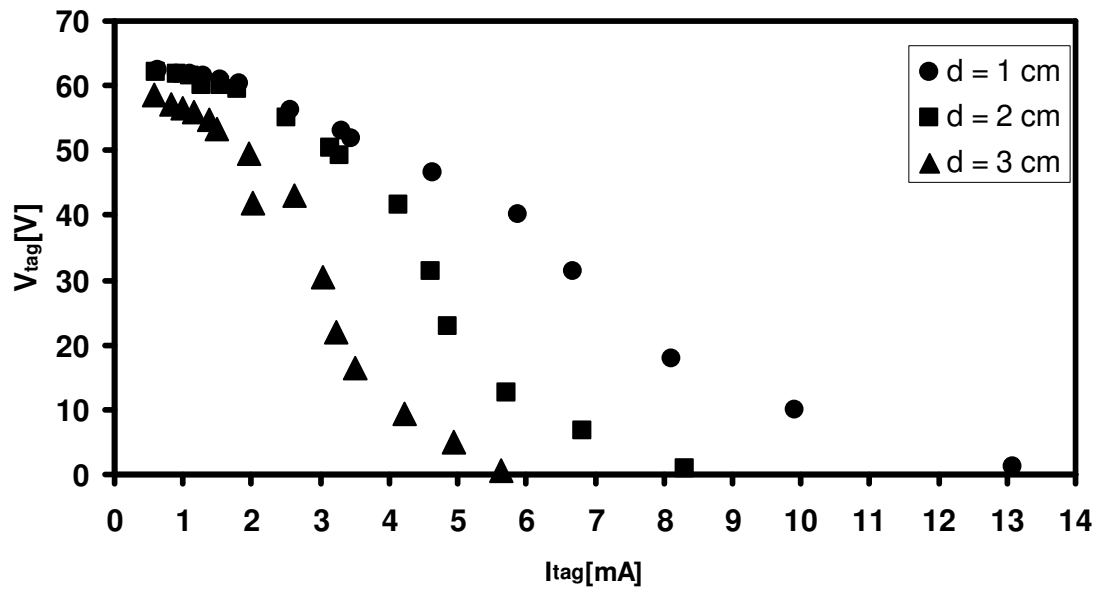


Figura 27 – Potencial V_{tag} medido em função da corrente I_{tag} na bobina L_{tag} para três distâncias distintas.

Ignorando os valores acima dos 15 V, é possível determinar as retas de regressão linear das curvas da figura 27, como mostra a figura 28, sem a interferência da não linearidade, causada pelos elevados valores de tensão sobre o capacitor C_{tag} .

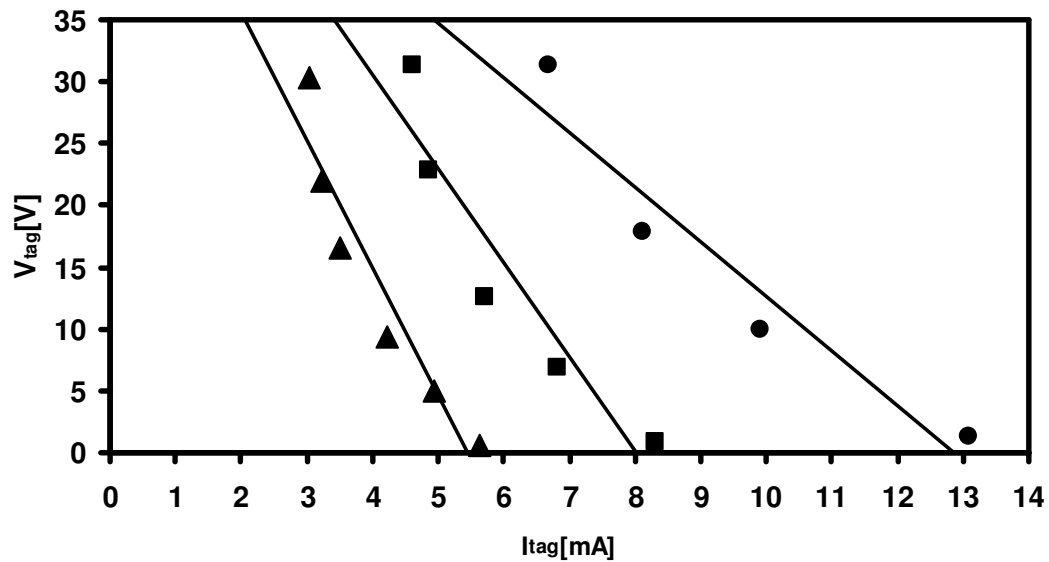


Figura 28 – Retas de regressão linear para as três distâncias determinadas.

As potências máximas estão no meio das retas de regressão linear, e podem ser determinadas pelas equações destas retas, que estão determinadas para cada uma das distâncias, com a corrente I_{tag} em mA. Para 3 cm (o pior caso) é

$$V_{tag} = -6,256 \cdot I_{tag} + 35,78, \quad (44)$$

para 2 cm,.

$$V_{tag} = -4,5447 \cdot I_{tag} + 38,33 \quad (45)$$

e para 1 cm,

$$V_{tag} = -3,2408 \cdot I_{tag} + 43,304 \quad (46)$$

As potências máximas determinadas pelas equações 44, 45 e 46 podem ser vista na tabela 4.

Tabela 4: Potências máximas para as distâncias estabelecidas.

D (cm)	Potência (mW)	Corrente (mA)
1	144	6,68
2	80,8	4,21
3	51,1	2,85

Apartir das equações de regressão calculadas para as três distâncias, 44, 45 e 46, na equação da potência ($P_{tag} = V_{tag} \cdot I_{tag}$) é encontrada a equação teórica da potência (em mW) em função da corrente, I_{tag} , também fornecida em mA. Para 3 cm ela é determinada como

$$P_{tag} = -6,256 \cdot I_{tag}^2 + 35,78 \cdot I_{tag}, \quad (47)$$

para 2 cm,

$$P_{tag} = -4,5447 \cdot I_{tag}^2 + 38,33 \cdot I_{tag} \quad (48)$$

e para 1 cm,

$$P_{tag} = -3,2408 \cdot I_{tag}^2 + 43,304 \cdot I_{tag} \quad (49)$$

A figura 29 mostra as curvas teóricas das potências em função da corrente para as três equações (47), (48) e (49). Elas esclarecem as possíveis potências que podem ser alcançadas pelo *tag* nas determinadas distâncias. O ápice da curvatura das parábolas são os máximas potências já vistas na tabela 4.

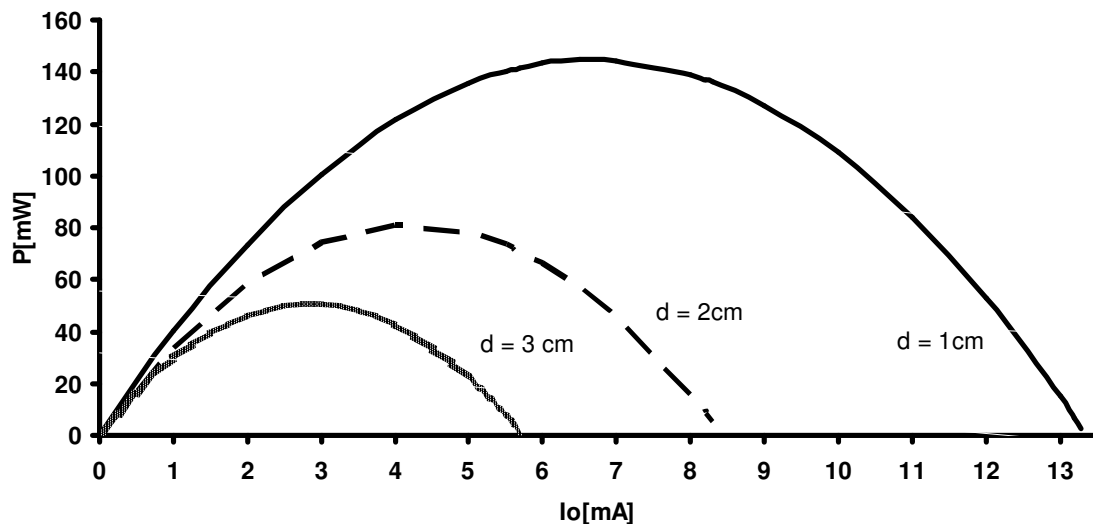


Figura 29 - Curva teórica de potência do *tag* em função da corrente para três distâncias, obtidas a partir das retas de regressão.

É possível concluir, por meio dos resultados obtidos nas figuras 27 e 29, que, para 3V, por exemplo, com um regulador de tensão é possível disponibilizar uma corrente de aproximadamente 12,4 mA no *tag* para a distância de 1 cm em relação à leitora (valor obtido pela equação 46). A mesma conclusão é válida para a potência, ou seja, para uma determinada potência são possíveis diferentes valores de correntes. Com estes resultados é possível determinar com antecedência se o *link* indutivo fornecerá potência suficiente para energizar os dispositivos escolhidos para a unidade de controle e sensora.

5.2 ANÁLISE DO SINAL DC

Na unidade de controle um potenciômetro de $500\ \Omega$ foi colocado no lugar da unidade sensora, como mostra a figura 30, este teste teve como objetivo verificar se o sinal DC fornecido pelo regulador de tensão (MCP17022802E) do *tag* conseguiria manter um potencial constante de 2,8 V para a unidade de controle e a carga.

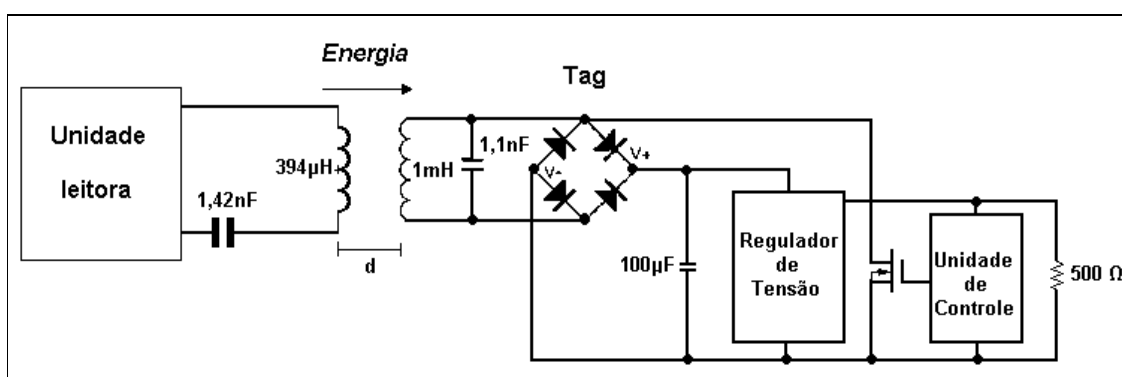


Figura 30 – Esquemático utilizado para o teste de análise do sinal DC

Variando a distância para 1, 2 e 3 cm, foi verificado o valor da variação do potencial na ponte retificadora e na saída do regulador de tensão. Como resultado verificou-se que para as distâncias de 2 e 1 cm, o *link* indutivo conseguiu manter uma tensão suficiente para que o regulador de tensão mantivesse um potencial constante de 2,8 V em sua saída. Para 3 cm, o *link* indutivo não conseguiu manter o valor mínimo de 3,8 V, exigido pelo fabricante, na entrada do regulador, necessários para manter uma potencial constante de 2,8 V nas cargas.

5.3 ANÁLISE DA MODULAÇÃO E DEMODULAÇÃO DO SINAL

A análise da modulação e demodulação do *tag* consiste em avaliar se a atenuação do sinal na bobina L_{tag} é suficiente para que o CI U2270B perceba esta variação e coloque na saída um sinal proporcional ao tempo de atenuação. O objetivo deste teste não é avaliar se todos os bits foram enviados ou chegaram corretamente. Como resultado para 1 cm, temos a

figura 29 (b) que mostra o sinal modulado (LSK) na bobina do *tag* (transmitido para a leitora). O sinal recebido e demodulado na saída do CI U2270B é mostrado na figura 31 (a). Os testes foram realizados com as bobinas da tabela 2 e posicionadas como mostra a figura 25 na distância de 1 e 2 cm. Os dados transmitidos foram copiados de um *tag* bovino que obedece a norma NBR 15006 (2003).

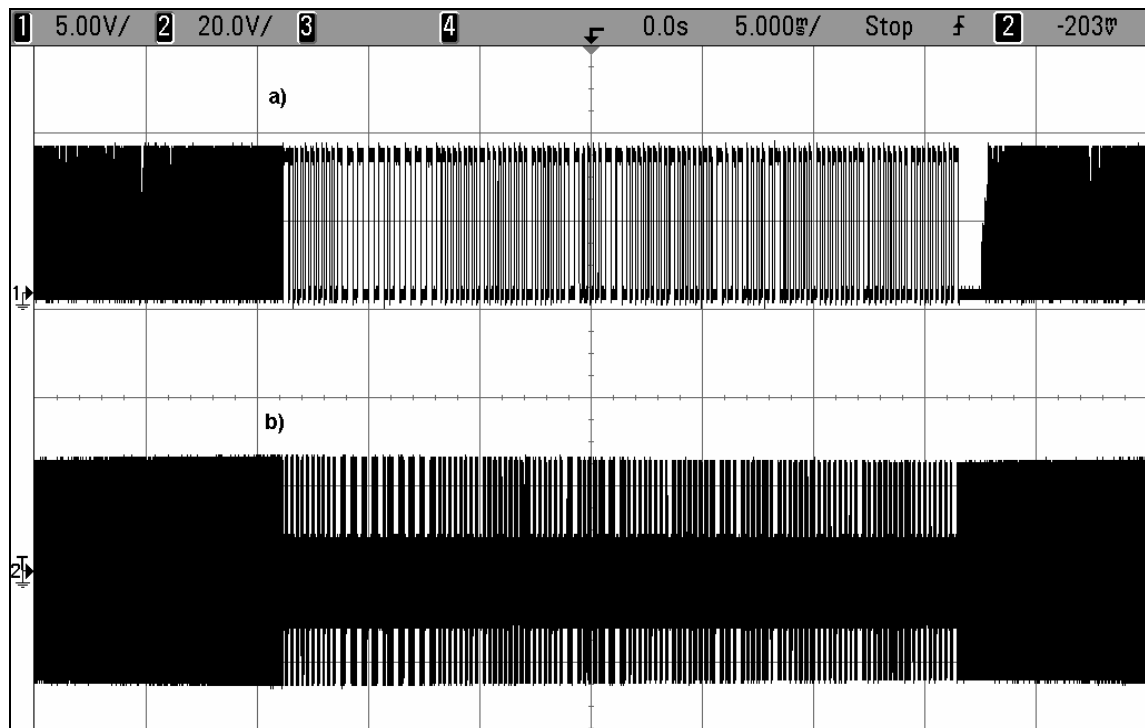


Figura 31 - (a) Sinal recebido e demodulado pelo U2270B na leitora. (b) Sinal modulado na bobina *Ltag*.

Quando o *link* indutivo não está sendo modulado, a saída do CI U2270B fica preenchida com pulsos resultantes de ruídos, que são as partes pretas que existe antes e depois dos dados demodulados da figura 31 (a).

Comparando qualitativamente os dados enviados, figura 31 (a), com os recebidos, figura 31 (b), é possível visualizar que o processo de demodulação e modulação estão funcionando corretamente para a distância de 1 cm. Para a distância de 2 cm, a leitora não conseguiu demodular os dados.

5.3.1 Teste para Determinar o Índice de Modulação LSK

Com o *link* indutivo transferindo os dados, a próxima etapa é determinar qual será o índice de modulação LSK adotado por meio do resistor colocado em série com o dreno do transistor MOSFET. O método para determinar o valor do resistor consiste basicamente em posicionar as bobinas conforme a figura 25, na maior distância que a leitora consegue ler o *tag*, 1 cm. Variando de zero até um valor limiar de resistência, um potenciômetro colocado no lugar do resistor, figura 32, determina o índice de modulação. O valor da resistência é limiar porque está na iminência da interpretação por parte da leitora, ou seja, um acréscimo na resistência faz com que a leitora não consiga demodular o código e os bits deixem de ser legíveis na saída do U2270B. Como resultado, foi encontrada uma resistência de aproximadamente 121 Ω e um índice de modulação de 60%.

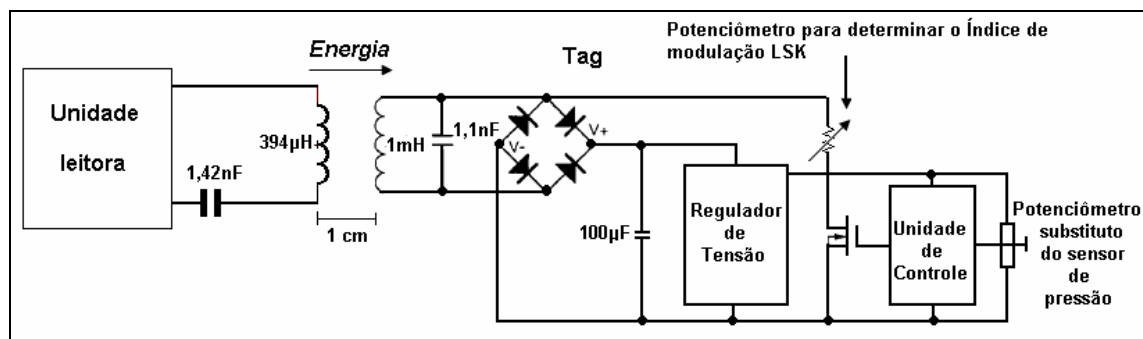


Figura 32 - Esquemático utilizado para o teste que determina o índice de modulação por meio de um potenciômetro.

5.4 ANÁLISE DO PROTOCOLO DE COMUNICAÇÃO

O protocolo de comunicação gerado pela unidade de controle deve obedecer aos valores determinados pela norma NBR 15006 (2003). Caso isto não ocorra, a leitora não conseguirá interpretar as informações transmitidas pelo *tag*. A norma determina que no período de tempo de 0,23845 ms um bit deve ser representado, ou seja, neste intervalo de tempo um bit 0 ou 1 deverá estar representado. Para que isto seja possível a unidade de controle deverá gerar o sinal a uma taxa teórica de 4.194 bits/s. A figura 33, retirada de um

osciloscópio digital, mostra os resultados obtidos pela unidade de controle na geração sequencial de um bit 0 e 1, em um intervalo de tempo individual para cada bit, de 0,23803 ms.

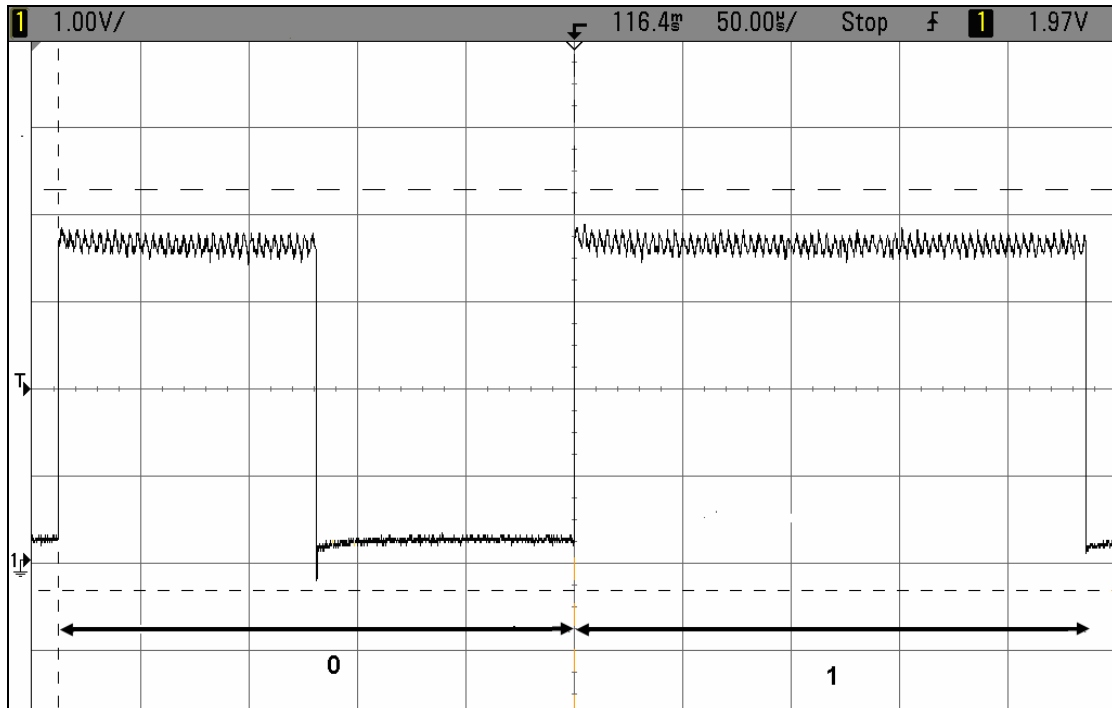


Figura 33 - Forma de onda gerada pela unidade de controle, na qual pode se ver um “0” seguido de um “1” DBP em sequência.

A diferença do valor gerado e do valor especificado, aproximadamente 3 μ s, está dentro da variação de oito ciclos permitida pela norma NBR 15006 (2003). Os valores gerados deverão ser interpretados pela leitora desta forma. A figura 34 mostra o *frame* completo gerado pela unidade de controle. É possível observar a inserção de um bit 1 a cada 1 byte enviado, como também é notório observar que quando a unidade de controle não está enviando o protocolo, a saída permanece com o potencial em zero (mantendo o transistor modulador LSK desligado), desta forma há a redução do consumo de energia no *tag*.

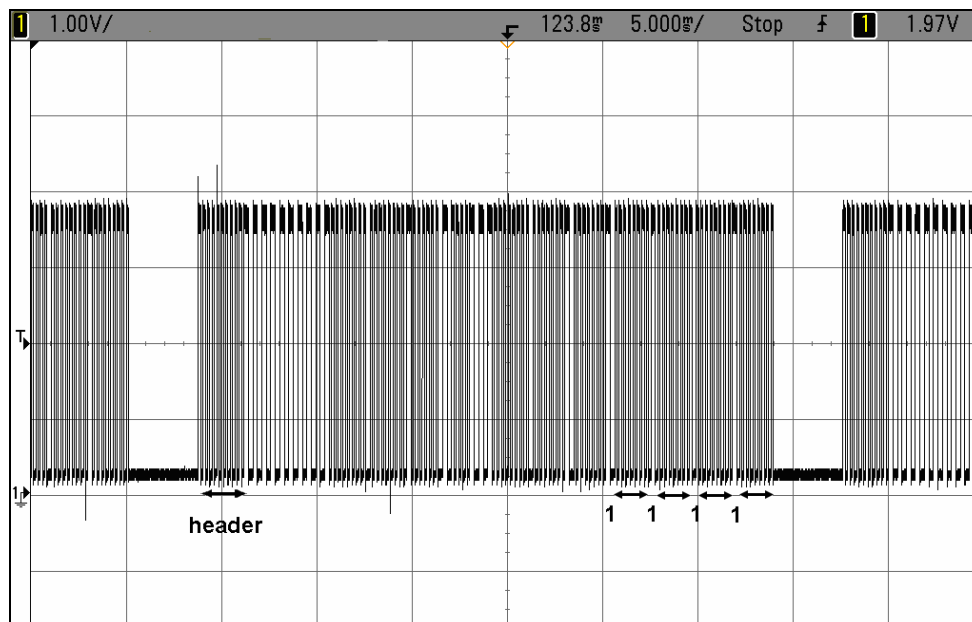


Figura 34 – *Frame* gerado pela unidade de controle, no qual é possível observar alguns bits “1” de separação entre cada byte e o *header*.

5.4.1 Teste do CRC

Os testes realizados anteriormente não tinham como objetivo garantir que os dados enviados estavam corretos. Para que a leitora possa identificar se os dados que estão sendo enviados estão realmente chegando sem nenhum bit errado, ela faz a conferência dos bits por meio do algoritmo de CRC. Depois de calculado pelo algoritmo o resultado é comparado com o valor de CRC enviado pelo *tag* em seu respectivo campo. Caso o valor do CRC calculado no *tag* seja diferente do calculado pela leitora, os dados são descartados e a leitora lê novamente dos dados. Este processo se repete por 40 vezes, depois disto é mostrado no *display* a mensagem “ERRO DE LEITURA”. A NBR 15006 (2003) sugere em seus anexos o uso de um algoritmo, escrito em linguagem *assembler*, para calcular o CRC. Tendo como referência a norma, o algoritmo foi implementado em linguagem C e testado, com valores copiados de um *tag* bovino, em *software*, para depois ser implementado no *firmware* do microcontrolador da unidade de controle. Este teste resultou em um algoritmo de CRC implementado em uma arquitetura de 16 bits, com uma funcionalidade comprovada por meio dos testes.

5.5 TESTE PARA DETERMINAÇÃO DA EQUAÇÃO DA LEITORA

Este teste tem por finalidade determinar a equação que a leitora utilizará em seu *firmware*, em substituição a equação (42), quando a unidade sensora for o sensor MP3V5050. Devido a dificuldades de se obter o sensor de pressão no mercado de componentes, ele foi substituído nos testes por um potenciômetro de 1 k Ω . Desta maneira a leitora foi configurada para mostrar no *display* de cristal líquido o valor do conversor A/D de 10 bits em função do potencial, como se fosse o sensor de pressão. Para conseguir uma resposta satisfatória, 65 valores equidistantes de potencial foram escolhidos (apêndice A), dividindo o potencial de energização do *tag* (2,8 V) pelo total de pontos. Com a equação (42) foram determinados os valores teóricos de pressão que serão convencionados como verdadeiros para cada valor de potencial determinado. A figura 35 mostra a relação dos valores do conversor A/D em função da pressão, para a faixa entre 5,3 e 26,6 kPa.

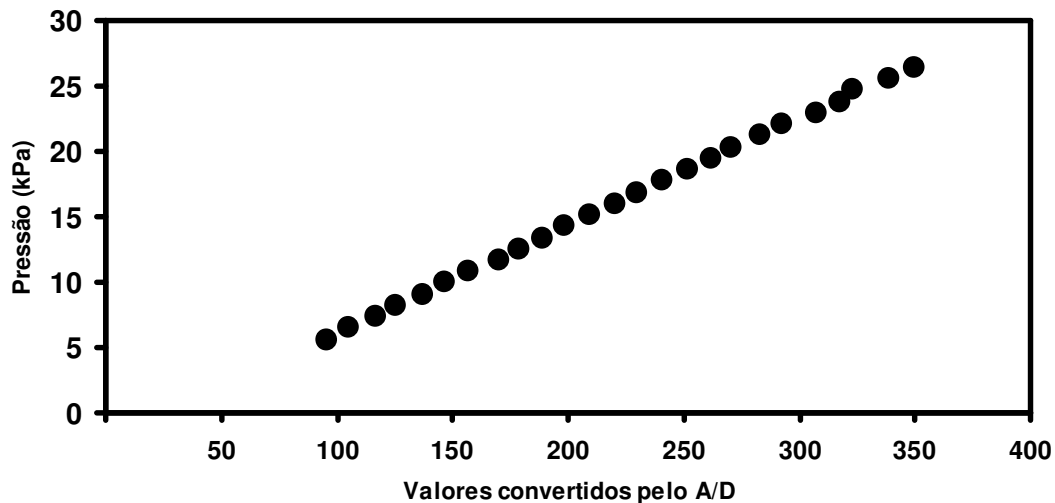


Figura 35 – Relação entre os valores de pressão e os potenciais convertidos pelo A/D de 10 bits interno da unidade de controle.

Calculando a reta de regressão linear dos pontos da figura 35 obtém-se como resultado principal a equação (43), já apresentada, que relaciona o valor de potencial convertido pelo A/D, no valor de pressão em pascal.

A equação da reta de regressão linear que calcula o valor da pressão em função do potencial de entrada na leitora, não considera os valores de incertezas de $\pm 0,06975$. Para determinar a incerteza dos valores medidos pelo *tag* e exibidos pela leitora na faixa especificada para a aplicação, foram calculados os valores convencionados como verdadeiros

por (42), para os piores valores, ou seja, os resultados foram subtraídos e somados de 0,06975 ($\pm 0,0225V$ s), formando duas colunas (uma para +0,06975 e outra para -0,06975) como pode ser visto nos apêndice A e B. Com os resultados da equação (43) é calculada a diferença entre os valores contidos nas duas colunas. Desta forma foi determinada, também em duas colunas (uma para a soma e outra para a subtração), a diferença entre o valor verdadeiro convencional resultante das operações entre (42) e $\pm 0,06975$, e o calculado pela reta de regressão linear (43). A diferença máxima encontrada é de -0,26 para a pressão de 5,70 kPa. O resultado exibido no *display* pela leitora, entre 5300 e 266000 Pa terá uma incerteza máxima teórica de 4,6%, o que é aceitável para um primeiro protótipo. Uma solução sensata para reduzir a incerteza a um valor máximo próximo dos 2,5% garantidos pelo fabricante do sensor, mas que não convém com os objetivos deste projeto, pois o foco da dissertação é o *tag*, é trocar o microcontrolador da unidade responsável pelo processamento dos dados na leitora por um outro que tenha mais memória.

5.6 TESTE DE MENSURAÇÃO REMOTA DE PRESSÃO

Com o objetivo de comprovar o funcionamento do sistema, um teste de leitura remota de pressão foi desenvolvido. Como o sistema não dispunha do sensor de pressão de baixo consumo MP3V5050 foi utilizado em seu lugar o sensor MPX4250, também desenvolvido pela Freescale Semiconductor. Como este sensor necessita de 5 V para ser utilizado, o circuito foi adaptado para o teste utilizando uma fonte externa regulada em 5 V, e um resistor de 500 Ω foi inserido no *tag* com o intuito de simular a carga do sensor, como mostra a figura 36.

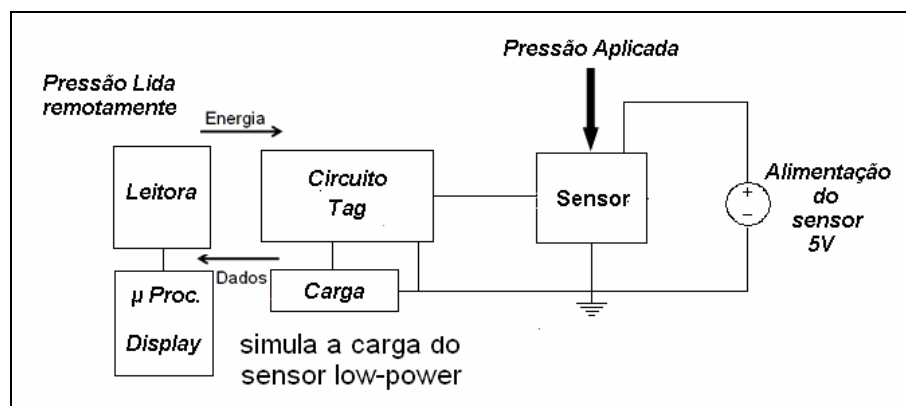


Figura 36 – Diagrama do teste desenvolvido para mensurar remotamente a pressão.

O sensor MPX4250 funciona com 5 V, tendo uma variação no sinal de saída entre 0 e 5 V. A troca do regulador de tensão do *tag* por outro do mesmo modelo (NCP 17023302), porém com um potencial de saída regulado para 3,3 V, faz com que a resolução do conversor A/D se torne um pouco pior. Para que o *tag* consiga mensurar corretamente o valor da pressão, o máximo potencial de saída do sensor (utilizando este regulador de tensão) deve ser de 3,3 V. Para conseguir este valor um divisor resistivo na saída do sensor foi implementado, ou seja, a saída do sensor de pressão foi ligada em um divisor resistivo que limitou a variação do sinal de saída entre 0 e 3,3 V.

Posicionando as bobinas da tabela 2, conforme figura 25, em 1 cm de distância e com um manômetro escalonado entre 0 e 300 torr, a pressão sobre o sensor foi sendo alterada e seu valor lido na leitora, como mostra a tabela 5. A leitora teve seu *firmware* (equação do potencial de saída em função da pressão) original modificado para atender às características intrínsecas do sensor MPX4250, conforme recomendação do fabricante.

Tabela 5: Valores inseridos no sensor de pressão e medidos pela leitora.

Nº	Pressão inserida no sensor (torr)	Pressão convertida (Pa)	Pressão medida teste1 (Pa)	Pressão medida teste2 (Pa)	Pressão medida teste3 (Pa)	Pressão medida teste4 (Pa)
1	50	6666	7197	7197	6912	7481
2	80	10666	12602	12318	11749	12602
3	100	13332	15163	14878	14878	14594
4	130	17332	18292	18008	18577	19146
5	150	19998	20853	21422	21422	21137
6	180	23998	24836	24551	24267	24836
7	200	26664	26827	27396	27112	27681
8	230	30664	30526	31664	31095	29957
9	250	33331	33655	34224	33940	33655
10	280	37330	37638	37354	37923	37354
11	300	39997	41906	40199	39630	40768

1 torr = 133,322 Pa

Calculando a reta de regressão linear para as 4 sequências de medições, teste1, teste2, teste3 e teste4, encontra-se o coeficiente de correlação igual a 0,9992. O gráfico da figura 34 mostra a dispersão dos valores em relação aos valores inseridos no sensor de pressão pelo manômetro e a reta de regressão dos pontos medidos, aqui chamada de reta de dispersão.

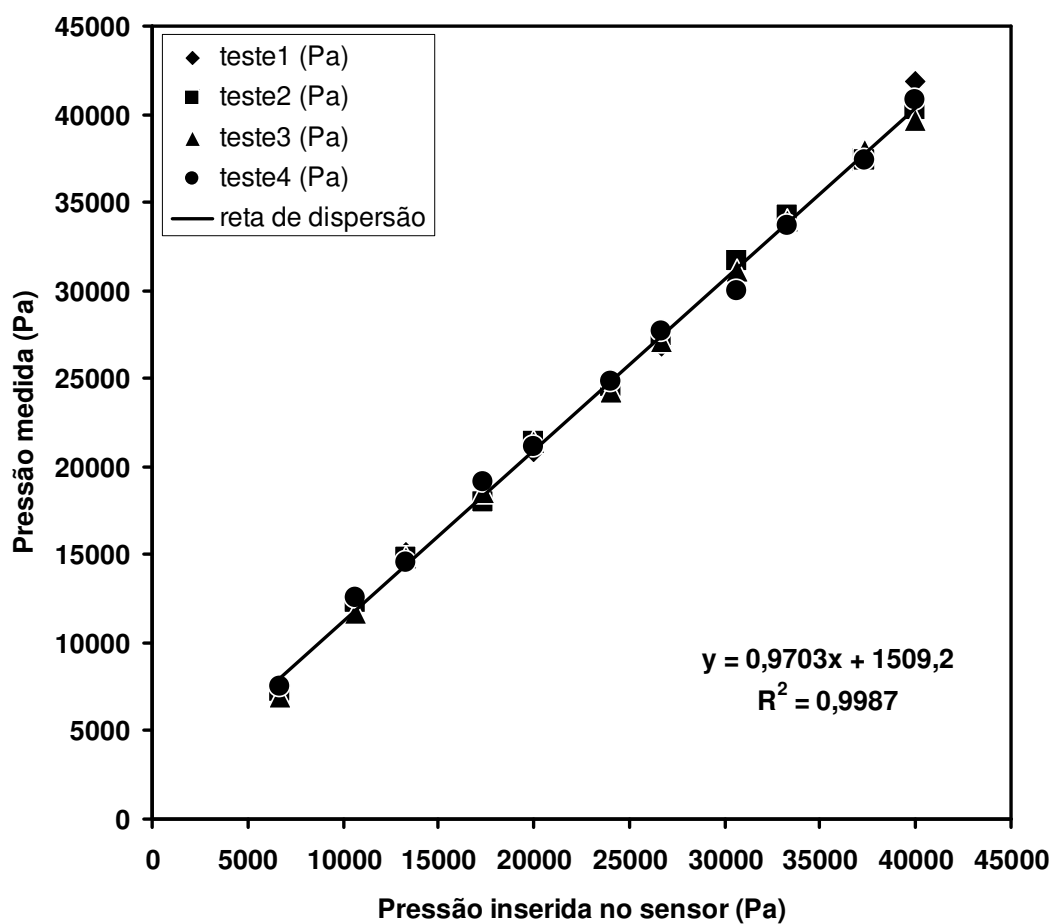


Figura 37 – Dispersão das medidas de pressão em relação a um valor de pressão convencionalizado como verdadeiro.

Como resultado foi obtido um desvio padrão experimental de 411 Pa, o que resulta em uma incerteza de repetitividade de ± 826 Pa, para uma probabilidade de 95%, calculada por meio do Coeficiente t-Student (Murray, 1977). Isto significa que existe 95% de probabilidade do erro aleatório se enquadrar dentro de uma faixa simétrica de ± 826 Pa.

5.7 TESTE DE INTERFERÊNCIA

Este teste teve por objetivo verificar como a leitora é influenciada por interferências, quando em presença de um material ferromagnético, pois existe a possibilidade do *tag*

apresentar problemas quando implantado próximo a uma prótese ou um marcapasso. Para realizar estes testes foi escolhido o pior caso: a utilização de um material que provavelmente faria interferências nas linhas de campo. O ferrite é um dos materiais mais utilizados para concentrar linhas de campos magnéticos em bobinas, indutores, transformadores, etc. Portanto, um bastão de ferrite com 5 cm de altura e 0,5 cm de raio foi escolhido e colocado nas proximidades das bobinas, que estavam posicionadas conforme exibe a figura 25.

Onze valores de tensão foram escolhidos aleatoriamente e ajustados no potenciômetro, segundo o circuito da figura 38, para, posteriormente, serem transmitidos na ausência e, em seguida, na presença do bastão de ferrite.

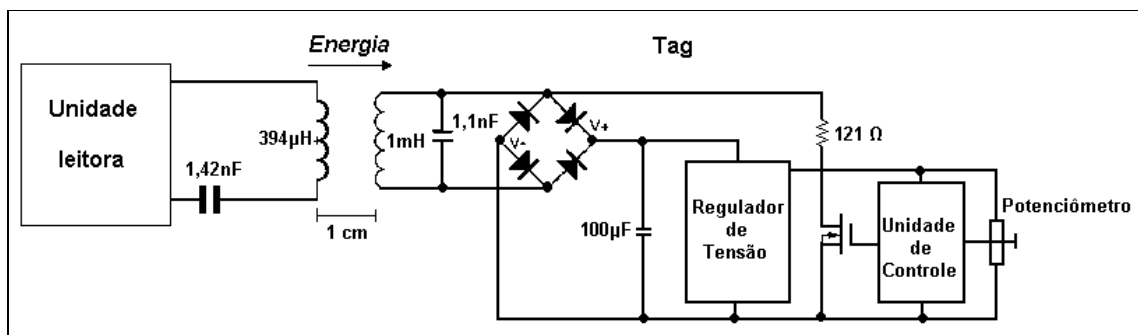


Figura 38 – Esquémático utilizado para o teste de interferência por meio de um potenciômetro como unidade sensora.

O bastão de ferrite foi sendo deslocado nas proximidades das bobinas até encontrar um lugar onde a leitora apresentasse dificuldades para ler. A região onde a leitora apresentou muitas falhas foi ao lado das bobinas em uma distância de 2 mm. Os resultados obtidos podem ser vistos na tabela 6, na qual (x) representa o retorno de “FALHA NA LEITURA” ou zero no *display* da leitora. Para cada valor foram realizadas cinco tentativas de leitura. Caso a leitora conseguisse retornar um valor válido e coerente, o teste, naquele valor, era considerado válido e seu valor inserido na tabela 6.

Tabela 6: Valores medidos e apresentados no *display*, com a presença de um bastão de ferrite localizado em um dos lados das bobinas a uma distância de 2 mm.

Valor teórico de tensão (V)	Valor verdadeiro convencionalizado de pressão (Pa)	Valor medido sem o ferrite (Pa)	Valor medido com o ferrite próximo (Pa)
0,878	15198	15271	15174
0,915	15932	16096	16058
0,961	16863	17086	x
1,009	17797	18076	x
1,055	18710	18956	18306
1,092	19444	19726	x
1,138	20357	20551	x
1,183	21250	21486	20876
1,228	22142	22256	x
1,268	22936	23136	x
1,312	23809	23906	x

5.8 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados, em conjunto com os critérios de parâmetros, os experimentos mais importantes realizados ao longo do desenvolvimento do sistema RFID. Nos testes realizados com o sistema RFID, foi possível avaliar quantitativa e qualitativamente seus resultados de modo a comprovar o seu funcionamento. Os métodos utilizados para os ensaios e os procedimentos de medição demonstraram ser suficientes para o objetivo proposto, que é validar a metodologia utilizada no desenvolvimento de um *tag* passivo que mensura pressão arterial. O próximo capítulo discute e conclui os resultados obtidos nos testes realizados.

6 DISCUSSÃO E CONCLUSÕES

6.1 ANÁLISE DOS RESULTADOS

6.1.1 Potência

A determinação da potência fornecida pelo acoplamento magnético entre a leitora e *tag* tem importância vital para o desenvolvimento e é o primeiro teste a ser realizado, porque é o que determina se o *link* indutivo tem a mínima potência necessária para energizar o *tag*. As curvas de potências não garantem que quando o *tag* estiver com a unidade de controle e a unidade sensora acopladas ele tenha potência suficiente para funcionar, mas indicam que o *link* indutivo não funcionará. Isto acontece devido aos consumos de energia do sistema que não foram considerados no teste de potência, como por exemplo, o do regulador de tensão. Portanto, se a curva de potência não mostrar que existe mais potência que o necessário para energizar as unidades de controle e sensora, o *link* indutivo não conseguirá energizar o *tag* suficientemente para ele funcionar.

O valor da potência determinado pela curva de potência, exibida na figura 29, mostra que é possível suprir a unidade de controle para as três distâncias, porém o sensor MP3V5050 tem consumo de corrente típico de 7 mA para um potencial mínimo de 2,7 V (FREESCALE, 2010). Com este resultado, é possível concluir mesmo sem ter utilizado o MP3V5050, que para as distâncias acima 2 cm, a leitora não conseguirá transferir energia suficiente para fazer com que o *tag* funcione, porém, para distâncias menores do que 2 cm, o *tag* terá energia para funcionar sem problemas.

6.1.2 Modulação e Demodulação

O teste para verificar a modulação da bobina do *tag*, por parte da unidade de controle, tem por objetivo comprovar se a leitora está conseguindo modular e demodular o sinal. Outra funcionalidade desse teste é encontrar o valor de resistência do resistor que fica

em série com o dreno do transistor MOSFET, ou seja, determinar o índice de modulação do sinal. Quanto maior for a resistência, menor será a atenuação da amplitude e o consumo de energia. Pelos resultados mostrados na figura 31, obtida de um osciloscópio digital, é possível visualizar que, com o resistor de 121Ω , todo o sinal modulado foi decodificado e interpretado com um pequeno atraso, o que comprova que a modulação pelo *tag* e a demodulação pela leitora estão funcionando corretamente para a distância de 1 cm. Para distâncias maiores do que 1 cm, a leitora não conseguiu fazer a leitura dos dados, mesmo demonstrando haver energia suficiente. Isto se deve ao fato do valor da indutância da bobina leitora, L_{tx} , estar muito baixa, o que pode ser contornado aumentando a indutância dela, uma vez que a potência se demonstrou mais que suficiente para energizar o *tag* na distância de 2 cm.

6.1.3 Protocolo de Comunicação e CRC

Este teste teve como objetivo verificar se os dados estão sendo transmitidos na taxa determinada pela norma, se o protocolo de comunicação está enviando todos os *bytes* corretamente e qual é a distância máxima que a leitora consegue lê-los. Segundo a figura 30, obtida de um osciloscópio digital, é possível visualizar que os valores de período estão dentro dos valores especificados pela norma NBR 15006 (2003). A figura 31 exibe a imagem de um *frame* completo, no qual é possível visualizar os bits de separação e o intervalo entre dois *frames*. Deste modo, ampliando o protocolo no osciloscópio, foi realizada uma análise inicial dos bits transmitidos e demodulados.

Os testes de CRC realizados em *software* foram muito importantes para a continuidade dos testes, ou seja, para ter certeza que o *tag* está transmitindo corretamente os bits para a leitora foi fundamental validar o algoritmo de CRC. Validado o funcionamento da implementação do CRC na unidade de controle, pode-se determinar os limites de leitura do *tag*, o que significa encontrar até que distância a leitora está lendo os dados. A leitora foi posicionada conforme a figura 25, a uma distância mínima de 0,3 cm sendo deslocada sucessivamente até 1 cm, obtendo um acerto de 100% na transmissão dos bits para este intervalo .

6.1.4 Análise do Teste de Pressão

Este teste objetivou consagrar a mensuração de pressão pelo sistema RFID passivo desenvolvido. Deste modo, a efetividade do sistema, perante este teste, conclui o objetivo principal do trabalho, que é a leitura instantânea remota de pressão. O valor de correlação obtido para pela reta de regressão linear para as quatro sequências de tomadas de valores são expressivos e comprovam a relação linear dos valores medidos com os valores esperados. Os erros existentes nas medições de pressão para a faixa selecionada são relativamente pequenos, e estão dentro da faixa de ± 826 Pa.

6.1.5 Análise da Interferência

Este teste teve como principal objetivo demonstrar como os objetos podem interferir no campo magnético e prejudicar a transmissão das informações entre a leitora e o *tag*. A presença de um material ferromagnético nas proximidades tende a reduzir a intensidade do campo magnético que está na direção do *tag* e, por consequência a potência, entregue pela leitora, necessária para energizar os módulos de controle e sensoriamento. Verificou-se pelo teste que a interferência de materiais influencia significativamente o alcance das leituras de uma *tag*, dependendo da posição e da região onde o material se encontra em relação às bobinas. Nos testes quando o ferrite estava posicionado ao lado da bobina leitora, com 2 mm de distância, a leitora não apresentou resultados. Para aplicações biomédicas, a interferência de materiais deve ser levada em consideração, pois existe a possibilidade de algum indivíduo apresentar uma prótese, de platina, por exemplo, que venha a dificultar o *link* magnético inviabilizando a energização do *tag*.

6.2 CONCLUSÕES

O projeto teve como objetivo principal o desenvolvimento de uma aplicação biomédica para mensurar pressão com a utilização da tecnologia RFID. Esta tecnologia que

está em ascendência, oferecendo uma nova e moderna forma de abordar a telemetria. Embora as simples etiquetas para rastreabilidade e controle de rebanhos e estoques ainda sejam as aplicações mais utilizadas, existe muita pesquisa, como esta, para embasar sua utilização como sensor de parâmetros biomédicos, neste caso, como de pressão arterial.

O método empregado no desenvolvimento do acoplamento magnético, utilizando os conceitos de circuitos elétricos para acoplamentos indutivos com bobinas de núcleo de ar, deduzidos e interpretados nos equacionamentos do capítulo 4, conduziram ao protótipo do *tag* (*layout* disponível no apêndice C e dispositivo mostrado em D). Os equacionamentos determinaram parâmetros elétricos do projeto e a obtenção de valores próximos ao real, garantindo valores suficientes de potência, aproximadamente 173 mW para 2 cm, sendo transmitidos da leitora para o *tag*. Isto garante o funcionamento do *tag* dentro de seus limites e valida uma metodologia para o desenvolvimento de transponders RFID com o intuito de monitorar parâmetros biomédicos. Na análise de potência ficou evidente que o acoplamento magnético não conseguiria energizar o *tag* suficientemente nas distâncias acima de 2 cm devido ao consumo da unidade sensora. Porém, um dos fatores que delimitou a distância máxima do sistema para 1 cm foi o valor da indutância da bobina leitora L_x . Esse valor pode ser contornado aumentando a indutância da bobina leitora, uma vez que a potência se demonstrou suficiente para energizar o *tag* na distância de 2 cm.

Para os parâmetros: potência da leitora, distância de 3 cm, eficiência do *link* indutivo e consumo do sensor MP3V5050, o sistema se encontrou acima dos seus limites máximos. As divergências entre os valores de distâncias objetivados e encontrados não invalidam a técnica de telemetria via transponder passivo em aplicações biomédicas, uma vez que a aplicação está funcionando perfeitamente para uma distância de 1 cm, o que é suficiente para implantes subcutâneos. Aumentando o valor da indutância, é possível aumentar os limites da leitora e fazer com que ela consiga ler o *tag* a uma distância de 2 cm.

O sistema desenvolvido apresentou como sendo um método eficiente para a leitura de parâmetros biomédicos, principalmente, por empregar técnicas de telemetria. Apresentando um alcance máximo de 1 cm de separação entre a bobina de leitura e o sensor, ele apresenta uma melhora na distância de 0,5 cm quando comparado com o sensor biotelemétrico passivo para avaliação da pressão arterial desenvolvido por Maeoka (2007).

O método de medição de pressão arterial por meio da tecnologia RFID desenvolvido neste trabalho vem agregar-se, ao conjunto já existente de estudos, equipamentos, ferramentas, etc, como sendo mais uma opção de monitoração de parâmetros biomédicos, como a pressão, utilizando a telemetria passiva.

6.3 TRABALHOS FUTUROS

O trabalho foi elaborado com dispositivos que estavam disponíveis, o que acaba limitando desempenho e área, devido às características referentes ao consumo de energia. Sugere-se para futuras melhorias a utilização de um transistor MOSFET com uma resistência de dreno maior. Isto diminuirá ou até suprimirá a resistência do resistor que se encontra em série com o *source*. Um MOSFET com um potencial entre *gate* e *source* menor do que 1,5 V exigirá menos potência gasta no chaveamento. A utilização de um sensor de pressão que consuma menos potência exercerá um reflexo maior no consumo geral do sistema do que um transistor de menor potencial entre *gate* e *source*, pois é o sensor de pressão que limita a mínima tensão na saída do sistema. Com um *tag* desenvolvido com um transistor e um sensor otimizado, é possível aumentar o número de espiras da bobina leitora, aumentando desta forma a distância entre a leitura e o *tag*, sem alterar a energização do sistema. O tamanho da área do protótipo pode ter uma redução significativa se forem utilizados diodos de germânio e capacitores feitos com encapsulamento SMD (*Surface Mounted Device*).

O *tag* também pode ser utilizado para transmitir o valor da temperatura junto com o valor de pressão, já que a unidade de controle (o microcontrolador utilizado neste trabalho) possui internamente um sensor de temperatura. O valor da temperatura pode ser transmitido, nos campos vagos não usados do protocolo de comunicação, conforme foi mostrado na figura 18. As utilizações de bobinas com núcleo de ferrite requerem um campo de visada, porém, conseguem prover mais potência ao *tag*, o que poderá aumentar a distância. Um estudo que resulta em um protótipo utilizando, na bobina do *tag*, um núcleo de ferrite ou um outro material com as mesmas propriedades magnéticas agregará valores a este trabalho e também fica como sugestão para futuros trabalhos.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ARAUJO, T.L.; ARCURI, E.A.M.; MARTINS, E. Instrumentação na medida da pressão arterial: aspectos históricos: conceituais e fontes de erro. Rev. Esc. ENF. USP, V.32, N.1, P.33-41, ABR. 1998. Dorigo, M. Ant colonies for the traveling salesman problem. **BioSystems**, v. 43, n. 2, p. 73-81, 1997
- ARTMANN, R. Electronic identification systems: State of the art and their further development, **Computers and Electronics in Agriculture**, v. 24, p. 5-26, 1999.
- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. Identificação de animais por radiofrequência – Conceitos técnicos. NBR 15006: 2003, Rio de Janeiro, 2003.
- ATIVANICHAYAPHONG T.; WANG J.; HUANG W.- D.; RAO S.; TIBBALS H.F.; TANG S.- J.; SPECHLE S.J.; STEPHANOU H.; CHIAO J. - C. Development of an Implanted RFID Impedance Sensor for Detecting gastroesophageal Reflux. **IEEE International Conference on RFID**, mar, 2007.
- ATMEL CORPORATION, **U2270B**, Inc., Disponível em: www.atmel.com. Acesso em: 13 out. 2008.
- CUNHA, Alessandro F. RFID: Etiquetas Eletrônicas. **SABER ELETRÔNICA**, Disponível em: www.sabereletronica.com.br/secoes/leitura/670>. Acesso em: 11 dez. 2003.
- DOBKIN, Daniel M. **The RF in RFID In practice**. 1ºed. Oxford: Elsevier Inc, 2008.
- FINKENZELLER, Klaus. RFID Handbook: **Fundamentals and applications in contact less smart cards and identification**. 2º ed. New York: John Wiley & Sons, Ltd., 2003.
- FREESCALE SEMICONDUCTOR, **MP3V5050 series – 100 kPa on-chip temperature compensated & calibrated silicon pressure sensors**. Data Sheet. Freescale Semiconductor, Inc., Disponível em: www.freescale.com. Acesso em: 05 mar. 2010
- FREESCALE SEMICONDUCTOR, **MPX4250 series – 250 kPa on-chip temperature compensated & calibrated silicon pressure sensors**. Data Sheet. Freescale Semiconductor, Inc., Disponível em: www.freescale.com. Acesso em: 05 mar. 2010.

- GOMES, Hugo M. C. **Construção de um sistema de RFID com fins de localização especiais**. 2007. 91 f. Dissertação (Mestre em Engenharia Eletrônica e Telecomunicações) - Departamento de Eletrônica, telecomunicações e informática, Universidade de Aveiro, Aveiro, 2007.
- INTROCASO, Luiz. História da medida da pressão arterial 100 anos do esfigmomanômetro. **Arq. Brás. Cardiol.**, v.67, n.5, 1996.
- IRWIN, J. David. **Análise de Circuitos em Engenharia**. 4ª edição. São Paulo: Makron Books do Brasil, 2000.
- KO, W. H.; LIANG, S. P.; FUNG, C. D. F. Design of Radio-frequency Powered Coils for Implant Instruments. **Medical & Biological Engineering & Computing**, v. 15, p. 634-640, 1977.
- KO, W. H.; CONG, P.; YOUNG, J. D. Wireless Batteryless Implantable Blood Pressure Monitoring Microsystem for Small Laboratory Animals. **Sensors Journal, IEEE**, v. 10, p. 243-254, 2010.
- LIMA, Victor M. B. Vida de Gado: O Uso de Implantes Eletrônicos de Identificação e o Direito a Privacidade. IBDI – **Instituto Brasileiro de Direito da Informática**, Recife-PE, Abr. 2005. Disponível em: <<http://www.ibdi.org.br/site/artigos.php?id=73>>. Acesso em: 02 mai. 2008.
- MAEOKA , Graciele K. **Sensor Biotelemétrico Passivo Para Avaliação da Pressão Arterial**. 1997. 70 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Biomédica) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 1997.
- MAGNO, W.C., ARAUJO, A.E.P., LUCENA, M.A., MONTARROYOS E. Realizando Experimentos Didáticos com o Sistema de Som de um PC. **Revista Brasileira de Ensino de Física**, v. 26, n. 1, p. 117-123, 2004.
- MURRAY, R. Spiegel. **Manual de fórmulas e Tabelas Matemáticas**. 1ª edição. São Paulo: Editora McGraw-Hill do Brasil Ltda, 1977.
- MICROCHIP TECHNOLOGY. **MCP17022802E, Low Quiescent Current LDO Regulator**. Data Sheet. Microchip Technology, Inc., Disponível em: www.microchip.com Acesso em: 29 mar. 2010

- MU'NNANGI, S. R.; HAObIJAM, G.; KOTHAMASU, M.; PAILY R.; KSHETRIMAYUM R. S., CMOS capacitive pressure sensor design and integration with RFID tag for biomedical applications, **TENCON 2008 - 2008 IEEE Region 10 Conference**, p. 1-6, 2008.
- OLIVEIRA, Alessandro de S., PEREIRA Milene F. **Estudo da tecnologia de identificação por radiofrequência - RFID**. 2006. 84 f. trabalho de conclusão da curso (Graduação) Curso Superior de Engenheiro Eletricista. Universidade de Brasília, Brasília, 2006.
- PICHORIM, S. F. **Sistema Biotelemétrico Não Invasivo Para Medição da Temperatura Central do Corpo Utilizando Cápsula Sensora Ingerível**. 1995. 80 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Biomédica) - Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Centro Federal de Educação Tecnológica do Paraná, Curitiba, 1995.
- ROVERI, D. S. **Desenvolvimento de um Sensor Biotelemétrico Passivo para Medição de Forças Oclusais**, 2007. 97 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Biomédica) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2007.
- ROZ, T.; FUENTES, V. Using low power transponders and tags for RFID applications, Firmenschrift, **EM Microelectronic Marin, CH-Marin**. Disponível em: <www.emmicroelectronic.com/webfiles/Product/RFID/.../Wireless.pdf> Acesso em: 18 fev. 2009.
- SANTANA, Sandra R. M. RFID – Identificação por Rádio Frequência. **NET**, São Paulo, Seção RFID Identificação por Radiofrequência. Disponível em: <http://www.wirelessbrasil.org/wirelessbr/colaboradores/sandra_santana/rfid_01.html>. Acesso em: 1 mai. 2007.
- SCHNEIDER JR., B. **Sistema de Medição de Temperatura, Utilizando um Novo Método de Sensoriamento por Circuitos em Ponte e uma Nova Técnica de Comunicação por Sobre acoplamento Magnético, Aplicáveis em Biotelemetria**. 1994. 125 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Biomédica) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Centro Federal de Educação Tecnológica do Paraná, Curitiba, 1994.
- SILVA, M.T.P; VASCONCELOS, F.H.; PEREIRA, G.A.S. RF Interface for Intelligent Arterial Pressure Sensor Based in RFID Technology. 2008. **16th IMEKO TC4 Symposium: Exploring New Frontiers of Instrumentation and Methods for Electrical and Electronic Measurements**. p. 22-24, Florence, Italy, 2008.

STAVROS, C., TSOUKALAS, D., NEUKOMM, PETER. A. Miniature Pressure System With a Capacitive Sensor and a Passive Telemetry Link for use in implantable applications. **IEEE journal of microelectromechanical systems**, V. 9, N. 1, 2000.

TANG Z., SMITH B., SCHILD J. H., and PECKHAM P. H. Data Transmission from an Implantable Biotelemetry by Load-Shift Keying Using Circuit Configuration Modulator., **IEEE Transactions On Biomedical Engineering**. v. 42. n. 5. Mai. 1995.

TEXAS INSTRUMENTS. **MSP430F2012, microcontrollers. Data sheet.** Texas Instruments, Inc., Disponível em: www.ti.com. Acesso em: 30 jan. 2010

WEBSTER, J. G. **The Measurement, Instrumentation and Sensors Handbook.** Boca Raton, Florida, U.S.A. CRC Press LLC and Springer-Verlag GmbH Co, 1999.

WEBSTER, J. G. **Medical instrumentation – Application and Design.** 3ª edição, New York: John Wiley & Sons, Inc, 1998.

ULLERICH, S.; MOKWA, G.; BÖGGLER, G. vom; SCHNAKENBERG, U. Micro coils for an advanced system for measuring intraocular pressure, **Technical Digest 1st annual International IEEE-EMBS Special Topic Conference on Microelectronics in Medicine and Biology** p. 470–4, Lyon, France, 12–14, Out. 2000.

YAO, L.; DONG-SHENG, L.; XUE-CHENG, Z.; JIAN-BING, X.; FENG-BO, L.; SI-ZHEN, L., **Low power temperature sensor for passive RFID tag, IEEE International Symposium on Integrated Circuits**, Singapore p. 699-702 Out. 2009.

APÊNDICE A – Valores convertidos pelo conversor A/D

Tabela 7: Valores medidos pelo tag e apresentados na leitora.

Valores teóricos		Valores Medidos	Valores convertido pelo A/D a 1 cm						Média
1	0	0,015	0	0	0	0	0	0	0
2	0,04375	0,042	13	13	11	12	12	13	12
3	0,0875	0,085	17	17	17	17	17	17	17
4	0,13125	0,132	21	21	20	21	21	21	21
5	0,175	0,177	43	43	43	43	43	43	43
6	0,21875	0,214	53	53	53	53	53	53	53
7	0,2625	0,261	64	63	64	64	64	64	64
8	0,30625	0,305	75	74	74	75	75	75	75
9	0,35	0,357	87	88	86	87	87	87	87
10	0,39375	0,39	95	96	96	96	96	95	96
11	0,4375	0,434	106	105	105	105	106	104	105
12	0,48125	0,48	117	117	117	116	117	117	117
13	0,525	0,52	125	125	125	126	125	125	125
14	0,56875	0,564	138	137	137	137	137	138	137
15	0,6125	0,611	147	147	147	146	148	147	147
16	0,65625	0,655	157	157	155	157	157	156	157
17	0,7	0,705	170	170	171	171	169	171	170
18	0,74375	0,745	178	178	178	179	179	179	179
19	0,7875	0,785	189	190	189	190	189	189	189
20	0,83125	0,831	199	197	198	198	199	198	198
21	0,875	0,877	209	209	209	210	209	209	209
22	0,91875	0,918	221	221	220	221	219	221	221
23	0,9625	0,962	229	231	230	231	229	231	230
24	1,00625	1,005	240	241	241	240	241	241	241
25	1,05	1,051	252	252	252	253	251	250	252
26	1,09375	1,098	262	261	262	262	262	262	262
27	1,1375	1,136	271	271	269	271	271	271	271
28	1,18125	1,178	283	283	283	283	283	284	283
29	1,225	1,221	293	294	293	290	293	293	293
30	1,26875	1,263	308	308	308	307	308	308	308
31	1,3125	1,314	317	318	318	318	318	318	318
32	1,35625	1,353	297	328	329	327	329	329	323
33	1,4	1,403	339	339	339	339	340	339	339
34	1,44375	1,441	350	350	351	350	350	351	350
35	1,4875	1,4169	361	362	362	362	362	362	362
36	1,53125	1,534	372	371	372	372	371	372	372
37	1,575	1,572	387	387	387	386	387	386	387
38	1,61875	1,612	395	397	396	396	395	396	396
39	1,6625	1,671	410	410	410	409	410	411	410
40	1,70625	1,709	426	425	427	427	426	425	426
41	1,75	1,749	435	436	435	435	436	436	436
42	1,79375	1,798	446	445	446	444	445	445	445
43	1,8375	1,833	457	456	454	457	457	457	456
44	1,88125	1,887	469	469	469	467	466	469	468
45	1,925	1,923	481	480	481	481	481	481	481
46	1,96875	1,968	497	497	497	497	497	497	497

Valores teóricos		Valores Medidos	Valores convertido pelo A/D a 1 cm						
47	2,0125	2,011	509	508	477	507	509	509	503
48	2,05625	2,055	526	526	525	525	526	525	526
49	2,1	2,103	531	529	530	531	529	531	530
50	2,14375	2,147	547	545	545	545	543	547	545
51	2,1875	2,187	560	560	560	560	560	560	560
52	2,23125	2,238	579	579	579	579	578	579	579
53	2,275	2,272	593	593	593	593	593	593	593
54	2,31875	2,317	601	601	603	601	601	601	601
55	2,3625	2,347	629	628	629	628	627	628	628
56	2,40625	2,403	643	647	647	647	647	647	646
57	2,45	2,457	671	671	672	671	671	671	671
58	2,49375	2,492	683	684	683	683	683	683	683
59	2,5375	2,544	818	818	819	817	818	817	818
60	2,58125	2,573	861	861	862	859	861	861	861
61	2,625	2,633	902	902	901	901	900	901	901
62	2,66875	2,697	969	969	968	969	969	970	969
63	2,7125	2,717	983	983	983	983	985	982	983
64	2,75625	2,75	1023	1004	1002	999	1000	1001	1005
65	2,8	2,787	1022	1023	1021	1021	1011	1022	1020

APÊNDICE B – Determinação das incertezas em relação aos valores verdadeiros
convencionado

Tabela 8: Determinação das incertezas para a função do cálculo da pressão.

Valores Verdadeiros Convencionados da Pressão (kPa)	+ incerteza (kPa)	- incerteza (kPa)	Valor da Pressão (kPa)	+ incerteza (kPa) %	- incerteza (kPa) %
-2,22	-1,85	-1,99			
-1,35	-1,32	-1,46			
-0,49	-0,47	-0,61			
0,38	0,47	0,33			
1,25	1,36	1,22			
2,12	2,09	1,95			
2,99	3,03	2,89			
3,85	3,90	3,76			
4,72	4,93	4,79			
5,59	5,59	5,45	5,71	2,17	4,61
6,46	6,46	6,32	6,49	0,51	2,66
7,33	7,37	7,23	7,45	1,10	2,97
8,19	8,16	8,03	8,14	-0,31	1,41
9,06	9,04	8,90	9,14	1,14	2,67
9,93	9,97	9,83	9,94	-0,32	1,09
10,80	10,84	10,70	10,72	-1,13	0,17
11,67	11,84	11,70	11,86	0,22	1,40
12,53	12,63	12,49	12,53	-0,75	0,36
13,40	13,42	13,28	13,43	0,03	1,07
14,27	14,34	14,20	14,16	-1,27	-0,29
15,14	15,25	15,11	15,06	-1,24	-0,31
16,01	16,06	15,92	16,00	-0,41	0,46
16,88	16,93	16,80	16,79	-0,85	-0,02
17,74	17,79	17,65	17,66	-0,74	0,05
18,61	18,70	18,56	18,56	-0,74	0,01
19,48	19,63	19,49	19,40	-1,20	-0,48
20,35	20,39	20,25	20,13	-1,28	-0,59
21,22	21,22	21,08	21,16	-0,29	0,37
22,08	22,07	21,93	21,94	-0,60	0,04
22,95	22,91	22,77	23,19	1,23	1,83
23,82	23,92	23,78	24,02	0,40	0,98
24,69	24,69	24,55	24,46	-0,97	-0,40
25,56	25,68	25,55	25,77	0,34	0,89
26,42	26,44	26,30	26,67	0,85	1,38
27,29	25,96	25,82			
28,16	28,28	28,14			
29,03	29,04	28,90			
29,90	29,83	29,69			
30,76	31,00	30,86			
31,63	31,76	31,62			
32,50	32,55	32,41			
33,37	33,52	33,38			
34,24	34,22	34,08			
35,10	35,29	35,15			
35,97	36,00	35,86			

Valores Verdadeiros Convencionados da Pressão (kPa)	+ incerteza (kPa)	- incerteza (kPa)	Valor da Pressão (kPa)	+ incerteza (kPa)	- incerteza (kPa)
36,84	36,90	36,76			
37,71	37,75	37,61			
38,58	38,62	38,48			
39,44	39,57	39,43			
40,31	40,45	40,31			
41,18	41,24	41,10			
42,05	42,25	42,11			
42,92	42,93	42,79			
43,78	43,82	43,68			
44,65	44,41	44,28			
45,52	45,53	45,39			
46,39	46,60	46,46			
47,26	47,29	47,15			
48,13	48,32	48,18			
48,99	48,90	48,76			
49,86	50,09	49,95			
50,73	51,36	51,22			
51,60	51,76	51,62			
52,47	52,41	52,27			
53,33	53,15	53,01			

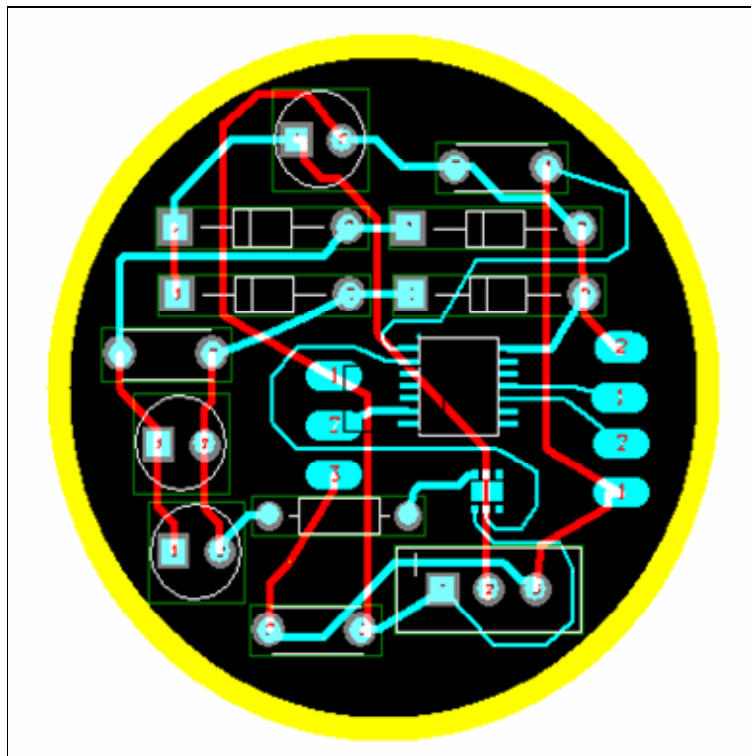
APÊNDICE C – *Layout do tag*

Figura 39 – Layout desenvolvido para o roteamento da placa de circuito impresso do *tag*.

APÊNDICE D – Dispositivo Telemétrico com Tecnologia RFID.

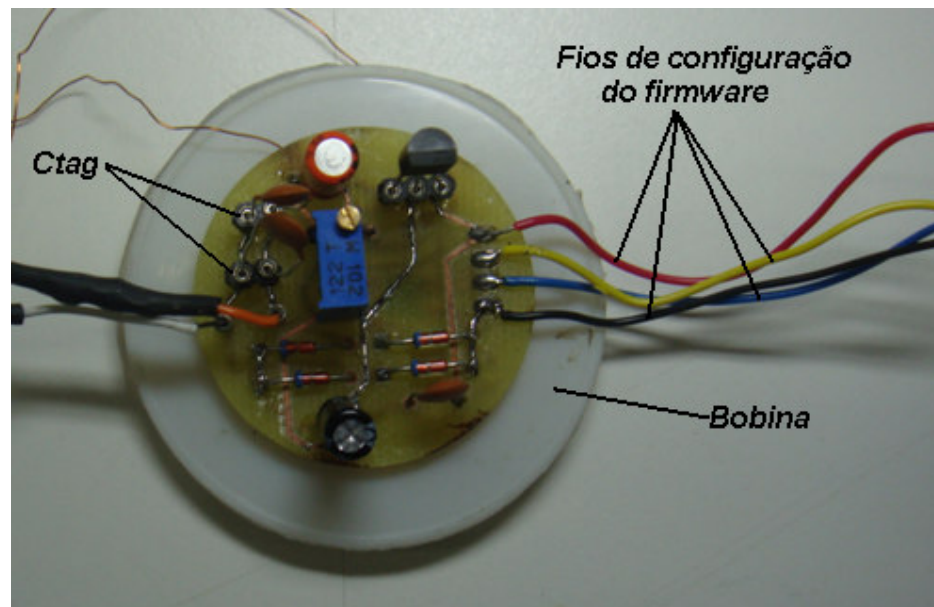


Figura 40 – Dispositivo telemétrico com tecnologia RFID desenvolvido.