

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA

RÔMULO MOTA VOLPATO

UMA TÉCNICA DE PREDIÇÃO DE TENSÃO NO ALVO EM
IDENTIFICAÇÃO POR RADIOFREQUÊNCIA PARA APLICAÇÕES EM
SENSORES IMPLANTADOS

Tese submetida ao Programa de pós-graduação em Engenharia Elétrica como parte dos requisitos para obtenção do Título de Doutor em Ciências em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Microeletrônica

Orientador: Professor Dr. Tales Cleber Pimenta

Novembro de 2012

Itajubá – MG

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA

RÔMULO MOTA VOLPATO

UMA TÉCNICA DE PREDIÇÃO DE TENSÃO NO ALVO EM
IDENTIFICAÇÃO POR RADIOFREQUÊNCIA PARA APLICAÇÕES EM
SENSORES IMPLANTADOS

Tese aprovada por banca examinadora em 14 de Novembro de
2012, conferindo ao autor o título de Doutor em Ciências em
Engenharia.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Tales Cleber Pimenta

Prof. Dr. Carlos Nazareth Motta Marins

Prof. Dr. José Feliciano Adami

Prof. Dr. José Antônio Justino Ribeiro

Prof. Dr. Paulo Cesar Crepaldi

Prof. Dr. Danilo Henrique Spadoti

Itajubá

2012

*Para a minha família, Juliana,
Tatiana e Túlio que são as razões
principais de todo o meu trabalho.*

“Superação é ter a humildade de aprender com o passado, não se conformar com o presente e desafiar o futuro.”

Hugo Bethlem

Agradecimentos

A Deus, pela dádiva da vida e por encontrar, em meu caminho, pessoas de grande fé e vontade de ajudar os seus semelhantes.

Ao Professor Dr. Tales Cleber Pimenta, pela incomensurável paciência na análise e formatação dos resultados obtidos nos ensaios e pelos preciosos conselhos que ajudaram sobremaneira a realização deste trabalho.

Ao Professor Dr. José Antônio Justino Ribeiro, pelas grandes contribuições técnicas para este trabalho.

Resumo

Com a atual tecnologia pode-se implantar dispositivos eletrônicos em seres humanos com finalidades terapêuticas. Assim, com a tecnologia sem fio pode-se monitorar algumas doenças e minimizar o incômodo ao paciente. Este trabalho trata da transmissão de energia entre o leitor e alvo na presença de tecido biológico. O objetivo é conseguir estimar a tensão de alvo conhecendo as características de interação entre os indutores usados no acoplamento indutivo. Usando a teoria de circuitos e técnicas de medição de indutância mútua, foi desenvolvido um método de cálculo para estimar a tensão no alvo com boa aproximação e alcance compatível para a aplicação em sistemas implantados. Foi discutido o efeito do tecido biológico na atenuação dos campos eletromagnético e sua influência na transmissão entre o leitor e alvo.

Abstract

The current technology it allows the implant electronic devices in human for therapeutic purposes. By using wireless technology, some diseases can be monitored and the patient's discomfort can also be minimized. This work discusses the energy transfer issue from the reader to the tag in the presence of biological tissue. It aims to estimate the voltage of the tag based on the interactions among the inductors used in inductive coupling. Based on circuits theory and techniques for measuring mutual inductance, it was developed a method of estimating the voltage at the tag with good approximation, proving compatible for implanted systems. It is discussed the effect of biological tissue in the attenuation of electromagnetic fields and their influence on transmission between the reader and the tag.

Sumário:

<i>Capítulo 1 Apresentação</i>	<i>1</i>
<i>1.1 Resumo Histórico</i>	<i>1</i>
<i>1.2 Motivação para o desenvolvimento do projeto.....</i>	<i>2</i>
<i>1.3 Desenvolvimento do tema.....</i>	<i>3</i>
<i>Capítulo 2 Conceitos Iniciais.....</i>	<i>5</i>
<i>2.1 Introdução.....</i>	<i>5</i>
<i>2.2 Conceito de Auto Indutância e Indutância mútua.....</i>	<i>5</i>
<i>2.3 Comportamento dos componentes do leitor e alvo em função da frequência.....</i>	<i>9</i>
<i>2.4 Análise do acoplamento entre alvo e leitor com ressonância simples.....</i>	<i>12</i>
<i>2.5 Análise do acoplamento entre alvo e leitor com ressonância dupla.....</i>	<i>18</i>
<i>Capítulo 3 Simulação da tensão de alvo.....</i>	<i>21</i>
<i>3.1 Introdução.....</i>	<i>21</i>
<i>3.2 Medição de indutância mútua entre os enrolamentos primário e secundário.....</i>	<i>21</i>
<i>3.3 Modelagem da carga do sensor implantado</i>	<i>22</i>
<i>Capítulo 4 Sistema de identificação com acoplamento indutivo.....</i>	<i>27</i>
<i>4.1 Sistema de identificação genérico.....</i>	<i>27</i>
<i>4.2 Descrição do circuito equivalente na conexão entre leitor e alvo.....</i>	<i>29</i>
<i>4.3 Análise da modulação de carga.....</i>	<i>31</i>
<i>4.4 Análise dos circuitos de alvo e leitor.....</i>	<i>33</i>
<i>4.5 Análise dos sinais gerados no alvo e recuperados no leitor.....</i>	<i>36</i>

<i>Capítulo 5 Comparação entre as simulações e os resultados experimentais.....</i>	<i>38</i>
<i>5.1 Método utilizado na medição da indutância mútua.....</i>	<i>38</i>
<i>5.2 Comparação entre as tensões calculadas e medidas no alvo.....</i>	<i>41</i>
<i>5.3 Comparações entre as medições de espaço livre e com tecido.....</i>	<i>44</i>
<i>5.4 Análise do campo eletromagnético na fronteira entre leitor alvo implantado.....</i>	<i>48</i>
<i>5.5 Regiões envolvidas nas análises dos efeitos do campo eletromagnético.....</i>	<i>50</i>
<i>5.6 Estimativa da atenuação no tecido biológico.....</i>	<i>53</i>
<i>5.7 Exigências Gerais para Sistemas sem fio.....</i>	<i>54</i>
<i>5.7.1 Normas para emissão.....</i>	<i>54</i>
<i>5.7.2 Normas de emissão para o sistema completo.....</i>	<i>57</i>
<i>Capítulo 6 Comentários e Conclusões.....</i>	<i>60</i>
<i>6.1 Comentários Gerais.....</i>	<i>60</i>
<i>6.2 Comparação entre os valores medidos e calculados.....</i>	<i>60</i>
<i>6.3 Sugestões para desenvolvimentos futuros.....</i>	<i>61</i>
<i>Artigos publicados.....</i>	<i>63</i>
<i>Capítulo de livro.....</i>	<i>63</i>
<i>Referências.....</i>	<i>64</i>
<i>Anexos.....</i>	<i>67</i>
<i>A.1 Modelagem de carga no sensor com o programa PSPICE.....</i>	<i>67</i>

Índice de Figuras

<i>Figura 2.1 – Influência mútua entre indutores submetidos a uma corrente variável no tempo, que caracteriza o acoplamento indutivo entre duas partes de um circuito elétrico.</i>	<i>6</i>
<i>Figura 2.2 – Indutores longos acoplados no mesmo eixo, com diâmetros próprios.</i>	<i>8</i>
<i>Figura 2.3 – Circuito equivalente do indutor em altas frequências. Em princípio, os elementos que o compõem são dependentes da frequência.</i>	<i>10</i>
<i>Figura 2.4 – Resultados das medições no indutor do projeto em função da frequência. Até 13MHz, valor de interesse no trabalho, a indutância final ficou pouco alterada.</i>	<i>11</i>
<i>Figura 2.5 – Circuito equivalente do capacitor em altas frequências, com destaques para os elementos parasitas a ele associados.</i>	<i>11</i>
<i>Figura 2.6 – Resultado da medição da frequência de um capacitor. Na faixa de frequências de interesse, o efeito é predominantemente capacitivo.</i>	<i>12</i>
<i>Figura 2.7 – Acoplamento com ressonância simples no secundário do transformador.</i>	<i>13</i>
<i>Figura 2.8 – Circuito equivalente apresentado ao secundário do transformador, levando em conta uma resistência desprezível no circuito interno do leitor.</i>	<i>14</i>
<i>Figura 2.9 – Circuito usado para a simulação da influência do fator de acoplamento sobre os valores envolvidos no comportamento do circuito do leitor e do alvo.</i>	<i>16</i>
<i>Figura 2.10 – Variação da Frequência de ressonância em função do fator de acoplamento e carga de 20 kΩ.</i>	<i>16</i>
<i>Figura 2.11 – Variação da frequência de ressonância em função do fator de acoplamento e carga de 2 kΩ.</i>	<i>17</i>
<i>Figura 2.12 – Circuito com sintonia dupla, associadas ao circuito do leitor e do alvo.</i>	<i>18</i>
<i>Figura 2.13 – Configuração usada na simulação. Os elementos que atuam como impedância de carga no secundário representam o circuito do alvo.</i>	<i>20</i>
<i>Figura 2.14 – Comportamento tensão sobre o alvo em função da frequência na condição de ressonância dupla, com o secundário montado em condição de ressonância paralela.</i>	<i>20</i>

<i>Figura 3.1 – Circuito acoplado por indutores, parte integrante da modelagem de transferência de energia entre o leitor e o alvo.</i>	<i>22</i>
<i>Figura 3.2 – Indutores conectados em série a) normal b) com um indutor invertido.</i>	<i>22</i>
<i>Figura 3.3 – Representação em série e paralelo para o efeito de carga representada pelo alvo no secundário do transformador e absorvida no capacitor de sintonia.</i>	<i>23</i>
<i>Figura 3.4 – Modelo equivalente entre para representar o comportamento global entre o leitor e o alvo, após a conversão do efeito da resistência de carga em paralelo para o seu equivalente em série.</i>	<i>24</i>
<i>Figura 3.5 – Comparação no cálculo com MATLAB® levando em consideração o efeito da variação de capacitância e de resistência de perdas do capacitor com a frequência.</i>	<i>26</i>
<i>Figura 4.1 – Diagrama simplificado do sistema de identificação, com destaques para as ações do leitor e do alvo em sua região de influência.</i>	<i>27</i>
<i>Figura 4.2 – (a) Diagrama em blocos do leitor, com destaque do detector síncrono exigido. (b) Representação do circuito equivalente do leitor, sem a influência do detector pelo fato de apresentar impedância muito elevada.</i>	<i>28</i>
<i>Figura 4.3 – Circuito equivalente mostrando as atuações do leitor e do alvo. Na base do transistor T_1 tem-se a excitação por uma rajada de bits $e_n(t)$ característica de cada aplicação.</i>	<i>29</i>
<i>Figura 4.4 – Resposta da modulação de carga vista no indutor L_1. Os valores acima do nível médio indicam a rajada de pulsos acoplados ao leitor.</i>	<i>30</i>
<i>Figura 4.5 – Espectro de frequências do sinal gerado na modulação de carga, considerada a excitação com uma forma de onda harmônica no tempo.</i>	<i>31</i>
<i>Figura 4.6 – Diagrama em blocos de um alvo usando RFID em uma aplicação genérica.</i>	<i>33</i>
<i>Figura 4.7 – Exemplo de um circuito do alvo, com a tensão contínua obtida por meio de uma retificação de onda completa com montagem em ponte.</i>	<i>34</i>
<i>Figura 4.8 – Sinais na saída do oscilador do circuito alvo (visto à direita) e sobre o indutor do circuito leitor.</i>	<i>34</i>
<i>Figura 4.9 – Circuito do leitor com um amplificador de potência em classe AB e detector de envoltória balanceado.</i>	<i>36</i>
<i>Figura 4.10 – Formas de onda no alvo e na saída do leitor, como analisados no osciloscópio, considerando a atenuação da ponta de prova.</i>	<i>37</i>
<i>Figura 5.1 – Montagem para a medição da tensão no alvo, conforme a posição relativa dos indutores.</i>	<i>39</i>
<i>Figura 5.2 – Montagem para a medição da indutância mútua, conforme a posição relativa dos indutores.</i>	<i>39</i>
<i>Figura 5.3 – Variação da indutâncias mútua em função da separação entre L_1 e L_2. Destacam-se os valores obtidos com medições e os encontrados teoricamente com o emprego de um polinômio de terceira ordem.</i>	<i>40</i>
<i>Figura 5.4 – Circuito usado para a medição da tensão de alvo, reprodução do discutido em um capítulo anterior no desenvolvimento proposto.</i>	<i>42</i>

<i>Figura 5.5 – Valores da tensão sobre o alvo obtidos para diferentes separações entre os indutores. Estes valores foram calculados com auxílio de uma codificação feita no programa Matlab®.</i>	42
<i>Figura 5.6 – Visão do circuito de medição da tensão de alvo, indicando a conexão completa entre o leitor e o alvo.</i>	43
<i>Figura 5.7 – Comparação entre os valores calculados e medidos de tensão de alvo para as várias distâncias ensaiadas entre os indutores.</i>	43
<i>Figura 5.8 – Comparação entre os valores medidos e calculados de tensão de alvo, para distâncias até 25mm. A menor diferença ocorreu com uma separação de 15mm.</i>	44
<i>Figura 5.9 – Montagem usada na medição com o tecido suíno entre o leitor e alvo.</i>	45
<i>Figura 5.10 – Comparação entre as medidas efetuadas sob condições de espaço livre e com tecido biológico entre o leitor e alvo.</i>	46
<i>Figura 5.11 – Diferenças nas medições da tensão de alvo entre as condições de transmissão no espaço livre e com tecido biológico intercalado.</i>	46
<i>Figura 5.12 – Comparações entre as medições efetuadas sob condições de transmissão em espaço livre e com tipos diferentes de tecido entre o leitor e alvo.</i>	47
<i>Figura 5.13 – Visão geral na medição com tecido bovino entre o leitor e alvo, destacando os diferentes equipamentos empregados em todas as medições.</i>	47
<i>Figura 5.14 – Visão geral dos campos elétrico na interface de dois meios com diferentes características eletromagnética.</i>	48
<i>Figura 5.15 – Corrente de superfície na fronteira de dois meios para especificação das condições de contorno para o campo magnético.</i>	49
<i>Figura 5.16 – Elemento de irradiação principal para definir um critério de separação entre os campos de indução e de irradiação.</i>	51
<i>Figura 5.17 – Medição de um leitor comercial de identificação por radiofrequências. Observar que o produto sob teste está localizado atrás da sonda e foi encontrada a intensidade de campo magnético de 70mA/m.</i>	59
<i>Figura 6.1 – Diferença máxima entre os valores calculado e valores medidos na tensão de alvo com tecido suíno entre o leitor e alvo.</i>	61
<i>Figura A.1 – Modelo equivalente entre leitor e alvo.</i>	67
<i>Figura A.2 – Simulação no MATLAB® para a excitação de IV no primário do circuito.</i>	68
<i>Figura A.3 – Curva de resposta com o circuito implementado em PSPICE com os componentes especificados.</i>	68

Índice de Tabelas

<i>Tabela 2.1 - Valores dos componentes usados na simulação.....</i>	<i>15</i>
<i>Tabela 2.2 - Comparação entre o resultado da simulação e o valor calculado.....</i>	<i>15</i>
<i>Tabela 3.1 - Especificações usadas na análise da tensão de alvo.....</i>	<i>25</i>
<i>Tabela 5.1 - Indutância mútua entre os indutores primário e secundário em função da distância entre eles.....</i>	<i>40</i>
<i>Tabela 5.2 - Valores de componentes usados na medição e cálculo.....</i>	<i>41</i>
<i>Tabela 5.3 - Valores dos parâmetros dielétricos dos diferentes tecidos biológicos.....</i>	<i>53</i>
<i>Tabela 5.4 - Níveis de referência para exposição do público em geral.....</i>	<i>56</i>
<i>Tabela 5.5 - Níveis de referência para exposição ocupacional.....</i>	<i>56</i>
<i>Tabela 5.6 - Níveis de referência para corrente induzida em qualquer membro do corpo humano.....</i>	<i>57</i>
<i>Tabela 5.7 - Limites gerais de emissão para sistemas de identificação por radiofrequência</i>	<i>58</i>
<i>Tabela A.1 - Especificações no programa PSPICE.....</i>	<i>67</i>
<i>Tabela A.2 - Comparação entre o calculo no MATLAB[®] e a simulação no PSPICE</i>	<i>68</i>

Lista de Símbolos e Acrônimos

<i>Abricem</i>	Associação Brasileira de Compatibilidade Eletromagnética.
<i>ANATEL</i>	Agencia Nacional de Telecomunicações.
\vec{B}	Densidade de fluxo magnético ou indução magnética.
<i>C</i>	Capacitância.
<i>D</i>	Diodo.
<i>G</i>	Condutância.
<i>ICNIP</i>	International Commission on Non Ionizing Radiation Protection
<i>IEC</i>	International Electrotechnical Commission
<i>IFF</i>	Identification, Friend or Foe
<i>ISO</i>	International Organization Standardization
E_{L1}	Tensão no indutor 1
<i>EPC</i>	Electronic Product Code
<i>Fem</i>	Força eletromotriz.
F_0	Frequência de ressonância.
<i>L</i>	Indutância.
<i>LDMOS</i>	Tecnologia de metal sobre silício com difusão lateral.
<i>k</i>	Fator de acoplamento.
<i>M</i>	Indutância mútua.
<i>NFC</i>	Near Field communications
<i>R</i>	Resistor.
<i>RFID</i>	Radio frequency identification
<i>RNI</i>	Radiação Não Ionizante
S_t	Função síncrona.
<i>Q</i>	Fator de qualidade de indutores ou capacitores.
<i>T</i>	Transistor.
<i>TAG</i>	Dispositivo anexado a artigos para a segurança eletrônica
<i>V</i>	Tensão.
<i>Z</i>	Impedância.
Z_a	Impedância vista no primário.
Z_b	Impedância vista no secundário.
<i>y</i>	Admitância
ϕ	Fluxo magnético.

Capítulo 1

Apresentação

1.1 - Resumo histórico

A identificação por radiofrequência não é uma idéia recente. Antes da II Guerra Mundial, em 1937, foi desenvolvido um sistema para aeronaves pelo físico escocês Sir Robert Alexander Watson-Watt (1892-1973). Esta tecnologia deu origem ao sistema de radar (*Radio Detection and Ranging*) e permitia a detecção de aeronaves de bombardeio a tempo de avisar a população. Em sua primeira versão, verificava a existência ou não de aeronaves, sem possibilidade de identificá-la como amiga ou inimiga. Por isso, foi desenvolvido um sistema identificador de amigo ou inimigo - *IFF* (*Identification, Friend or Foe*) ativo que, colocado nas aeronaves, respondia ao sinal de radar com uma sequência conhecida pela defesa terrestre. O sinal recebido indicava se a aeronave era amiga ou inimiga. Essa tecnologia tem sido considerada o primeiro processo eletrônico de identificação por radiofrequência.

Em 1948, Harry Stockman (1905-1991) apontava para a comunicação usando a potência refletida em um sistema semelhante à estrutura original de Watson-Watt [1]. Na década de 70 no auge da Guerra Fria, o governo norte-americano desenvolveu uma tecnologia que identificava transporte de material radioativo. Nos caminhões utilizados para esse fim, era instalado um alvo que ao ser interrogado por um sinal de radiofrequência, respondia dados referentes ao material e outras informações úteis na segurança do transporte. Em janeiro de 1973, Mário W. Cardulho [2] patenteou uma etiqueta adesiva ativa para identificação por radiofrequência - *RFID* (*Radio Frequency Identification*), que incluía uma memória regravável. Em 1983, Charles Walton patenteou um dispositivo capaz de abrir uma trava de porta sem o uso de chaves convencionais [3]. O sistema consistia de um leitor embutido na porta e um alvo passivo. Ao se aproximar o alvo do leitor, o elemento passivo é ativado e transmite informações de volta ao receptor. O leitor reconhece os dados e destrava a porta.

Nos anos da década de 90, a IBM desenvolveu um sistema RFID para a faixa de UHF, com operação em torno de 900MHz. O campo de interrogação do leitor é da ordem de alguns metros, permitindo a leitura de um alvo até aproximadamente seis metros, com maior taxa de transmissão de dados. Em 1999, grandes fabricantes e usuários desta tecnologia uniram-se e lançaram o Auto-Id Center no Instituto de Tecnologia de Massachusetts – MIT (*Massachusetts Institute of Technology*), onde foram desenvolvidas etiquetas de RFID com

custo baixo [4]. O princípio que norteou os pesquisadores era usar um número serial em cada etiqueta para rastrear o produto em todas as fases de sua vida. O número de série da etiqueta associada ao produto é colocada em um banco de dados externo e acessada por meio da rede mundial de computadores.

A partir de 2004, uma grande rede de comércio varejista iniciou uma experiência usando etiquetas de RFID desde o centro de distribuição até a loja de varejo. Empregava o protocolo Código Eletrônico de Produto - EPC (*Electronic Product Code*). Os produtos são transportados com a etiqueta com o código específico. Com esta informação, o leitor na loja de destino, conectado ao centro de processamento de dados, indica o recebimento do produto. Pode-se até definir o local de armazenamento no estoque da loja varejista com a informação da etiqueta RFID.

Outra aplicação de RFID é em segurança eletrônica, onde uma etiqueta passiva ou TAG é instalada no produto de varejo. Ao passar pelo campo de interrogação do leitor, a etiqueta transmite a informação codificada em um bit, destacando produto pago e produto não pago [5]. Se o leitor receber a informação de produto não pago, significa provável furto e um sinal é acionado. Na área de saúde, a RFID tem utilidade na localização e identificação de equipamentos e pacientes. A marcação dos equipamentos auxilia na sua gerência e vigilância. Um sistema composto de um leitor em cada setor do hospital, conectado ao um sistema de processamento central, permite o emprego dos equipamentos de forma mais eficiente. Outra aplicação é para evitar a troca de bebês colocando uma etiqueta RFID que associe a criança e a mãe a um sistema de processamento que faça a verificação na saída do hospital.

1.2. Motivação para desenvolvimento do projeto

Com a atual tecnologia é possível implantar dispositivos eletrônicos em seres vivos para monitoração de diferentes grandezas biomédicas [6]. A utilização de RFID permite uma verificação continuada de certas doenças, minimizando o incômodo para o paciente. Por exemplo, em portadores de diabetes a monitoração contínua do nível de glicose pode ser feita por um dispositivo eletrônico implantado com o sensor de glicose em contato com vasos capilares sob a pele. Um sistema de transmissão localizado próxima ao corpo é capaz de receber a informação do implante a respeito do nível de glicose de forma contínua. A colocação do dispositivo no paciente requer uma pequena intervenção cirúrgica que se

estabiliza rapidamente e proporciona a monitoração ‘*in vivo*’ do paciente. A duração das fontes de alimentação (pilhas ou baterias) do dispositivo eletrônico determina a sua vida útil.

É possível utilizar a tecnologia de alvos passivos, ou seja, sem alimentação própria, onde não haverá a limitação imposta pela duração da fonte de alimentação, além de reduzir as dimensões do dispositivo. A identificação por radiofrequência com acoplamento indutivo adapta-se perfeitamente nesta aplicação, pois permite a transmissão de energia para funcionamento do dispositivo eletrônico e ainda receber os dados coletados dentro do organismo vivo. Isto pode ser feito mesmo para análise de funções cerebrais ou mesmo terapêuticas, com implantes no cérebro.

O sinal empregado na comunicação entre o dispositivo implantado e o leitor externo deve sofrer a menor interferência possível em presença de tecido vivo. Este dispositivo implantado será considerado como o alvo, neste trabalho. A frequência de 10MHz apresenta uma penetração no corpo humano de em torno de 13cm e é comumente escolhida em aplicações de sistemas implantados [7]. Para frequências maiores de operação, a penetração é reduzida em consequência de vários parâmetros envolvidos no processo. Dispositivos eletromagnéticos implantados expõem o ser humano a campos eletromagnéticos que podem agir sobre seus mecanismos e ações. Por isto, devem ser respeitadas as normas nacionais e internacionais relativas à exposição a campos eletromagnéticos.

Para estas aplicações com a tecnologia de comunicação de campos próximos, o conhecimento da energia disponível no dispositivo implantado é de grande importância no projeto. Este trabalho discute a transmissão da energia entre leitor e alvo por acoplamento indutivo, suas limitações e uma forma de avaliar a tensão alvo e sua utilização. É discutido a influência do tecido biológico na propagação de campos eletromagnético e com esta técnica de predição determina-se a potência disponível no alvo com base no conhecimento da indutância mútua entre os indutores do leitor e alvo e define-se uma estimativa de alcance na comunicação entre eles. Este fato facilita o projeto dos circuitos eletrônicos implantados.

1.3 - Desenvolvimento do tema

No Capítulo 2, são discutidos os conceitos de auto-indutância, indutância mútua e ressonância simples com acoplamento indutivo. Caracteriza-se o efeito do acoplamento na frequência de operação do sistema por meio da teoria de circuitos. São discutidos os desempenhos dos componentes passivos e suas limitações com a variação da frequência.

Aborda-se a ressonância dupla e algumas simulações com a variação do fator de acoplamento, considerando os indutores posicionados sem obstáculos em condições de espaço livre. No Capítulo 3, desenvolve-se um método de medição de indutância mútua e a modelagem da carga do sensor implantado, para o cálculo da tensão de alvo em circuitos com acoplamento indutivo. Propõe-se uma equação para a sintonia dupla levando em consideração o efeito da variação da capacitância com a frequência. As características do modelo proposto são obtidas por meio do programa MATLAB[®]. O Capítulo 4 descreve o funcionamento de um sistema básico de identificação por radiofrequência composto de leitor e alvo com o acoplamento indutivo. Discute-se o circuito equivalente na conexão entre eles e o princípio da modulação de carga. São, ainda, apresentados os circuitos apropriados para a geração do sinal a ser utilizado em todo o processo. Analisa-se a resposta recuperada no leitor e em seus circuitos associados. É apresentado um sistema completo do conjunto leitor-alvo e as medições com as respectivas formas de ondas em cada etapa.

A comparação entre os resultados dos testes e dos cálculos com o MATLAB[®] nas condições de espaço livre é feita no Capítulo 5. Verificam-se os resultados na tensão de alvo sob condições de espaço livre e em presença do tecido biológico. São avaliados diferentes tipos de tecido e suas influências sobre os resultados finais. É feita uma análise da região de fronteira do campo eletromagnético entre o alvo e o tecido biológico e uma estimativa de atenuação no tecido biológico. São mostrados os limites para campo de irradiação. São discutidas as normas que estabelecem os regulamentos sobre limitação da exposição a campos elétricos, magnéticos e eletromagnéticos e de emissão de campos eletromagnéticos

No Capítulo 6 é feita a comparação entre os valores encontrados nos ensaios de laboratório e os previstos nas abordagens teóricas. Estima-se a diferença entre eles e o alcance da comunicação entre o leitor e alvo. Sugerem-se alguns aspectos relevantes a serem explorados em estudos futuros.

Capítulo 2

Conceitos iniciais

2.1 - Introdução

Na aplicação em sensores implantados é necessário conhecer a interação do leitor com o alvo na presença de tecido biológico. Esses dois componentes situam-se em posições não muito afastadas, de maneira que a transferência de energia seja predominante por campos de indução. Nesta linha, é necessário verificar o acoplamento eletromagnético entre esses elementos e desenvolver procedimentos que permitam quantificar as principais grandezas envolvidas no processo. Em geral, na transferência de sinal elétrico identificam-se comportamentos capacitivos e indutivos, este último com maior influência. Por esta razão, é conveniente estabelecer as principais relações matemáticas que permitam avaliar a eficácia do processo. Assim, será feito um breve resumo das propriedades associadas ao acoplamento indutivo. Para isto, na modelagem matemática, consideram-se dois indutores próximos, simulando o que estiver no leitor e o associado ao alvo.

2.2 - Conceitos de auto-indutância e de indutância mútua

Uma corrente circulante i em um condutor gera uma densidade de fluxo magnético ou indução magnética \vec{B} , proporcional a ela. Esta grandeza é quantificada pela lei de Biot e Savart [8] com resultado em teslas (T).

$$\vec{B} = \frac{\mu}{4\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{i d\vec{\ell} \times \vec{a}_r}{r^2} \quad (2.1)$$

Nesta expressão, $d\vec{\ell}$ representa um elemento de comprimento infinitesimal do condutor, com direção tangente a ele em todos os pontos, \vec{a}_r é o vetor unitário da direção do ponto do espaço em que se deseja o valor de \vec{B} , fixado pela distância r . O parâmetro μ é a permeabilidade magnética do meio em henrys por metro (H/m). Como a maior parte dos materiais é do tipo não magnético, sua permeabilidade é igual à do vácuo. Isto é,

$$\mu = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m} \quad (2.2)$$

Em torno do condutor, tem-se o fluxo magnético originado por \vec{B} , obtido a partir de

$$\phi = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (2.3)$$

e expresso em webers (Wb). Neste cálculo, $d\vec{S}$ é o elemento infinitesimal de superfície, normal à superfície de integração em todos os pontos.

Em vista de (2.1) o fluxo magnético é proporcional a corrente circulante no condutor. A taxa de fluxo magnético com a corrente é conhecida como indutância, medida em henrys (H):

$$L = \frac{d\phi}{di} \quad (2.4)$$

O condutor utilizado para dar origem a determinada indutância é identificado como indutor. Pode ter diferentes formatos e dimensões. Quando dois indutores são colocados próximos, o fluxo magnético gerado por cada um deles irá influenciar o fluxo do indutor vizinho, conforme mostra a Figura 2.1. Nesta montagem, L_1 e L_2 identificam os indutores mencionados e o sinal aplicado no gerador é harmônico no tempo. Se em L_2 circular uma corrente i_2 variável no tempo, esta irá gerar o fluxo ϕ_{12} , ou seja, o fluxo de L_2 que passa por L_1 . O mesmo ocorre com o efeito de i_1 variável no tempo sobre L_2 . De acordo com a lei de Faraday, isto conduzirá à indução de uma força eletromotriz em L_2 , com o fluxo de corrente em função da respectiva impedância de carga. A densidade de fluxo que atinge L_1 dependerá da sua distância e da posição em relação L_2 . Nesta condição, define-se a indutância mútua M como a taxa de variação de fluxo de L_2 sobre L_1 e a corrente em L_2 . Idêntico resultado seria obtido com a situação inversa, isto é, relacionando-se o L_1 sobre L_2 e a corrente em L_1 . Este valor depende do número de espiras de cada indutor N_1 e N_2 , da separação entre eles, do formato dos enrolamentos e da permeabilidade do meio, entre outros fatores.

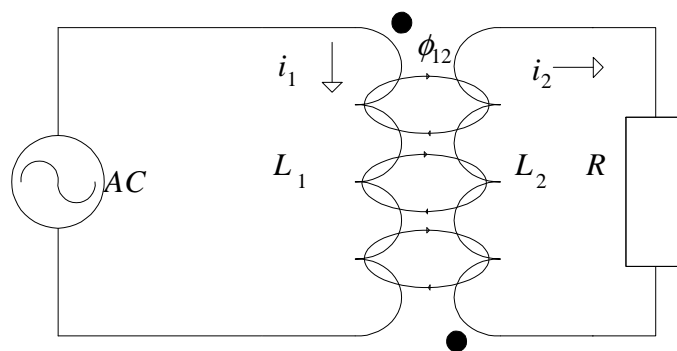


Figura 2.1 – Influência mútua entre indutores submetidos a uma corrente variável no tempo, que caracteriza o acoplamento indutivo entre duas partes de um circuito elétrico.

Portanto,

$$M_{12} = \frac{N_1 \phi_{12}}{i_2} \quad (2.5)$$

onde M_{12} é a indutância mútua entre L_1 e L_2 , N_1 é o número de espiras de L_1 e i_2 é a corrente em L_2 . O mesmo ocorre relativamente á influência de L_1 sobre L_2 e em sua forma geral é:

$$M_{21} = N_2 \frac{d\phi_{21}}{di_1} \quad (2.6)$$

Para esta primeira análise, na Figura 2.1 supõe-se que os indutores sejam longos, de comprimento d e diâmetros A_1 e A_2 muito menores que d . Estes indutores são colocados no mesmo eixo vertical, conforme a Figura 2.2. O indutor L_2 contém L_1 em seu interior e ambos têm a mesma orientação, com a indutância mútua dada por (2.5). Considerando a densidade de fluxo magnético uniforme dentro do indutor L_2 , pode-se considerar que o fluxo ϕ_{12} será:

$$\phi_{12} = B_2 A_1 \quad (2.7)$$

e substituindo este valor em (2.5), descreve-se a indutância mútua como

$$M_{12} = \frac{N_1 A_1 B_2}{i_2} \quad (2.8)$$

Considerando que os indutores foram montados no ar ($\mu = \mu_0$) e que as espiras estão em camadas simples e bastante unidas, pode-se usar a equação de Biot e Savart e obter-se a densidade B_2

$$B_2 = \frac{\mu_0 N_2 i_2}{d} \quad (2.9)$$

com a qual em (2.8) chega-se a

$$M_{12} = \frac{N_1 N_2 \mu_0 A_1}{d} \quad (2.10)$$

Esta expressão é válida também para o cálculo da auto-indutância, considerando que os enrolamentos têm números idênticos de espiras. Isto é, $N_1 = N_2 = N$, resultando em:

$$L = \frac{\mu_0 N^2 A}{d} \quad (2.11)$$

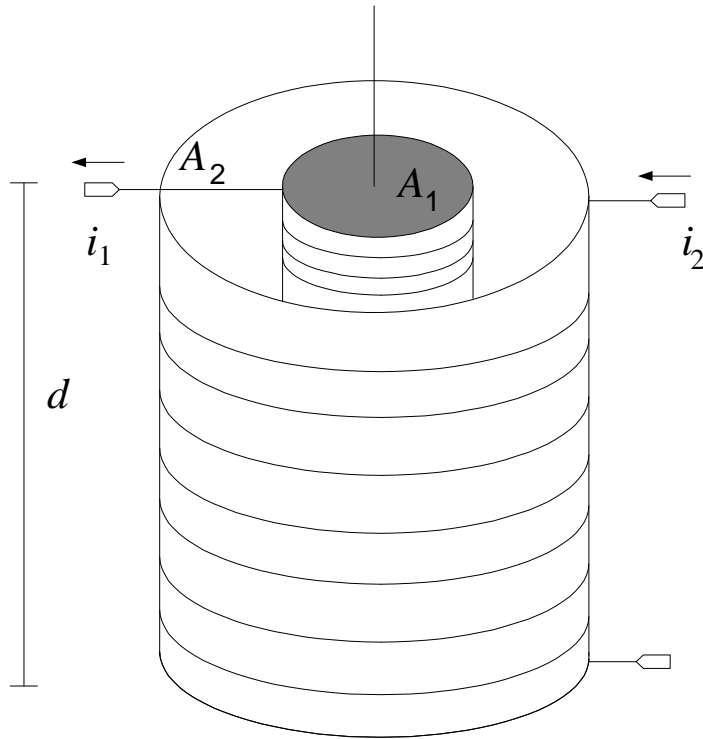


Figura 2.2 – Indutores longos acoplados no mesmo eixo, com diâmetros próprios.

Admitindo os diâmetros A_1 e A_2 dos indutores mostrado na Figura 2.2 tem-se:

$$L_1 = \frac{\mu_0 N^2 A_1}{d} \quad (2.12)$$

$$L_2 = \frac{\mu_0 N^2 A_2}{d} \quad (2.13)$$

Combinando (2.11) e (2.12), obtém-se:

$$\frac{L_2}{L_1} = \frac{N_2^2 A_2}{N_1^2 A_1} = \frac{N_2}{N_1} \sqrt{\frac{A_1 L_2}{A_2 L_1}} \quad (2.14)$$

$$\frac{N_2}{N_1} = \sqrt{\frac{A_1 L_2}{A_2 L_1}} \quad (2.15)$$

De (2.10)

$$M_{12} = \mu_0 \frac{N_1^2 A_1}{d} \frac{N_2}{N_1} = L_1 \frac{N_2}{N_1} \quad (2.16)$$

Substituindo (2.15) em (2.16), tem-se:

$$M_{12} = L_1 \sqrt{\frac{A_1 L_2}{A_2 L_1}} = \sqrt{\frac{A_1}{A_2}} \sqrt{L_1 L_2} \quad (2.17)$$

Na montagem da Figura 2.2 nem todo o fluxo magnético gerado por L_1 , atingirá o L_2 . Existirá uma diferença no fluxo magnético entre eles devido ao espalhamento, o que reduz a indutância mútua. Portanto, além das influências das áreas dos indutores este espalhamento tem relevância para o valor final da indutância mútua. A combinação destes efeitos exige que se escreva a equação final como

$$M = k\sqrt{L_1L_2} \quad (2.18)$$

onde, k é o *coeficiente de acoplamento* magnético entre os indutores. Seu valor é inferior à unidade e depende de características construtivas dos indutores.

Na teoria de circuitos, os efeitos dos componentes reais devem ser descritos para a frequência específica de trabalho, fato que não ocorreria se indutância, capacitância e resistência fossem ideais. Desta forma, conhecer os efeitos dos componentes reais e suas limitações é de grande importância no projeto de circuitos ressonantes.

2.3 – Comportamento dos componentes do leitor e alvo em função da frequência

Os componentes verdadeiros apresentam características dependentes da frequência. Assim é importante conhecê-los em torno da frequência de interesse para esta aplicação. O indutor apresenta uma resistência em série oriunda de seu condutor e da redução da área de circulação de corrente em altas frequências, fato conhecido como *efeito pelicular*. Entre as suas espiras forma-se uma capacitância distribuída em toda a extensão [9]. Estes efeitos podem ser reunidos no modelo apresentado na Figura 2.3. Observa-se que a capacitância distribuída torna o desempenho do indutor semelhante ao de um circuito RLC paralelo, dependente da frequência de operação.

Considerando que o interesse nesta análise é o acoplamento indutivo para sinais harmônicos no tempo, efetuaram-se as medições com um analisador de rede. Na primeira fase, procurou-se caracterizar o indutor em função da frequência. Analisou-se a sua impedância em uma faixa de frequências que incluísse o valor de interesse para o projeto e constatou-se um ponto de ressonância paralela. Desta forma, existirá um limite para o efeito indutivo do componente que dependerá das suas dimensões e de sua geometria. Para garantir o efeito indutivo predominante, a frequência de trabalho deve ser muito menor que a frequência de ressonância medida.

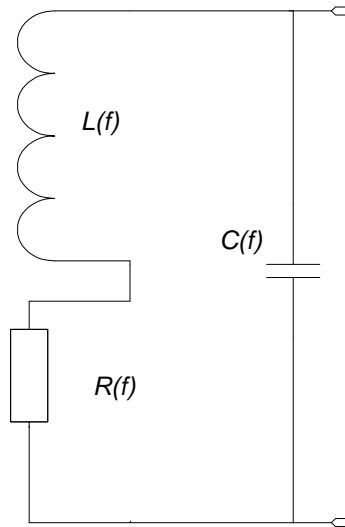


Figura 2.3 – Circuito equivalente do indutor em altas frequências. Em princípio, os elementos que o compõem são dependentes da frequência.

As medições de impedância na faixa ensaiada mostram que o componente pode ser identificado pela associação de uma resistência em série com uma indutância ($Z = R + j\omega L$). Os valores são mostrados nas marcas numeradas na parte inferior da Figura 2.4. A indicação VAL, representa a resistência série da impedância vista no analisador de rede. A indicação AUX, representa a parte reativa desta impedância e EXTRA, representa o valor do componente. A ressonância do circuito RLC paralelo ocorre quando o seu comportamento se torna resistivo, próximo da marca 0. O seu valor está em torno de 60 MHz para o indutor em teste. Em 13MHz, tem-se o efeito indutivo predominante e em 69,26 MHz o indutor passa a agir predominantemente como capacitor. A resistência equivalente série sofre uma mudança considerável a partir de 1MHz. Até o valor de interesse neste trabalho, a parte indutiva apresentou variação pouco significativa. Entretanto, por causa da alteração na resistência, há maior comprometimento de sua atuação no circuito final.

A mesma análise foi feita para o capacitor, que também tem efeitos que o afastam do comportamento ideal. A indicação VAL, representa a resistência série da impedância vista no analisador de rede. A indicação AUX, representa a parte reativa desta impedância e EXTRA, representa o valor do componente. Os dielétricos comumente usados em sua fabricação apresentam certa condutividade, em geral dependente da frequência, o que causa pequena perda de potência por efeito Joule. Além disto, os terminais metálicos apresentam resistências e indutâncias parasitas, também afetadas conforme a frequência empregada. Por isto, o modelo para altas frequências fica como na Figura 2.5. Realizaram-se medições no analisador

de redes em um capacitor típico com dielétrico de poliéster. Verifica-se que o efeito final das resistências responsáveis pelas perdas é muito menor na mesma faixa de frequências em que se avaliou o indutor.

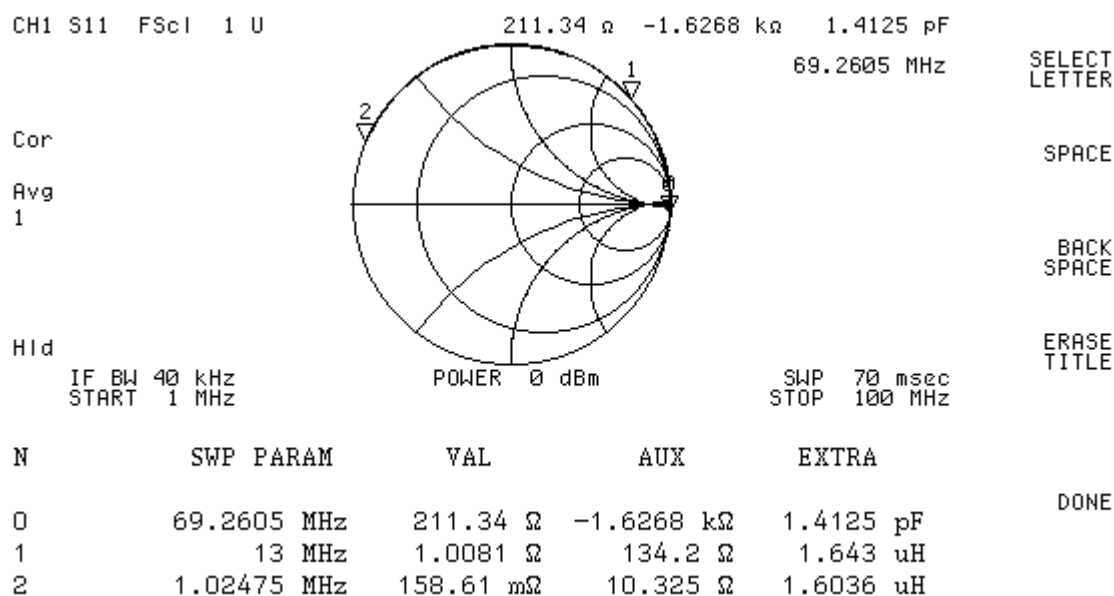


Figura 2.4 – Resultados das medições no indutor do projeto em função da frequência. Até 13MHz, valor de interesse no trabalho, a indutância final ficou pouco alterada.

Na Figura 2.6, observa-se que para frequências entre 13MHz e 33MHz, a resistência equivalente variou de 130mΩ a 100mΩ aproximadamente. Logo, sua influência pode ser desconsiderada em uma primeira análise. Os valores indicam uma situação de resistência em série com uma reatância capacitiva, na forma $Z = R - j/\omega C$, com parte imaginária muito superior à parte real, indicativo de aproximação para o comportamento ideal do capacitor.

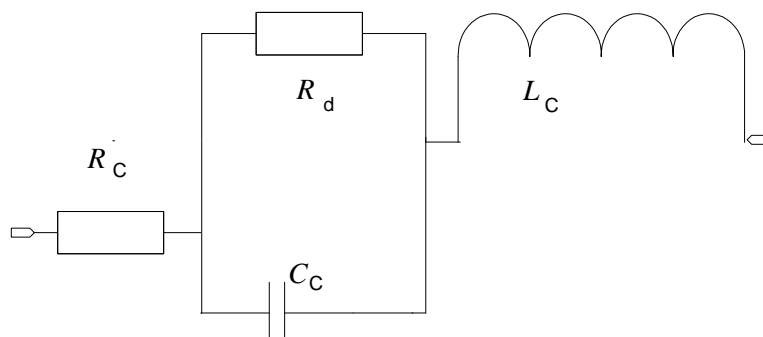


Figura 2.5 – Circuito equivalente do capacitor em altas frequências, com destaques para os elementos parasitas a ele associados.

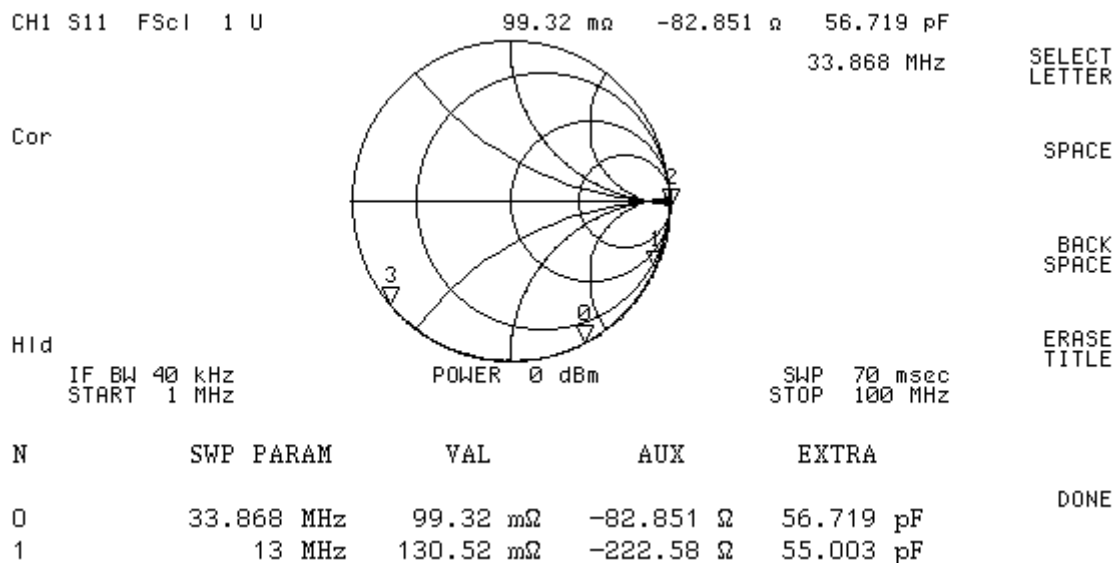


Figura 2.6 – Resultado da medição da frequência de um capacitor. Na faixa de frequências de interesse, o efeito é predominantemente capacitivo.

2.4 - Análise do acoplamento entre alvo e leitor com ressonância simples

A identificação por radiofrequência (*RFID*) utiliza a transferência de energia entre indutores próximos, na forma descrita nas seções anteriores. Na sua forma mais simples, o leitor do sistema de *RFID* gera um campo eletromagnético variável no tempo responsável pela indução de uma força eletromotriz no alvo. A tensão no alvo provê o funcionamento de um circuito integrado acoplado ao seu indutor. Este circuito integrado executa uma função e envia informações ao leitor pela modificação de seu campo eletromagnético. Estabelece-se, assim, uma comunicação bidirecional entre alvo e leitor via acoplamento indutivo. Esta forma de transferência é conhecida como *comunicação em campo próximo* – *NFC (Near Field Communication)*.

O tipo de ressonância usada neste sistema, deve apresentar, na parte resistiva da impedância do alvo, valores da ordem de alguns milhares de ohms. Para aumentar a tensão induzida no alvo, procura-se a condição de maior impedância na carga do circuito secundário. Esta condição é obtida na ressonância paralela. Com isto, a tensão induzida no alvo é suficientemente elevada para fornecer o valor contínuo necessário para alimentar o circuito integrado, ou seja, a energia transmitida do leitor proverá o funcionamento do sistema.

O circuito equivalente da Figura 2.7 representa esta transferência de energia. Com a inclusão do capacitor em paralelo com o secundário, resulta em uma situação de ressonância simples. Para simplificar as equações, será considerado o leitor e alvo no espaço livre, sem

obstáculos entre eles. A discussão inicial será para o acoplamento indutivo com sintonia simples no alvo [10]. Considerando as resistências de perdas dos indutores desprezíveis e a impedância de carga do secundário muito grande, no circuito da Figura 2.7 tem-se:

$$V_1 = j\omega L_1 I_1 - j\omega M I_2 \quad (2.19)$$

$$0 = \left(j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right) I_2 - j\omega M I_1 \quad (2.20)$$

onde M é a indutância mútua entre L_1 e L_2 .

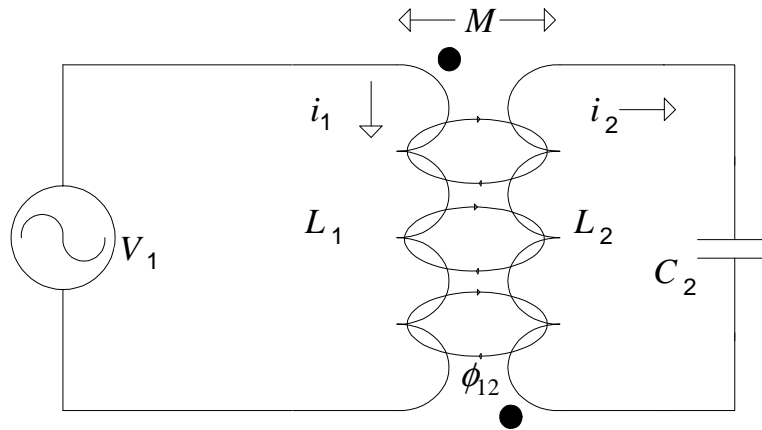


Figura 2.7 – Acoplamento com ressonância simples no secundário do transformador.

Tirando-se I_2 de (2.20) e incluindo o valor da indutância mútua (2.18), obtêm-se as descrições para a corrente no secundário e para a tensão no primário do transformador:

$$I_2 = \frac{j\omega k \sqrt{L_1 L_2} I_1}{j\omega L_2 + 1/j\omega C_2} \quad (2.21)$$

$$V_1 = \left[j\omega L_1 + \frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2}{j\omega L_2 + 1/j\omega C_2} \right] I_1 \quad (2.22)$$

A impedância apresentada ao primário do transformador será:

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = j\omega L_1 + \frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2}{j\omega L_2 + 1/j\omega C_2} = j\omega L_1 + j\omega C_2 \left[\frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2}{1 - \omega^2 L_2 C_2} \right] \quad (2.23)$$

onde o segundo termo representa o efeito da indutância do alvo sobre o valor resultante no primário do transformador. Isto é, sua influência é a de uma impedância

$$Z_a = j\omega \left[\frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2 C_2}{1 - \omega^2 L_2 C_2} \right] \quad (2.24)$$

Usando o mesmo raciocínio, e considerando que o leitor tenha uma impedância interna resistiva e de valor R_g , o efeito do primário no circuito do secundário será:

$$Z_b = \frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2 R_g}{R_g^2 + (\omega L_1)^2} + j\omega \left[L_2 - \frac{\omega^2 k^2 L_1^2 L_2 C_2}{R_g^2 + (\omega L_1)^2} \right] \quad (2.25)$$

Pode ocorrer de a resistência interna do leitor ser muito pequena e sua influência na expressão anterior ficar sem grandes consequências. Neste caso, a parte real da equação anterior tende para zero e a parte imaginária assume um aspecto mais simples. Neste caso, no lado do secundário tem-se o comportamento ilustrado na Figura 2.8. Na condição de ressonância, isto é, em $\omega = \omega_0$, deve-se ter

$$\omega_0 (L_2 - k^2 L_2) = \frac{1}{\omega_0 C_2} \quad (2.26)$$

que conduz à frequência de ressonância

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 (1 - k^2)} C_2} \quad (2.27)$$

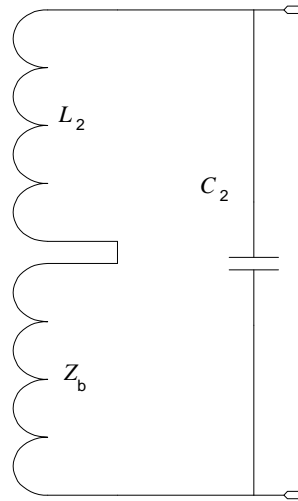


Figura 2.8 – Circuito equivalente apresentado ao secundário do transformador, levando em conta uma resistência desprezível no circuito interno do leitor.

Esta equação demonstra que, em relação a um circuito isolado, a frequência de ressonância é modificada por:

$$a = \frac{1}{\sqrt{1 - k^2}} \quad (2.28)$$

evidenciando a influência do fator de acoplamento. Assim, a distância dos indutores e a orientação relativa entre eles podem modificar a quantidade de energia transferida. Para testar esta equação, foi executada a simulação no programa SPICE[®] com o fator de acoplamento entre 0,1 e 0,3, utilizando-se a montagem mostrada na Figura 2.9, com os valores da Tabela 2.1, típicos em torno de 13MHz. Os valores das indutâncias são definidos em função de suas dimensões e da frequência proposta em norma para a comunicação RFID. Os baixos valores do acoplamento, representam a relativa distância entre o leitor e alvo. A frequência de ressonância e a tensão sobre L_2 aumentam com o aumento do fator de acoplamento. Foram escolhidos baixos valores por causa da grande dispersão de fluxo magnético pela considerável distância entre os indutores. Os resultados dos cálculos e da simulação estão na Tabela 2.2 e a tensão sobre L_2 está representada nos gráficos da Figura 2.10.

Tabela 2.1– Valores de componentes usados na simulação.

Parâmetro	Valor
L_1	3,5 μ H
L_2	3,5 μ H
R_1	0,1 Ω
R_2	20k Ω
C_2	43pF
V_1	3V

Tabela 2.2 – Comparação entre o resultado da simulação e o valor calculado.

Fator de acoplamento k	Equação (2.27)	Valor simulado
0,10	13,038MHz	13,039MHz
0,15	13,122MHz	13,122MHz
0,20	13,241MHz	13,233MHz
0,25	13,399MHz	13,396MHz
0,30	13,599MHz	13,604MHz

Como se deseja analisar a transferência de potência, considerou-se uma carga resistiva no secundário, que não influirá na frequência de ressonância. O circuito integrado usado no alvo tem um pequeno consumo de energia, mas o sensor de monitoramento da grandeza biológica precisa de maior quantidade de potência. Por exemplo, no sensor de glicose, a corrente estimada é de 2,5mA sob uma diferença de potencial de 5V. Assim, o valor aparente apresentado ao circuito é de 2k Ω , ligado em paralelo com o indutor L_2 .

No circuito usado na simulação mostrado, na Figura 2.9, primeiramente, utilizou-se a carga de 20k Ω (Figura 2.10), valor muito diferente dos comuns relativos aos alvos práticos. Justifica-se

esta escolha para se ter uma referência dos efeitos da carga na tensão final, sob condições mais reais.

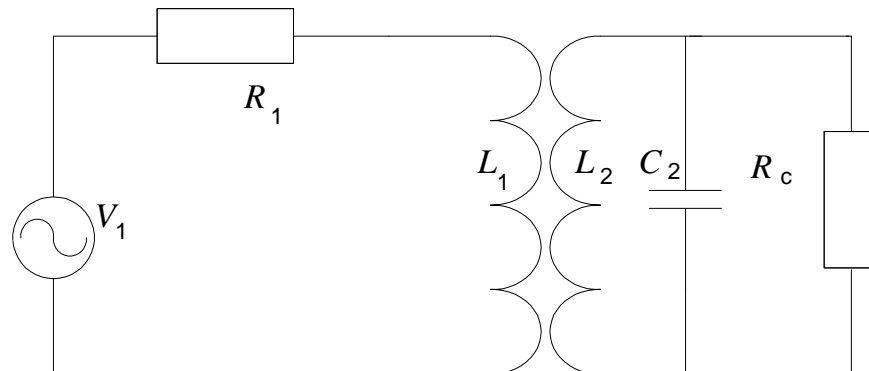


Figura 2.9 – Circuito usado para a simulação da influência do fator de acoplamento sobre os valores envolvidos no comportamento do circuito do leitor e do alvo.

As frequências de ressonâncias apresentam pequenas mudanças para a carga de $2\text{k}\Omega$. Conforme mostrado na Figura 2.11, pequenas variações na frequência de ressonância não alteram significativamente a tensão de alvo. Assim, pode-se concluir que para o valor de carga em até $2\text{k}\Omega$ a Equação (2.27) pode ser considerada válida.

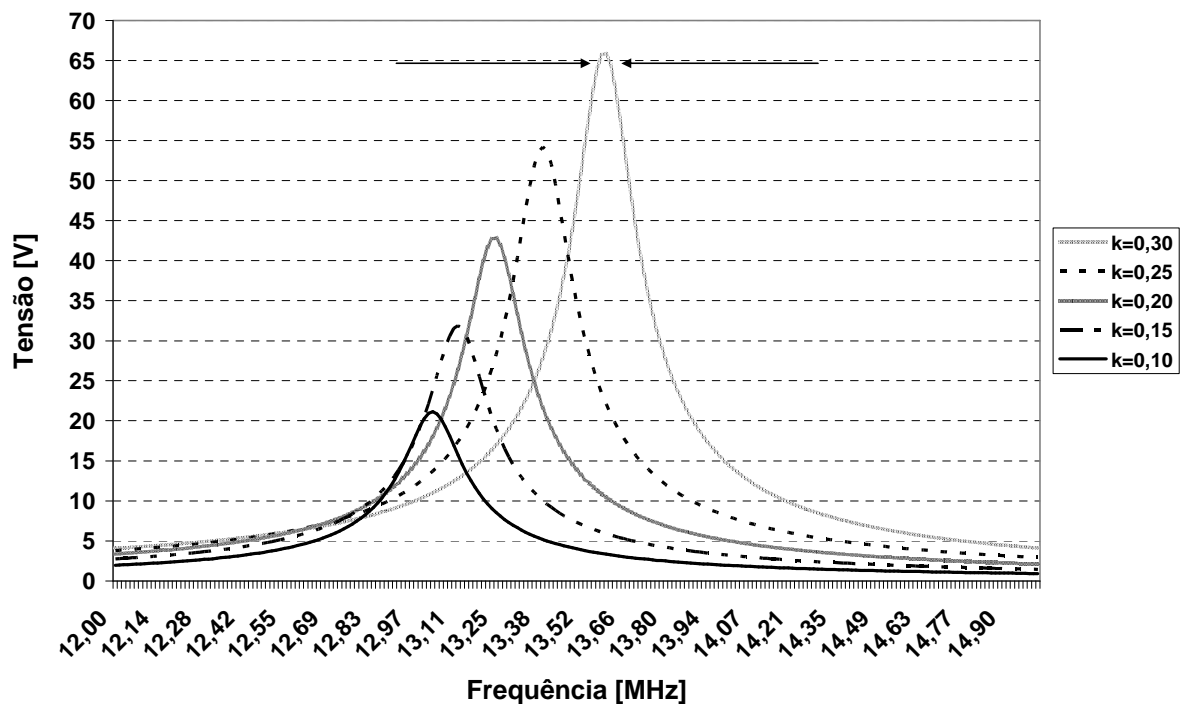


Figura 2.10 – Variação da Frequência de ressonância em função do fator de acoplamento e carga de $20\text{k}\Omega$.

Na comparação entre as tensões em L_2 para as de carga de $20\text{k}\Omega$ e $2\text{k}\Omega$ (Figuras 2.10 e 2.11), observa-se que a tensão máxima de transferência diminuiu para valores em torno de

6,5V com o fator de acoplamento de 0,30, o maior valor escolhido. Nesta situação, dois pontos devem ser observados: a variação da frequência de ressonância e a carga apresentada ao circuito ressonante. De acordo com os dados da Tabela 2.2, a frequência de ressonância apresentou variação de 0,56MHz para valores do fator de acoplamento entre 0,10 e 0,30. Porém, como esperado, para carga de 2kΩ a largura de faixa aumenta e a tensão máxima induzida reduz-se. Por esta análise, verifica-se que para coeficientes de acoplamento iguais ou inferiores a 0,25 não se consegue tensão máxima suficiente para alimentar o circuito integrado. Este fato é relevante uma vez que a carga, representada pelo alvo, sofre variações, podendo assumir valores próximos ao especificado. Como destacado na Figura 2.10, para valores elevados, a largura de faixa do circuito fica muito pequena, com forte dependência do fator de acoplamento. Desta maneira, pode acontecer uma drástica redução na tensão de alvo e isto inviabilizaria o funcionamento do sistema em algumas situações. Em resumo, para se conseguir a transferência de potência necessária do leitor ao alvo, a ressonância no secundário do transformador deverá manter a tensão sobre o indutor L_2 em um valor mínimo que seja capaz de manter o funcionamento do circuito integrado e do sensor biomédico.

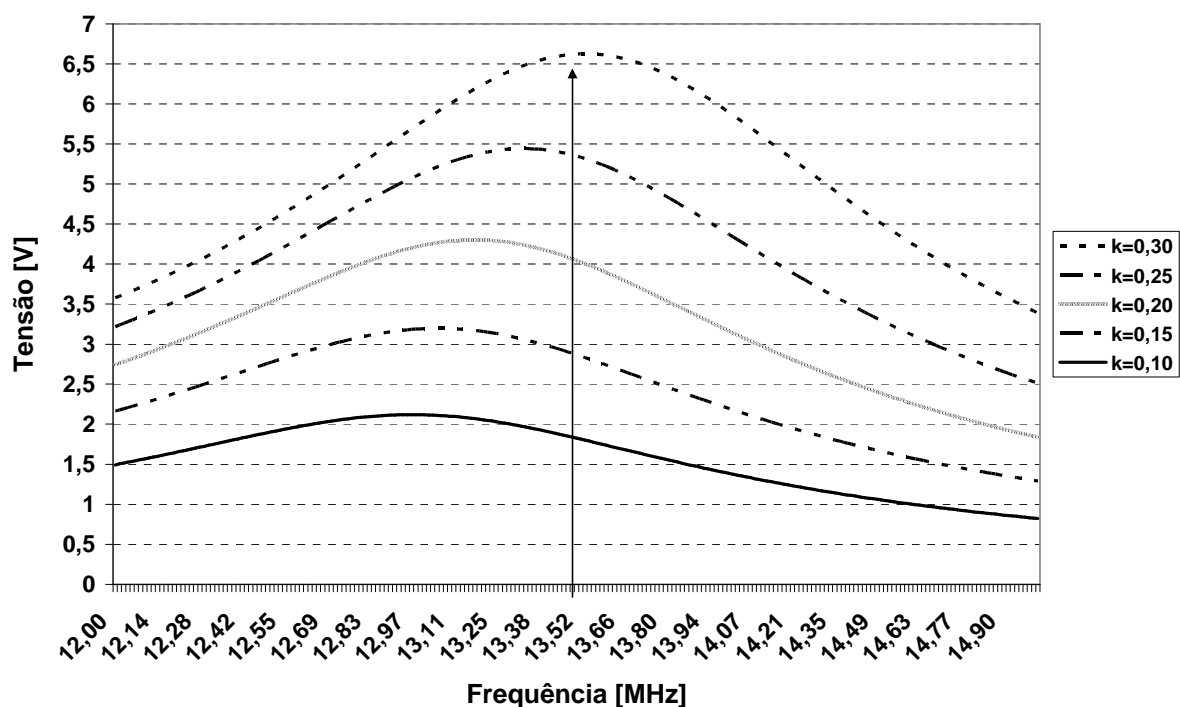


Figura 2.11 – Variação da frequência de ressonância em função do fator de acoplamento e carga de 2 kΩ.

2.5 - Análise do acoplamento entre alvo e leitor com ressonância dupla

A transferência de energia entre alvo e leitor pode usar circuitos que incluam ressonância dupla. Neste caso, têm-se dois circuitos sintonizados, sendo que o primário é o leitor e o secundário é o circuito do alvo. Na Figura 2.12 é apresentada a configuração básica do sistema para o acoplamento indutivo de dupla ressonância.

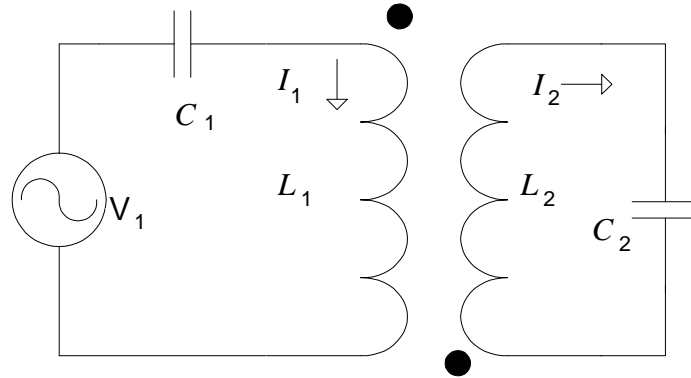


Figura 2.12 – Circuito com sintonia dupla, associadas ao circuito do leitor e do alvo.

Considerando a resistência de perdas dos indutores e capacitores desprezíveis na faixa de frequência de interesse neste trabalho, para este circuito tem-se:

$$V_1 = I_1 \left(j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) - j\omega M I_2 \quad (2.29)$$

$$0 = I_2 \left(j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right) - j\omega M I_1 \quad (2.30)$$

Destas relações, obtêm-se as expressões finais para a tensão resultante no lado do primário e a correspondente impedância apresentada ao leitor:

$$V_1 = I_1 \left(j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{\omega^2 M^2}{j\omega L_2 + 1/j\omega C_2} \right) \quad (2.31)$$

$$Z = \frac{V_1}{I_1} = j \left\{ \frac{(1 - \omega^2 L_1 C_1)(1 - \omega^2 L_2 C_2) + \omega^4 M^2 C_1 C_2}{\omega C_1 (1 - \omega^2 L_2 C_2)} \right\} \quad (2.32)$$

Com esta equação pode-se analisar o comportamento global da impedância apresentada ao gerador da Figura 2.13, levando em conta que a indutância mútua é função do fator de acoplamento. Portanto, existe a influência deste parâmetro na resposta do circuito com sintonia dupla. Em (2.32) não se contabilizaram os efeitos de resistências de perdas dos indutores e capacitores. Entretanto, para comparar as configurações de sintonia simples e

dupla, foram consideradas as resistências de perdas dos indutores. Foi incluída em série com o circuito primário e em paralelo com o secundário, estando representadas pelos resistores R_1 e R_2 na Figura 2.13. Os levantamentos de desempenho foram feitos para o fator de acoplamento variando de 0,10 a 0,30 e frequências entre 10MHz e 16 MHz. Os componentes usados são mostrados na Tabela 2.3. Estes componentes foram escolhidos em função das dimensões dos indutores e da frequência proposta em norma para a comunicação RFID. Os valores de L_1 e C_1 , L_2 e C_2 garantem frequência de ressonância de 12,97 MHz, individualmente, isto é, sem os efeitos do acoplamento.

Tabela 2.3– Valores de componentes usados na simulação.

Parâmetro	Valor
L_1	3,5 μ H
L_2	3,5 μ H
R_1	0,1 Ω
R_2	2k Ω
C_1	43pF
C_2	43pF
V_1	3V

Sabe-se que, os pólos e zeros de uma rede de dois terminais de baixas perdas são alternados com a variação da frequência [11]. A partir desta afirmação, verifica-se, seqüencialmente, a existência de uma ressonância série, uma ressonância paralela e outra série, vistas no lado do primário. As ressonâncias série no circuito primário indicam aumento na tensão desenvolvida no secundário. Há necessidade de garantir que este valor seja suficiente para tele-alimentação do circuito integrado no alvo. Manter esta tensão em valores elevados dependerá diretamente da variação do fator de acoplamento. A Figura 2.14 mostra a tensão no capacitor C_2 e na carga R_2 em função da frequência. Na ressonância calculada individualmente, próxima de 13 MHz, ocorrerá uma redução na tensão induzida à medida que o fator de acoplamento aumenta. Estas ressonâncias duplas não apresentam simetria em relação à frequência original de 13 MHz. Comparando os resultados dos circuitos de ressonância simples e dupla, verifica-se que a tensão sobre a carga no alvo pode ser maior na ressonância dupla do que a obtida na condição de ressonância simples. Por esta razão, as aplicações envolvendo RFID usam, preferencialmente, leitores com circuito ressonantes série e alvo com ressonância em paralelo. As simulações mostram que na ressonância dupla a maior tensão no alvo ocorre quando o fator de acoplamento for de 0,10.

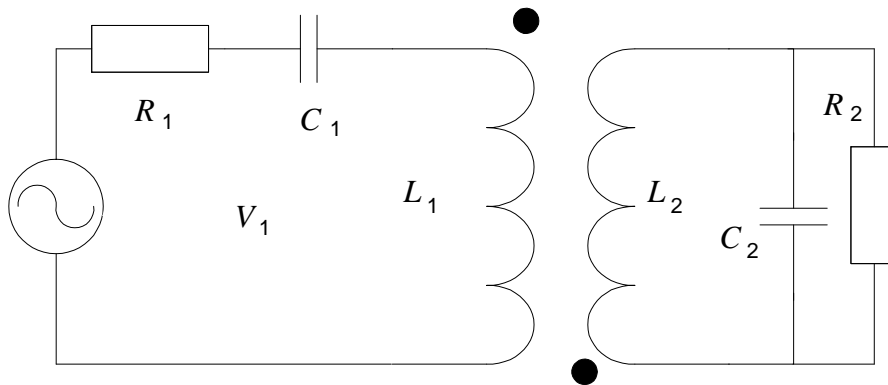


Figura 2.13 – Configuração usada na simulação. Os elementos que atuam como impedância de carga no secundário representam o circuito do alvo.

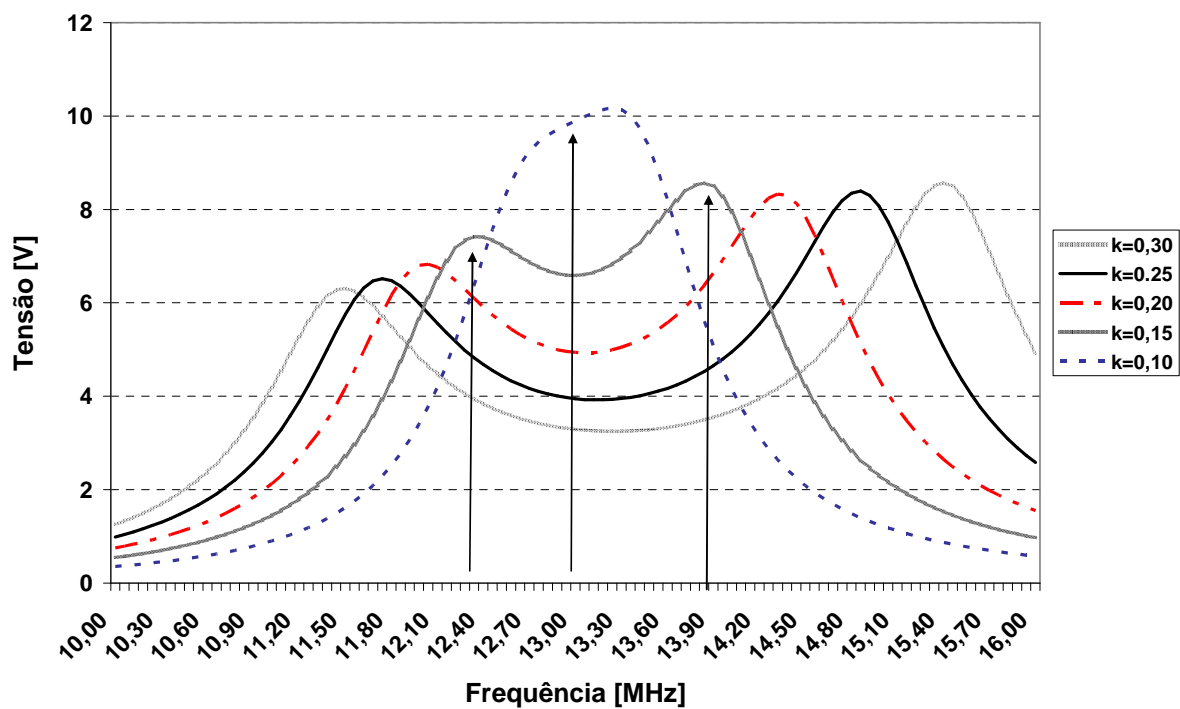


Figura 2.14 – Comportamento tensão sobre o alvo em função da frequência na condição de ressonância dupla, com o secundário montado em condição de ressonância paralela.

Quando o fator de acoplamento estiver acima de 0,15, a tensão no alvo, em 13 MHz, sofre uma redução. Assim, se o fator de acoplamento ficar abaixo de 0,20 a tensão de alvo ficará acima de 5 V com a carga de 2kΩ, mantendo as condições de alimentação proposta no projeto. A dependência em relação ao fator de acoplamento entre estes circuitos também aumenta. Para a ressonância paralela, é necessário conhecer os limites de distância entre o leitor e alvo que mantenham o fator de acoplamento nos valores adequados.

Capítulo 3

Simulação da tensão no alvo

3.1-Introdução

O uso de sensores implantados sem bateria exige que sejam atendidas diversas exigências. Conforme mostrado, há grande variação na frequência de ressonância com o fator de acoplamento. Quando o leitor estiver nas proximidades do alvo, a sua tensão de alimentação dependerá da distância entre eles. Se esta tensão atingir valores elevados, será necessário usar um circuito de proteção capaz de suportar a maior tensão induzida. Sua quantificação está associada à indutância mútua, objeto de obtenção neste capítulo. Em adição, discutir-se-á a modelagem dos efeitos da resistência de carga do alvo e sua influência nas condições de ressonância e nas demais grandezas que definem o desempenho do alvo.

3.2-Medição de indutância mútua entre os enrolamentos primário e secundário

Existem diferentes processos para a medição de indutância mútua acompanhando a montagem da Figura 3.1. Nela, identificam-se L_1 e L_2 relativas aos enrolamentos isoladamente. A indutância mútua entre eles é $M_{12} = M_{21}$ em função da qual, no lado do gerador, a indutância total assume o valor [12], [13],

$$L_{s1} = L_1 \pm 2M_{12} \quad (3.1)$$

Com os indutores conectados em série, com as orientações das espiras de maneira que seus efeitos se somem, como na Figura 3.2(a), a indutância resultante será

$$L_{s1} = L_1 + L_2 + 2M_{12} \quad (3.2)$$

Se um deles for invertido, Figura 3.2(b), os efeitos são tais que

$$L_{s2} = L_1 + L_2 - 2M_{12} \quad (3.3)$$

Operando estas duas expressões e a (2.18), obtêm-se a indutância mútua e, na forma já apresentada, o correspondente fator de acoplamento:

$$M_{12} = \frac{L_{s1} - L_{s2}}{4} \quad (3.4)$$

$$k = \frac{M_{12}}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (3.5)$$

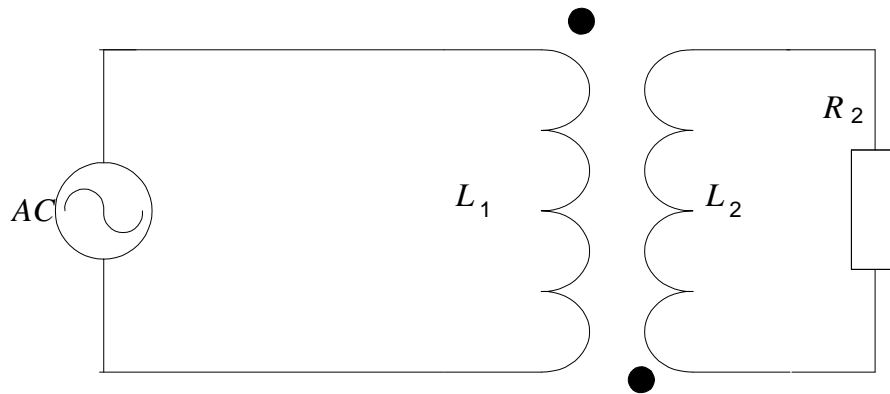


Figura 3.1 – Circuito acoplado por indutores, parte integrante da modelagem de transferência de energia entre o leitor e o alvo.

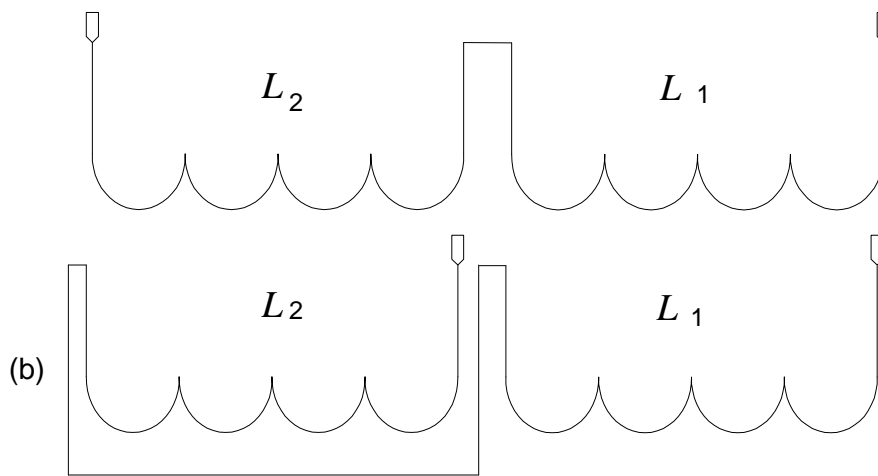


Figura 3.2 – Indutores conectados em série a) normal b) com um indutor invertido.

3.3 - Modelagem da carga do sensor implantado

Conhecida a indutância mútua, calcula-se a tensão induzida no alvo, supondo ausência de obstáculos entre ele e o leitor. Existe no alvo uma resistência de perda em paralelo com o indutor, representando a carga total do circuito. Admite-se que a resistência de perdas equivalente em série do capacitor seja muito pequena, conforme já mostrado. Assim, pode-se introduzir o efeito da carga do circuito integrado no alvo como uma resistência de perdas do capacitor. Em consequência, a carga do alvo é representada pela configuração equivalente série mostrada na Figura 3.3 [14], o que facilitará a análise. No modelo em paralelo, tem-se:

$$y_p = G_p + j\omega C_p \quad (3.6)$$

onde G_p é a condutância relativa, inverso da resistência de carga do alvo R_p e C_p é a capacitância ligada ao secundário do transformador. Para sua representação em série, tem-se a impedância:

$$Z_s = \frac{G_p - j\omega C_p}{G_p^2 + (\omega C_p)^2} \quad (3.7)$$

cuja parte real representa a resistência de perdas e parte imaginária a reatância do capacitor série equivalente. Os valores são, respectivamente,

$$R_s = \frac{G_p}{G_p^2 + (\omega C_p)^2} \quad (3.8)$$

$$C_s = \frac{G_p^2 + (\omega C_p)^2}{\omega^2 C_p} \quad (3.9)$$

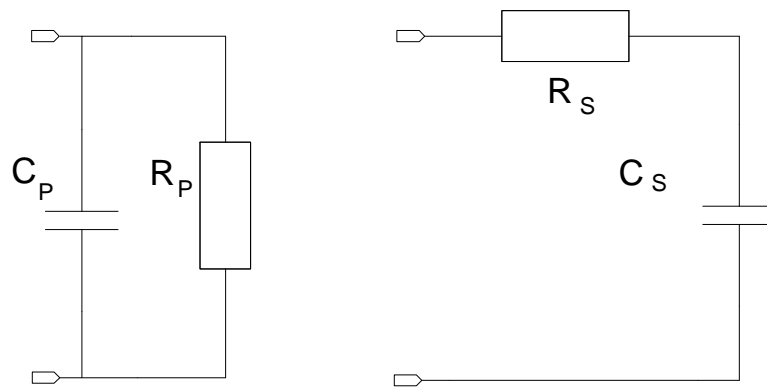


Figura 3.3 – Representação em série e paralelo para o efeito de carga representada pelo alvo no secundário do transformador e absorvida no capacitor de sintonia.

Utilizando o circuito originalmente proposto na Figura 2.13 e usando a transformação paralela-série da carga do alvo, o comportamento global entre o leitor e alvo fica representado por um circuito duplamente sintonizado, como na Figura 3.4 [14]-[17]. A carga do alvo é representada por R_{sc2} . O emprego do equivalente série permite que o cálculo do fator de qualidade do circuito ressonante leve em conta a carga do circuito integrado do alvo. As resistências série de perdas dos indutores L_1 e L_2 são representadas por R_{sL1} e R_{sL2} . Na modelagem dos componentes passivos usados em torno de 13 MHz despreza-se a capacitância parasita própria do indutor. Esta aproximação é possível, pois, as medições representadas na Figura 2.4 mostram que a variação na indutância nesta faixa é muito pequena em relação à medidas em 1 MHz.

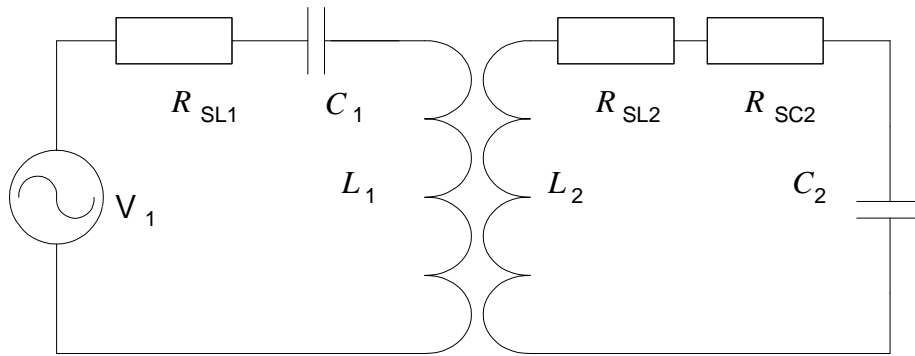


Figura 3.4. - Modelo equivalente para representar o comportamento global entre o leitor e o alvo, após a conversão do efeito da resistência de carga em paralelo para o seu equivalente em série.

Com a resistência série de perdas do capacitor desprezível, seu valor é muito menor que a reatância capacitiva. Assim, o modelo simplificado da Figura 3.4 considera $R'_{s2} = R_{sL2} + R_{sc2}$, $L_{s2} = L_2$, $C_{s2} = C_2$ e $R_{sL1} = R_{s1}$. Portanto:

$$V_1 = I_1 \left(R_{s1} + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) - I_2 j\omega M \quad (3.10)$$

$$0 = -I_1 j\omega M + I_2 \left(R'_{s2} + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right) \quad (3.11)$$

De (3.11), obtêm-se a corrente e a tensão em C_2 :

$$I_2 = \frac{I_1 j\omega M}{R'_{s2} + j\omega L_2 + 1/j\omega C_2} \quad (3.12)$$

$$V_2 = I_2 \frac{1}{j\omega C_2} = \frac{I_1 j\omega M}{(R'_{s2} + j\omega L_2 + 1/j\omega C_2) j\omega C_2} \quad (3.13)$$

Substituindo (3.12) em (3.10), têm-se a tensão e corrente do primário:

$$V_1 = I_1 \left(R_{s1} + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) - \frac{I_1 (j\omega M)^2}{(R'_{s2} + j\omega L_2 + 1/j\omega C_2)} \quad (3.14)$$

$$I_1 = \frac{V_1}{R_{s1} + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{(\omega M)^2}{(R'_{s2} + j\omega L_2 + 1/j\omega C_2)}} \quad (3.15)$$

Com este resultado, completa-se o cálculo da tensão em C_2 :

$$V_2 = \frac{V_1 M}{\left[(\omega M)^2 + (R_{s2} + j\omega L_2 + 1/j\omega C_2)(R_{s1} + j\omega L_1 + 1/j\omega C_1) \right] C_2} \quad (3.16)$$

Conhecidas a indutância mútua e as resistências de perdas dos indutores, chega-se à tensão no alvo, pois a resistência de carga do circuito integrado é contabilizada no cálculo de R_s por (3.8) e considerando:

$$G_p = \frac{1}{R_L} \quad (3.17)$$

O valor da capacitância equivalente série do alvo variará em função da frequência e da resistência do circuito integrado, conforme mostra (3.9). Para avaliar o comportamento de (3.16), empregou-se o programa MATLAB[®]. Estes componentes foram escolhidos em função das dimensões dos indutores e da frequência proposta em norma para a comunicação RFID. Nesta análise foram especificados os seguintes valores da Tabela 3.1:

Tabela 3.1 – Especificações usadas na análise da tensão no alvo.

Parâmetro	Valor
Tensão do gerador V_1	1V
Indutor L_1	3,5 μ H
Indutor L_2	3,5 μ H
Capacitor C_1	43pF
Capacitor C_2	43pF
Resistência de perdas de L_1 (R_{s1})	0,1 Ω
Resistência de perdas L_2 (R_{s2})	0,1 Ω
Resistência de carga R_L	2k Ω
Indutância mútua M	0,4 μ H
Faixa de frequência de teste	12MHz a 15MHz

Estes valores são apropriados para a faixa de interesse neste estudo, ou seja, em torno de 13MHz. A resistência de carga do alvo foi estimada em 2k Ω , valor escolhido em função da corrente necessária para o seu funcionamento, que inclui a corrente do sensor biológico. O valor especificado para o sensor de glicose é de 2,5 mA sob uma diferença de potencial de 5V. Conhecida a resistência de carga, calcula-se a resistência de perdas do capacitor de acordo com (3.16) e (3.8). Para 12,97MHz, obteve-se $R_s = 39,89 \Omega$, precisão alcançada com medidas feitas com o analisador vetorial de redes. A resistência de perdas total do alvo será $R_{ST} = R_s + R_{s2} = 39,99\Omega$, que inclui a carga do circuito integrado e do sensor biológico. Conforme (3.9), a capacitância equivalente paralela também varia com a frequência. A

resistência de perdas no indutor foi considerada constante nesta faixa, uma vez que sua variação é bem pequena e mantém-se sempre muito menor do que a equivalente série do alvo.

Utilizando novamente o programa MATLAB[®] para cálculo de (3.16), têm-se os resultados mostrados na Figura 3.5. A tensão de alvo indicada na curva em linha contínua não considera o efeito da frequência sobre as resistências de perdas do capacitor C_2 e sobre o seu valor original. Levando em conta todos os efeitos da variação da frequência em (3.8) e em (3.9), chega-se à curva pontilhada da figura. Estes efeitos reduzem a tensão no alvo abaixo da frequência central de 12,97 MHz e aumenta para valores acima. Com estas informações, pode-se calcular a tensão no sensor implantado, supondo ausência de obstáculos entre o leitor e alvo, usando a teoria clássica de circuitos. Observa-se, ainda, que existe um valor mínimo de tensão entre os máximos obtidos sobre o capacitor C_2 . Este comportamento é esperado a partir do teorema de Foster [11], onde os pólos e zeros de uma rede de baixas perdas são alternados na escala de frequência. Mesmo havendo variação da tensão sobre C_2 , seu valor permaneceu acima de 5 V para grande faixa de frequências, mantendo-se acima do limiar exigido para o funcionamento do alvo.

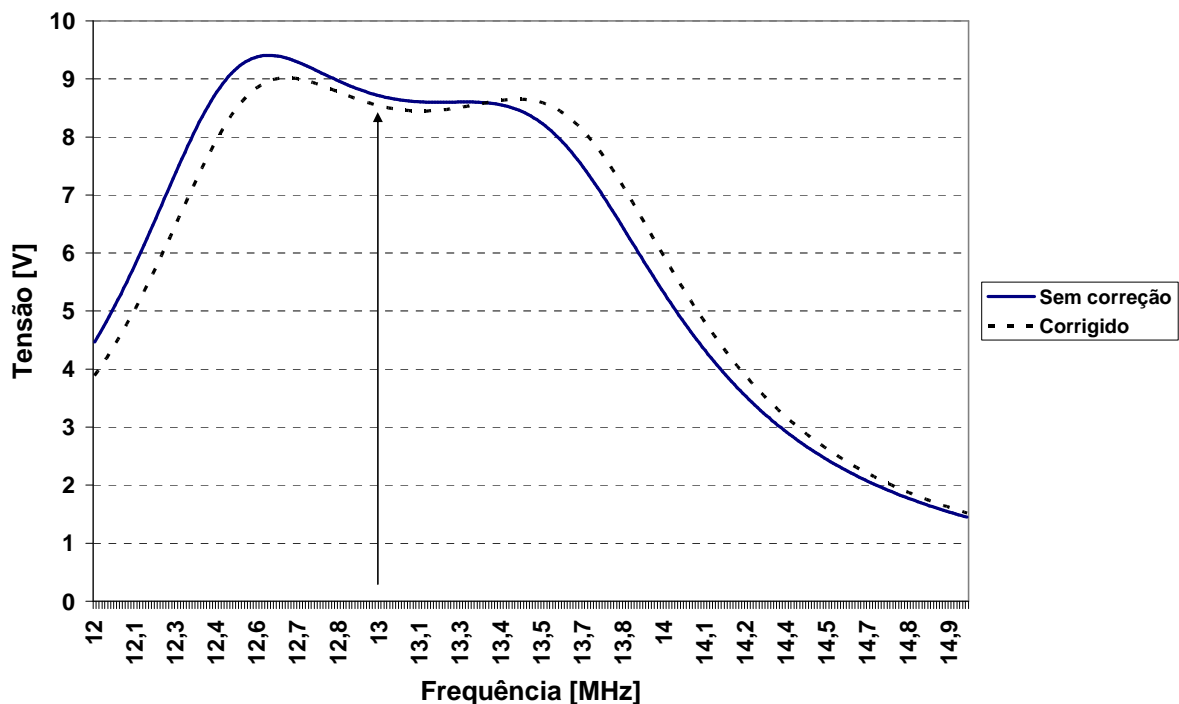


Figura 3.5. – Comparação no cálculo com MATLAB[®] levando em consideração o efeito da variação de capacitância e de resistência de perdas do capacitor com a frequência.

Capítulo 4

Sistema de identificação com acoplamento indutivo

4.1- Sistema genérico de identificação

Um sistema básico de identificação por acoplamento indutivo formado por um leitor e um alvo foi apresentado no Capítulo 2 [14] - [17]. Para sua atuação, o leitor gera o campo eletromagnético na frequência de trabalho. Quando o alvo estiver dentro desse campo, é excitado e envia uma sequência de dados de volta. Desta forma, consegue-se uma comunicação entre o leitor e alvo e, como resposta, uma comunicação em sentido inverso, entre o alvo e leitor. O diagrama simplificado do sistema é mostrado na Figura 4.1.

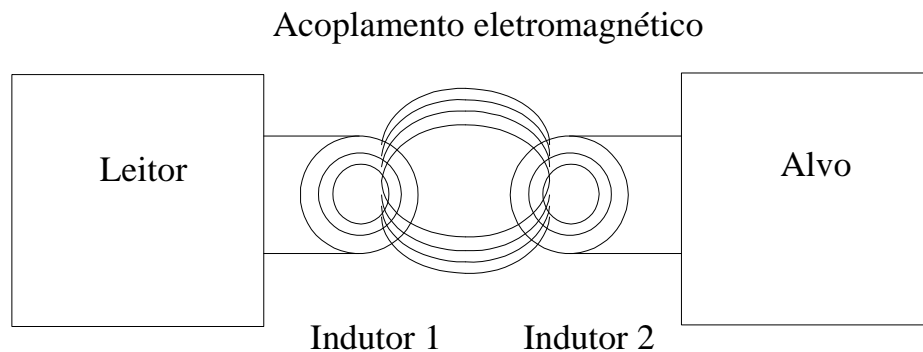


Figura 4.1. – Diagrama simplificado do sistema de identificação, com destaques para as ações do leitor e do alvo em sua região de influência.

Com este sistema, pode-se usar o alvo sem uma fonte de alimentação própria. O sinal vindo do leitor e nele aplicado através do acoplamento indutivo é capaz de prover valores suficientes para garantir o seu funcionamento. Quando o leitor se aproximar do alvo existe uma distância mínima entre eles que induz uma tensão capaz de alimentá-lo. Esta distância identifica o campo de interrogação do leitor no qual a tensão gerada é suficiente para iniciar a comunicação. O leitor, portanto, tem as funções de transmitir energia e dados e receber as informações vindas do alvo, ou seja, o sistema tem características de comunicação nos dois sentidos (duplex).

O diagrama em blocos do leitor é mostrado na Figura 4.2(a). É composto de um oscilador para gerar um sinal coincidente com a frequência de ressonância do circuito ligado em seus terminais. Sobre o indutor liga-se um detector de envoltória duplo de alta impedância de entrada na frequência de operação. É preferível um circuito ressonante série no leitor, pois

se consegue a tensão no indutor maior que a tensão fornecida pelo oscilador. A parte (b) da Figura 4.2 é a representação circuital, com a inclusão dos efeitos de perda concentrados no resistor R_1 . A impedância apresentada ao gerador e a tensão sobre o indutor são dadas por:

$$Z = R_1 + j\omega L_1 - j\frac{1}{\omega C_1} \quad (4.1)$$

$$E_{L_1} = \frac{V_1(j\omega L_1)}{R_1 + j\omega L_1 - j\frac{1}{\omega C_1}} \quad (4.2)$$

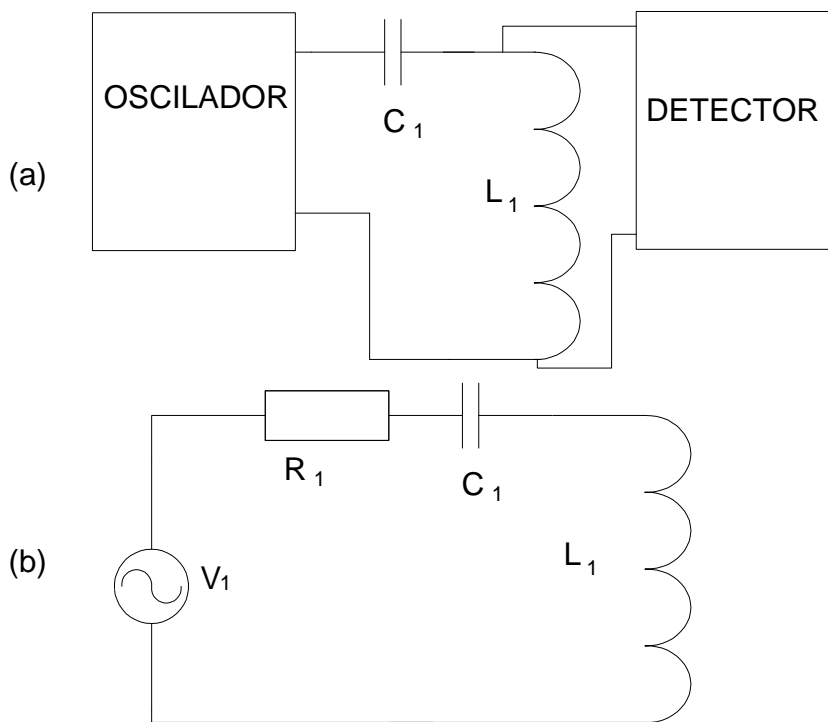


Figura 4.2. – (a) Diagrama em blocos do leitor, com destaque do detector síncrono exigido. (b) Representação do circuito equivalente do leitor, sem a influência do detector pelo fato de apresentar impedância muito elevada.

Como na condição de ressonância os efeitos do indutor e do capacitor ficam cancelados, a tensão resultante sobre o indutor fica:

$$E_{L_1} = jV_1 \frac{\omega L_1}{R_1} = jQ_0 V_1 \quad (4.3)$$

onde $Q_0 = \omega_0 L_1 / R_1$ representa o fator de qualidade do circuito. Em geral, é possível conseguir-se $Q_0 \gg 1$, a tensão sobre o indutor, e transferida, para o alvo é mais elevada do que a gerada no oscilador.

4.2 - Descrição do circuito equivalente na conexão entre leitor e alvo

No alvo, tem-se um circuito formado por um indutor em paralelo com um capacitor que são calculados para a condição de ressonância na frequência do oscilador, segundo discussão estabelecida em itens anteriores. O sinal nos terminais do alvo é processado em um retificador e em um circuito conhecido como modulador de carga [15]. Todos estes elementos são especificados de acordo com as exigências de cada projeto. A Figura 4.3 representa uma primeira versão do circuito desenvolvido neste trabalho. Nesta configuração, adotou-se um retificador de meia onda apenas para a descrição do processo. Em um modelo mais sofisticado, adotou-se uma retificação em ponte, com a qual se obtém nível de corrente contínua mais elevado e melhores condições de filtragem.

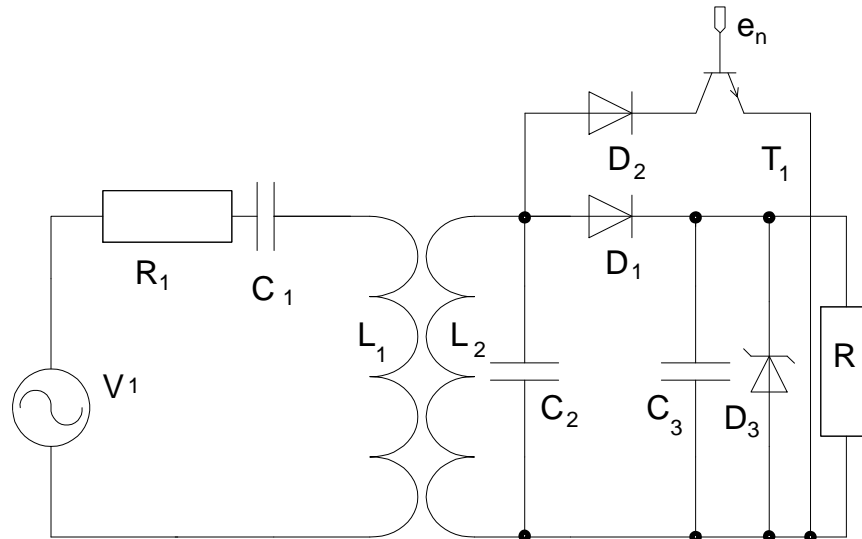


Figura 4.3 – Circuito equivalente mostrando as atuações do leitor e do alvo. Na base do transistor T_1 tem-se a excitação por uma rajada de bits $e_n(t)$ característica de cada aplicação.

Na saída da parte do circuito formada por L_2 e C_2 ligados em paralelo, o diodo D_1 retifica o sinal e a resultante é filtrada em C_3 . Desta maneira, provê-se uma tensão contínua aplicada diretamente sobre o diodo regulador D_3 . Para os valores envolvidos neste projeto, não há necessidade de resistência de limitação, uma vez que a maior corrente que por ele circulará, ficará abaixo de seu limite máximo especificado. Este diodo é necessário porque as reduções na distância entre o leitor e alvo provocam aumentos da tensão de alimentação do circuito integrado no alvo. O diodo regulador, além da função de regulação, limita essa tensão, protegendo-o de eventuais sobretensões. Prevê-se limitações em distância de atuação

do dispositivo, levando em conta que o diodo deixa de regular quando sua corrente cair abaixo do valor mínimo necessário para manter a regulação.

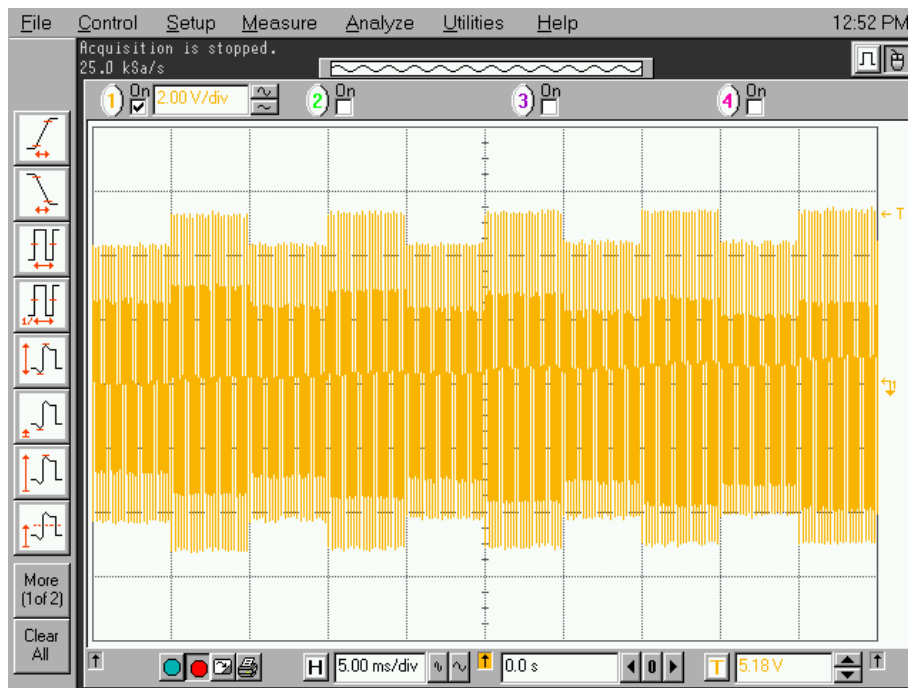


Figura 4.4 – Resposta da modulação de carga vista no indutor L_1 . Os valores acima do nível médio indicam a rajada de pulsos acoplados ao leitor.

Para gerar a informação a ser transferida ao leitor, usa-se o conceito de modulação de carga. Por causa do acoplamento indutivo entre os dois estágios, a carga apresentada ao alvo é transferida ao leitor com as suas variações. O chaveamento entre um nível de tensão nula e um valor de circuito aberto é conhecido como modulação ôhmica [15]. O uso do transistor como elemento chaveador na fonte de alimentação provoca uma redução na tensão de alimentação do alvo. Para evitar este inconveniente, deve-se usar um diodo em série com o transistor ligado diretamente ao circuito ressonante. Este diodo garante alimentação em corrente contínua ao transistor T_1 . Além disto, com esta configuração, isola-se a alimentação do circuito integrado, pois o diodo D_1 fica polarizado reversamente quando ocorrer à saturação de T_1 . Os efeitos desta mudança de carga são transferidos ao indutor L_1 , representados pelos pulsos de maiores amplitudes ilustrados na Figura 4.4. A rajada de dados a ser transmitida é definida pelo circuito integrado e é aplicada a base de T_1 . A tensão em L_1 acompanha esta rajada aplicada na base de T_1 (sinal e_n na Figura 4.3). As ações do chaveamento na associação L_2C_2 causam alterações na frequência de ressonância do secundário e na carga transferida ao primário do circuito. Em consequência, acontecem variações na tensão sobre L_1 , transferida ao leitor. Outra forma de acoplar os dados do alvo

para o leitor é pelo chaveamento de diferentes capacitores, mudando a frequência de ressonância e provocando efeito semelhante ao descrito acima.

4.3 - Análise da modulação de carga

Embora a excitação na base de T_1 seja por meio de uma sequência de dados, nesta descrição será adotado um sinal harmônico no tempo como modulante. Este procedimento serve como base para outras excitações periódicas, adotando-se sua representação em série de Fourier. Em uma sequência aperiódica, faz-se a adaptação segundo as transformadas de Fourier. Com a modulação de carga, o sinal visto pelo leitor será a combinação do sinal da portadora (e_p) com o sinal aplicado na base de T_1 (e_m). Desta forma, representam-se estes sinais como:

$$e_p = E_0 \cos \omega_p t \quad (4.4)$$

$$e_m = E_m \cos \omega_m t \quad (4.5)$$

Na modulação em amplitude, o sinal modulante afeta a portadora da seguinte maneira.

$$\begin{aligned} e_i &= (E_0 + E_m \cos \omega_m t) \cos \omega_p t = E_0 \left(1 + \frac{E_m}{E_0} \cos \omega_m t \right) \cos \omega_p t = \\ &= E_0 \cos \omega_p t + E_0 m \cos \omega_p t \cos \omega_m t \end{aligned} \quad (4.6)$$

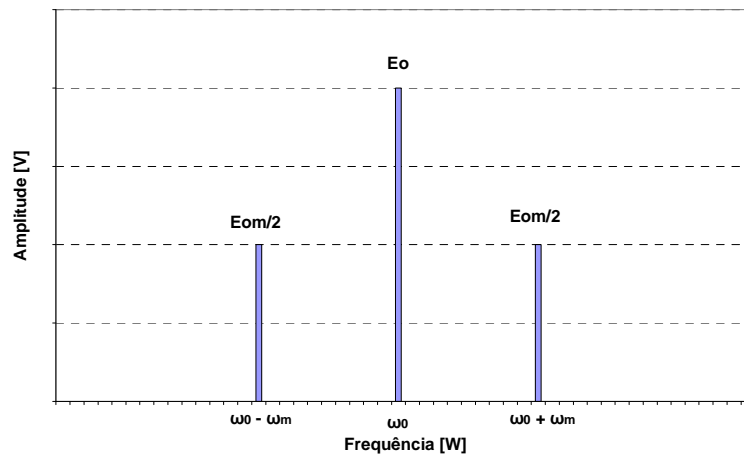


Figura 4.5 – Espectro de frequências do sinal gerado na modulação de carga, considerada a excitação com uma forma de onda harmônica no tempo.

O fator $m = E_m / E_0$ é o índice de modulação que mostra quanto o sinal modulador altera a amplitude da portadora. Desenvolvendo (4.6) com identidades trigonométricas conhecidas, tem-se:

$$e_i = E_0 \cos \omega_p t + E_0 m \frac{1}{2} [\cos(\omega_m t + \omega_p t) + \cos(\omega_p t - \omega_m t)] \quad (4.7)$$

que representa o sinal da portadora e duas frequências laterais distanciadas de $\pm\omega_m$, como mostra a Figura 4.5.

Esta análise mostra que os dados na entrada de T_1 modulam em amplitude o sinal de portadora aplicado em L_1 . Para o leitor receber os dados, emprega-se um circuito detector de envoltória e um filtro passa-baixas como mostrado no diagrama do leitor na Figura 4.8. O sinal do detector é:

$$E_1 = S_t \cdot e_t \quad (4.8)$$

sendo e_t o sinal modulado em amplitude. S_t é descrita pela série

$$S_t = S_0 + S_1 \cos \omega_0 t + S_2 \cos 2\omega_0 t + \dots \quad (4.9)$$

e será identificada como função síncrona. Com seu emprego na equação anterior, o sinal de saída do detector fica expandido na forma

$$\begin{aligned} E_1 &= [S_0 + S_1 \cos \omega_0 t + S_2 \cos 2\omega_0 t + \dots] \left\{ E_0 \cos \omega_0 t + E_0 m \frac{1}{2} [\cos(\omega_m t + \omega_0 t) + \cos(\omega_0 t - \omega_m t)] \right\} = \\ &= S_0 E_0 \cos \omega_0 t + S_1 E_0 \cos^2 \omega_0 t + S_2 E_0 \cos 2\omega_0 t \cdot \cos \omega_0 t + \frac{S_0 m E_0}{2} \cos(\omega_0 + \omega_m) t + \\ &\frac{m S_1 E_0}{2} \cos \omega_0 t \cos(\omega_0 + \omega_m) t + \frac{m S_2 E_0}{2} \cos 2\omega_0 t \cdot \cos(\omega_0 + \omega_m) t + \frac{m S_0 E_0}{2} \cos(\omega_0 - \omega_m) t \\ &+ \frac{m S_1 E_0}{2} \cos \omega_0 t \cdot \cos(\omega_0 - \omega_m) t + \frac{m S_2 E_0}{2} \cos 2\omega_0 t \cdot \cos(\omega_0 - \omega_m) t + \dots \quad (4.10) \\ &= \left(S_0 E_0 + \frac{S_2 E_0}{2} \right) \cos \omega_0 t + \frac{S_1 E_0}{2} + \frac{m S_1 E_0}{2} \cos \omega_m t + \left(\frac{m S_2 E_0}{4} + \frac{m S_0 E_0}{2} \right) \cos(\omega_0 - \omega_m) t + \\ &\left(\frac{m S_2 E_0}{4} + \frac{m S_0 E_0}{2} \right) \cos(\omega_0 + \omega_m) t + \frac{S_1 E_0}{2} \cos 2\omega_0 t + \frac{m S_1 E_0}{4} \cos(2\omega_0 + \omega_m) t + \\ &\frac{m S_1 E_0}{4} \cos(2\omega_0 - \omega_m) t + \frac{m S_2 E_0}{4} \cos(3\omega_0 + \omega_m) t + \frac{m S_2 E_0}{4} \cos(3\omega_0 - \omega_m) t \end{aligned}$$

Após o filtro passa-baixas com frequência de corte ajustada para garantir a supressão dos termos indesejáveis, tem-se em sua saída uma componente contínua e um termo com idêntica formação do sinal modulante:

$$E_1 = \left(\frac{S_1 E_0}{2} \right) + \left(\frac{m S_1 E_0}{2} \right) \cos \omega_m t \quad (4.11)$$

4.4 - Análise dos circuitos de alvo e leitor

Para testar a comunicação do sistema de identificação, desenvolveu-se uma aplicação com o circuito de alvo. O diagrama em blocos da Figura 4.6. e o circuito da Figura 4.7 representam uma aplicação genérica e são descritos a seguir. O circuito ressonante paralelo formado por L_2 e C_2 é colocado dentro do campo de interrogação do leitor. A tensão desenvolvida sobre ele é retificada pelos diodos D_1 , D_3 , D_4 e D_5 , filtrada pelo capacitor C_3 e limitada pelo diodo zener D_2 que formam o bloco de retificação, filtragem, regulação e proteção. A fonte de energia para a alimentação do circuito integrado NE 555 é oriunda do sinal emitido pelo leitor, cuja frequência chaveamento foi ajustada para 2kHz. Desta forma, quando a tensão de alimentação do alvo atingir aproximadamente 4V o oscilador do circuito integrado começa a funcionar e gera um sinal retangular aplicado na base do transistor T_2 via transistor T_1 . Estes transistores têm a função de modulação de carga e quando acionados provocam uma baixa impedância no circuito ressonante.

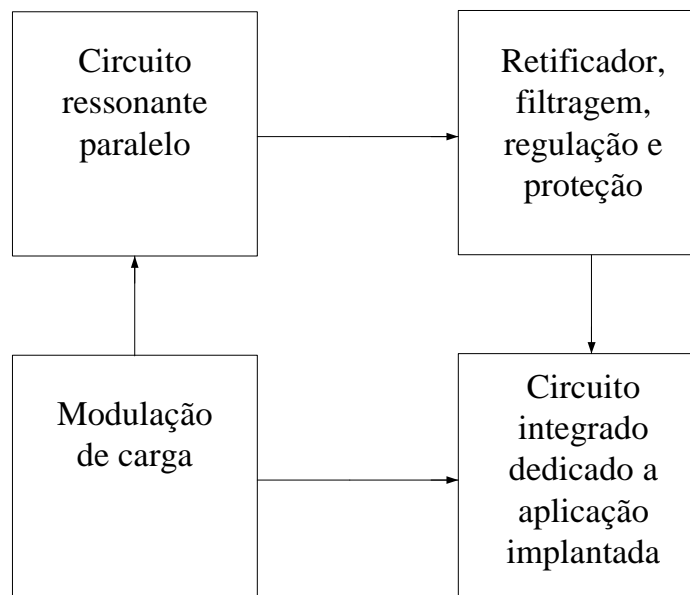


Figura 4.6 – Diagrama em blocos de um alvo usando RFID em uma aplicação genérica.

Este procedimento coloca em curto-circuito os terminais da associação formada por L_2 e C_2 durante a aplicação dos pulsos. Como consequência, o circuito do leitor tem sua carga modulada.

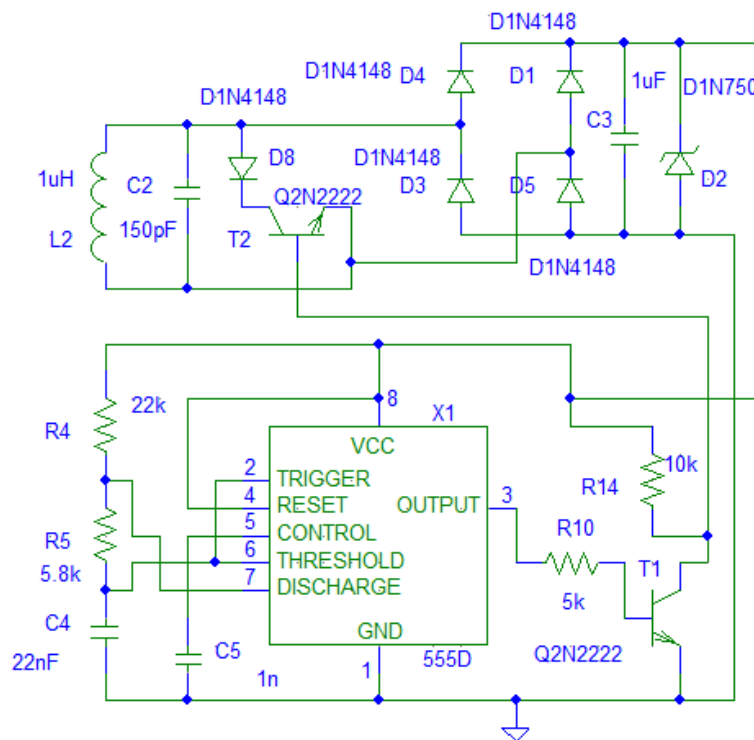


Figura 4.7 - Exemplo de um circuito do alvo, com a tensão contínua obtida por meio de uma retificação de onda completa com montagem em ponte.

Na Figura 4.8 são mostrados os sinais obtidos na saída do oscilador NE 555 (visto à esquerda) do circuito alvo e no indutor L_1 do circuito leitor, respectivamente. O sinal obtido sobre este indutor está modulado em amplitude.

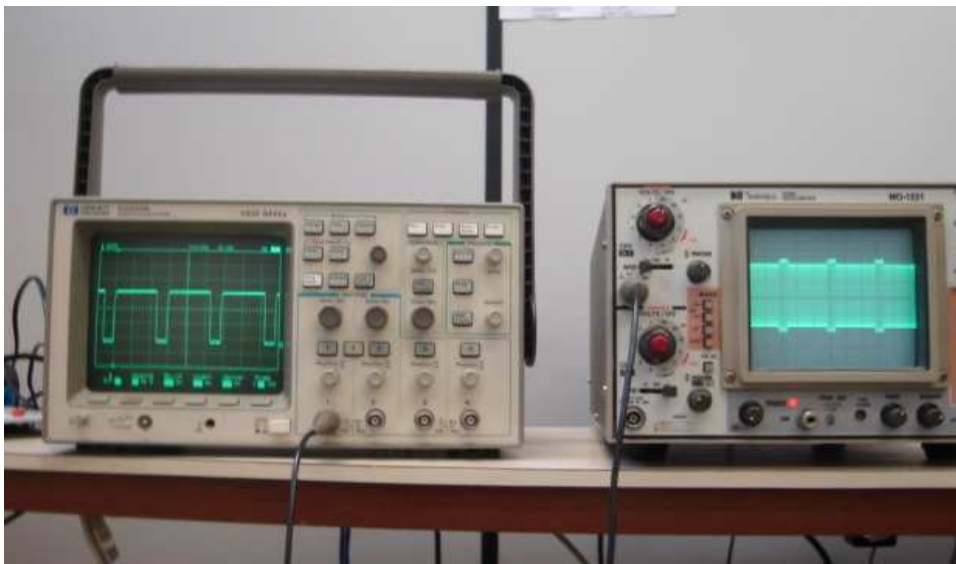


Figura 4.8 - Sinais na saída do oscilador do circuito alvo (visto à esquerda) e sobre o indutor do circuito leitor.

O esquema do circuito leitor é mostrado na Figura 4.9, com os valores indicados dos componentes empregados. Necessita-se de uma amplificação que introduza pequena distorção no sinal de saída. Uma primeira opção foi utilizar uma montagem em classe A, com o transistor convenientemente polarizado para satisfazer as condições do projeto. Os ensaios iniciais foram realizados com o transistor 2N3866, especificado para uma potência de saída de até 1W na faixa de frequências de interesse para o projeto. O desempenho foi inferior ao esperado e optou-se por um transistor de maior capacidade de potência. Selecionou-se o MRF 373, um modelo LDMOS (tecnologia de metal sobre silício com difusão lateral) de canal N, utilizado em sistemas de transmissão para sinais até acima de 900MHz (T_1). Para garantir maior potência de saída, este transistor foi polarizado em classe AB, com a qual ocorre interrupção de sua condução em uma parte do ciclo do sinal de entrada. Para se obter um sinal sem distorção e de elevada tensão a ser transferida para o alvo, na saída deste estágio tem-se um circuito ressonante série com elevado fator de qualidade. Este valor foi possível tendo em vista a baixa impedância de saída do transistor nestas condições de trabalho. O estágio seguinte é um detector de envoltória balanceado, de elevada impedância, de maneira que seu efeito de carga sobre a etapa anterior não é significativo.

A polarização do amplificador permite ajustar as condições de condução e o controle da amplificação é feito pela tensão aplicada na porta de T_1 . A potência de saída depende da amplitude do sinal na porta e da sua corrente de dreno. Assim, o divisor resistivo formado por R_2 e R_3 controla a tensão de porta (V_{GS}) que atua sobre a corrente de dreno. Tendo em vista que a impedância de entrada própria de T_1 é muito elevada, o resistor R_4 é responsável pela impedância de entrada do leitor. Seu valor foi selecionado para se ter a máxima potência fornecida pelo oscilador, isto é, os valores foram ajustados para operação com impedância de 50Ω . O circuito ressonante formado por C_1 e L_2 foi ajustado para a frequência do oscilador.

A tensão sobre L_2 assume valores elevados e necessita-se do divisor resistivo formado por R_5 e R_6 para harmonizá-la com a especificação do detector de envoltória balanceado. Este estágio é formado por dois diodos ligados com polarizações contrárias. A primeira parte deste circuito é formada por D_1 , C_7 , R_8 e C_6 . A segunda inclui os elementos D_2 , C_5 , R_7 . Nesta configuração, a carga apresentada à saída do amplificador tem igual influência para os semiciclos positivo e negativo do sinal. Optou-se por esta configuração, porque quando utilizado o detector simples tem-se um desbalanceamento para o sinal, que ocasiona uma

pequena diferença na modulação em amplitude. O indutor L_1 e o capacitor C_2 formam um filtro passa-baixas que isola a parte de radiofrequência da fonte de alimentação principal.

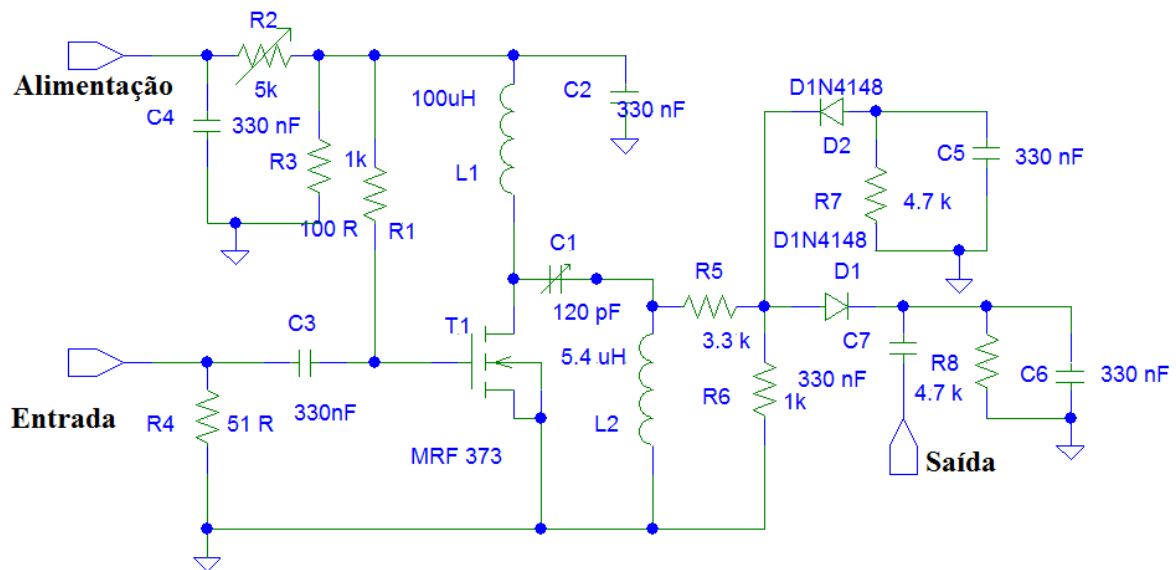


Figura 4.9 - Circuito do leitor com um amplificador de potência em classe AB e detector de envoltória balanceado.

4.5 - Análise dos sinais gerados no alvo e recuperados no leitor

Quando o alvo estiver dentro do campo de interrogação do leitor, o sinal na saída do amplificador de potência é recebido pelo detector síncrono, cuja carga é formada pelo resistor R_8 e pelo capacitor C_6 em paralelo. A Figura 4.10 mostra a resposta do alvo (parte superior da figura) e o sinal detectado na saída do leitor (parte inferior). As pontas de prova do osciloscópio usado nas medições atenuam o sinal de um fator de 10, ou seja, a amplitude da tensão no alvo é 5V e a detectada no leitor é de 600mV. Identificam-se ruídos em ambos os sinais, sem que haja comprometimento nas definições dos níveis que descrevem a sequência de bits. Este ruído é proveniente do resíduo do sinal acoplado indutivamente entre leitor e alvo, definido como resíduo da portadora. Verificou-se que o sistema para de funcionar se a tensão desenvolvida no alvo torna-se menor que 4V. Este desempenho foi alcançado com o ajuste dos valores das constantes de tempo $R_7 C_5$ e $R_8 C_6$ dos elementos que agem como carga dos diodos do detector de envoltória. Na comparação entre os sinais do alvo e leitor, o formato do sinal é preservado na saída analógica do detector. A tensão de 600mV recebida no leitor é suficiente para recuperar a sequência de bits transmitida no alvo.

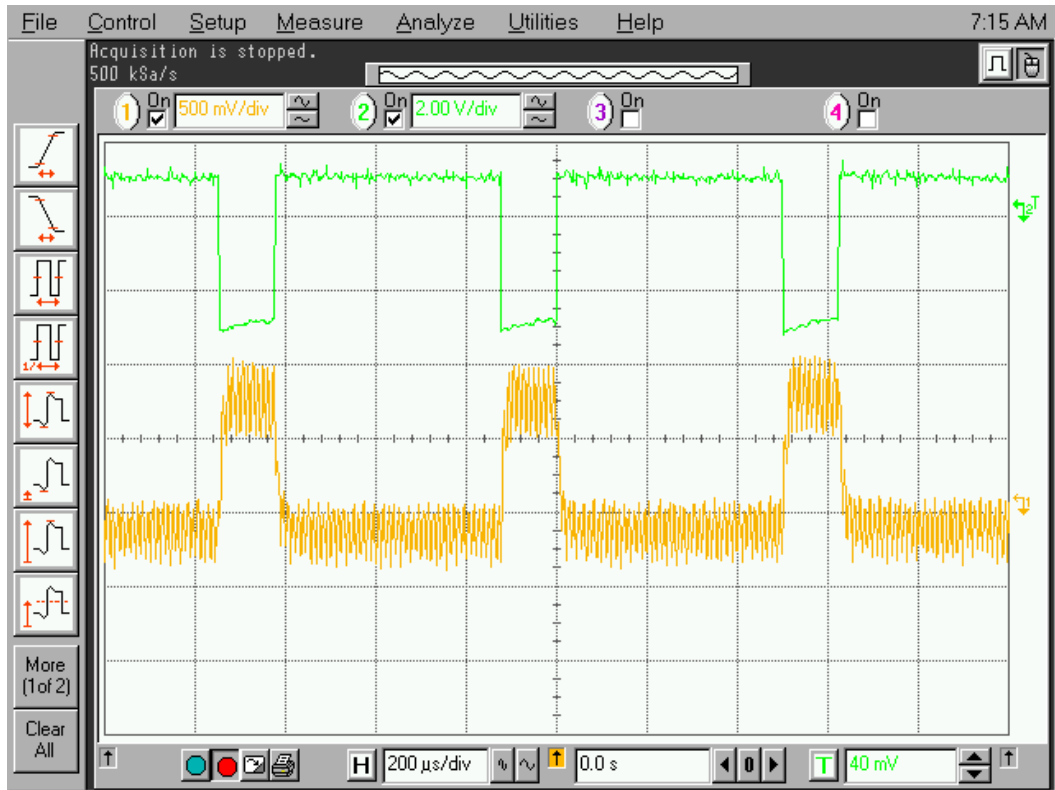


Figura 4.10 - Formas de onda no alvo e na saída do leitor , como analisados na tela do osciloscópio, considerando a atenuação da ponta de prova.

Capítulo 5

Comparação entre simulações e resultados experimentais

5.1 - Método utilizado na medição da indutância mútua

No Capítulo 3, mostrou-se a necessidade de conhecer vários parâmetros associados ao acoplamento indutivo. Desenvolveu-se o tratamento teórico do assunto e identificaram-se os valores que influem de forma relevante no funcionamento do sistema. A análise da indutância mútua permite estimar a tensão no alvo na condição de espaço livre. Para a aplicação desta teoria em sistemas implantados deve-se levar em consideração a atenuação provocada pelo tecido biológico. Nesta linha os experimentos realizados devem proporcionar subsídios para estimar as diferenças no sinal acoplado entre o leitor e alvo na presença de tecido biológico.

Para garantir um projeto confiável, exigem-se os valores mais exatos possíveis dessas grandezas. Isto pode ser obtido com medições rigorosas em bancada. Os valores práticos dos indutores que conduziram aos resultados esperados foram de $1,77\mu\text{H}$ e $5,4\mu\text{H}$, obtidos a partir das dimensões físicas dos componentes de circuito.

Para medir a tensão de alvo foram construídos indutores com estes valores e montados em um suporte de material não-magnético e de baixa perda na frequência de interesse. Seu formato foi escolhido de maneira que permitisse o deslocamento axial dos elementos e a repetibilidade nas medições. A montagem para esta fase dos experimentos está na Figura 5.1, onde utilizaram-se capacitores ajustáveis entre 30pF e 120 pF. A ligação do circuito LC no leitor foi feita em série e no alvo em paralelo, como proposto na configuração original, mostrado no Capítulo 3 Item 3.3. O circuito de retificação, regulação e de modulação de carga foram substituídos por uma carga fixa de $1\text{k}\Omega$. Este valor foi escolhido propositalmente para o teste ser feito sob uma corrente de 2mA, próxima do valor especificado no projeto.

Para se aplicar o método de medição da indutância mútua, estabeleceram-se as distâncias entre os indutores de 5mm, 10mm, 15mm, 20mm e 25mm. Para a medição das indutâncias ligadas em série empregou-se um analisador vetorial de rede na faixa de frequência em torno do valor de interesse de 13,56MHz. Este procedimento permite obter a indutância e a resistência próprias dos enrolamentos, responsável por perdas de potência. Com estas informações, calculou-se a tensão desenvolvida no alvo e comparou-se com o valor medido. Na Figura 5.2 mostra-se a montagem para a medição das indutâncias. Ajustam-se as

separações entre os indutores, sempre impondo ligações mais curtas possíveis, medindo-se a indutância equivalente. Feita a primeira medição, inverte-se um dos indutores e repetem-se as operações. Na Tabela 5.1 mostra-se os valores medidos e os resultados para a indutância mútua. Na primeira coluna, estão os valores dados em (3.2) e (3.3). A última coluna são os resultados obtidos com (3.4), em função das separações discriminadas na segunda coluna. O indutor de $1,77\mu\text{H}$ apresentou resistência equivalente série de $1,14\Omega$ em $13,56\text{ MHz}$ e o de $5,4\mu\text{H}$ o valor de $2,2\Omega$. Destaca-se que este valor difere do encontrado em corrente contínua por causa do efeito pelicular [9].

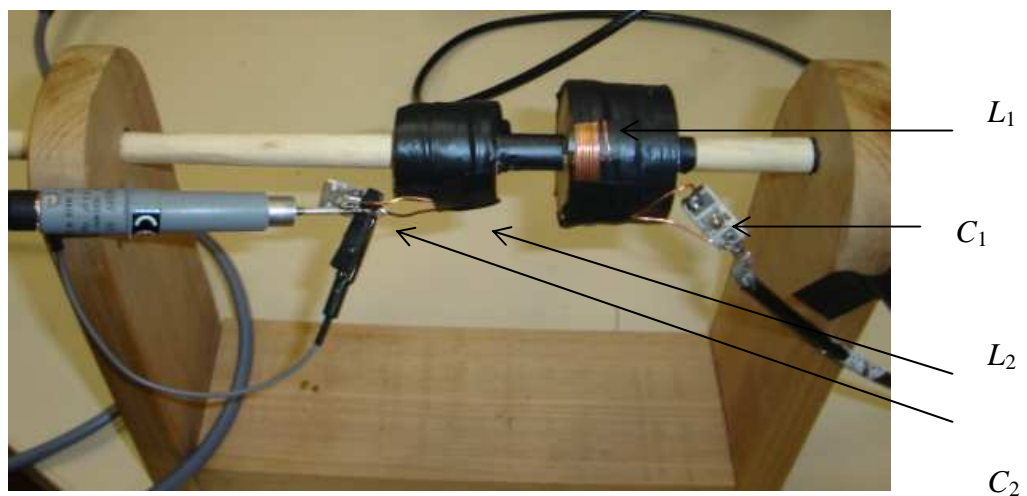


Figura 5.1 – Montagem para a medição da tensão no alvo, conforme a posição relativa dos indutores.

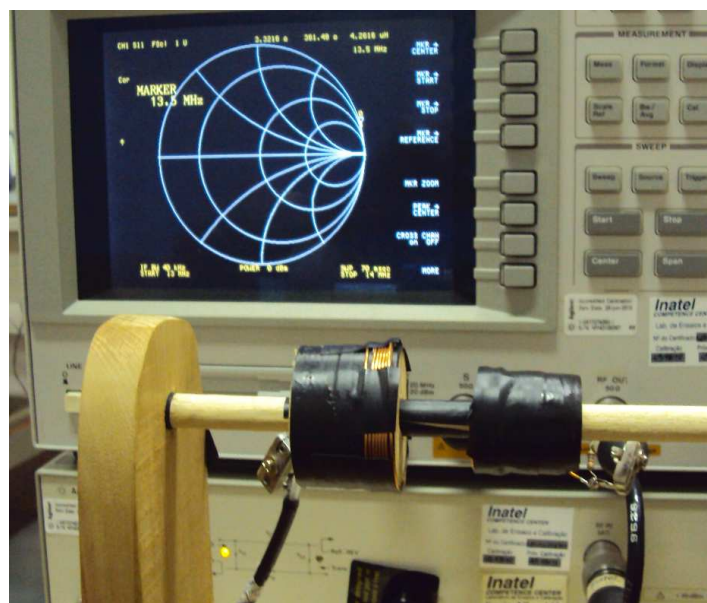


Figura 5.2 – Montagem para a medição da indutância mútua, conforme a posição relativa dos indutores.

Da Tabela 5.1, pode-se avaliar a variação de L_{s1} e L_{s2} em função da distância entre eles, valores que incluem os efeitos da indutância mútua. Como esperado (Capítulo 3 item 3.2), a soma dos indutores em série com a mesma orientação de enrolamento tem indutância maior que a soma dos valores individuais.

Tabela 5.1– Indutância mútua entre os indutores primário e secundário em função da distância entre eles

Valor medido	Distância entre os indutores	Indutância mútua
$L_{s1} = 10,00\mu\text{H}$	5mm	$M = 0,918\mu\text{H}$
$L_{s2} = 6,33\mu\text{H}$		
$L_{s1} = 9,48\mu\text{H}$	10mm	$M = 0,693\mu\text{H}$
$L_{s2} = 6,71\mu\text{H}$		
$L_{s1} = 9,13\mu\text{H}$	15mm	$M = 0,533\mu\text{H}$
$L_{s2} = 7,00\mu\text{H}$		
$L_{s1} = 8,74\mu\text{H}$	20mm	$M = 0,370\mu\text{H}$
$L_{s2} = 7,26\mu\text{H}$		
$L_{s1} = 8,55\mu\text{H}$	25mm	$M = 0,288\mu\text{H}$
$L_{s2} = 7,40\mu\text{H}$		

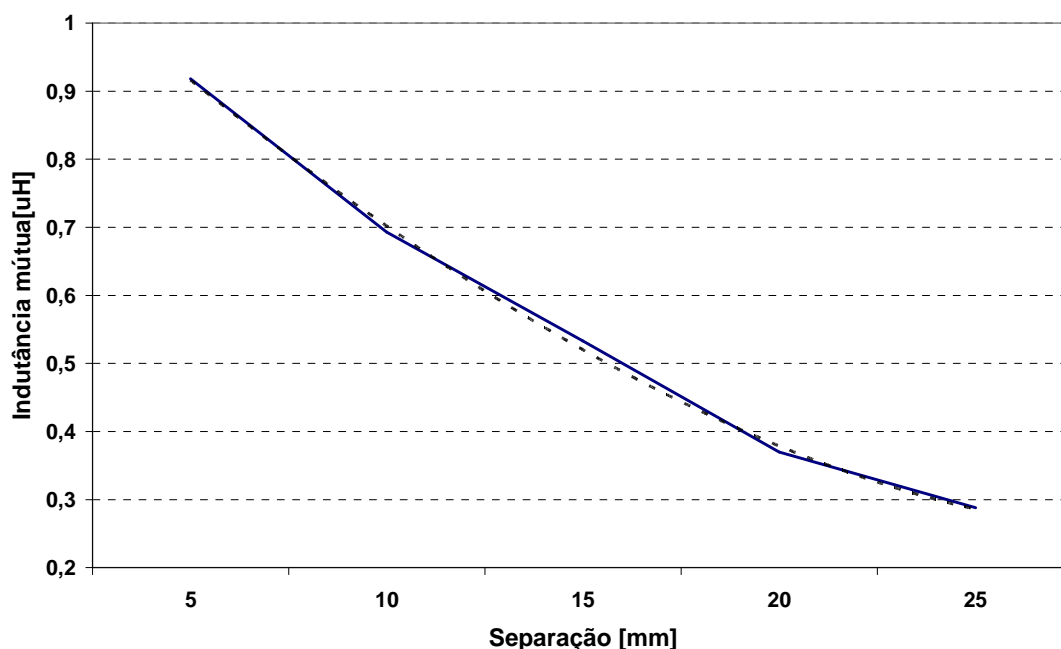


Figura 5.3 – Variação da indutâncias mútua em função da separação entre L_1 e L_2 . Destacam-se os valores obtidos com medições e os encontrados teoricamente com o emprego de um polinômio de terceira ordem.

Com os indutores conectados em série e a orientação invertida entre eles, o valor medido é menor que a soma individual. A indutância mútua em função da separação entre L_1 e L_2 é descrita matematicamente por um polinômio de terceira ordem, segundo a expressão, obtida através dos pontos da Tabela 5.1.

$$L_{mutua} = 0,0013x^3 + 0,0082x^2 - 0,248x + 1,11544 \quad (5.1)$$

onde x é a separação entre os indutores. O resultado está na linha tracejada da Figura 5.3, comparada com os valores medidos e indicados pela linha cheia.

5.2 - Comparação entre as tensões calculadas e medidas no alvo

Determinada a indutância mútua em função da separação entre os indutores, calcula-se a tensão desenvolvida no alvo. Estabeleceu-se a indutância de $5,4 \mu\text{H}$ como leitor, ligada em série com um capacitor ajustável entre 10pF e 120pF . A capacitância série para a ressonância em $13,56\text{MHz}$, é de $25,5\text{pF}$. A indutância de $1,77\mu\text{H}$ será o alvo e estará ligada em paralelo com um capacitor ajustável idêntico ao do leitor. A condição de ressonância em $13,56\text{MHz}$ foi alcançada com $77,8\text{pF}$. Os valores empregados nas medições estão na Tabela 5.2 e o circuito já esquematizado na Figura 2.13 está reproduzido na Figura 5.4. As equivalências entre as respectivas identificações são feitas de maneira fácil e clara com a comparação entre as duas representações. Embora não estejam explicitadas no esquema, as resistências de perdas estão levadas em conta nos cálculos e nas medições. As tensões obtidas sobre C_2 conduzem à curva da Figura 5.5. A variação da indutância mútua provoca mudança da frequência de ressonância do circuito duplamente sintonizado, como discutido. A tensão de alvo identificada nesta figura fica em torno de 2V . Mesmo com uma variação da frequência de ressonância, não existirá grandes alterações nos valores desta grandeza.

Tabela 5.2– Valores de componentes usados na medição e cálculo.

Parâmetro	Valor
V_I	1V
R_G	50Ω
L_I	$1,7\mu\text{H}$
C_I	Capacitor variável de 10 a 120pF
R_c	$1\text{k}\Omega$
L_2	$5,4\mu\text{H}$
C_2	Capacitor variável de 10 a 120pF

Durante as medições, manteve-se a frequência em $13,56\text{MHz}$ e variaram-se os capacitores para se alcançar a máxima tensão na carga. Com este procedimento, as

resistências de perdas dos indutores não se alteram em função do efeito pelicular, pois a medição será sempre na mesma frequência. O ajuste da máxima tensão no alvo deverá ser feita com rigor, pois existem dois pontos de ressonância nos quais as tensões desenvolvidas no alvo não são exatamente iguais (Figura 5.5). Para a excitação do circuito, utilizou-se um gerador senoidal com tensão de 1000mV ajustada para carga de 50Ω. As medições foram realizadas com um milivoltímetro de faixa larga com alta impedância de entrada (aproximadamente 200kΩ). Considerando que a capacitância da ponta de prova influenciará no resultado final, o ajuste da maior tensão do alvo deverá ser feita com a ponta de medição conectada. Este cuidado compensa a capacitância extra adicionada no circuito.

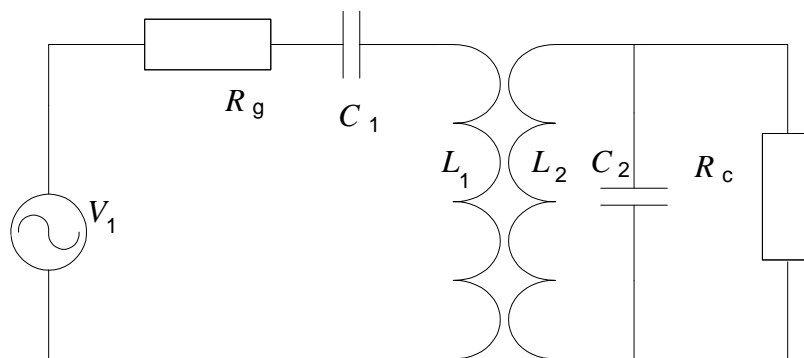


Figura 5.4 – Circuito usado para a medição da tensão de alvo, reprodução do discutido em um capítulo anterior no desenvolvimento proposto.

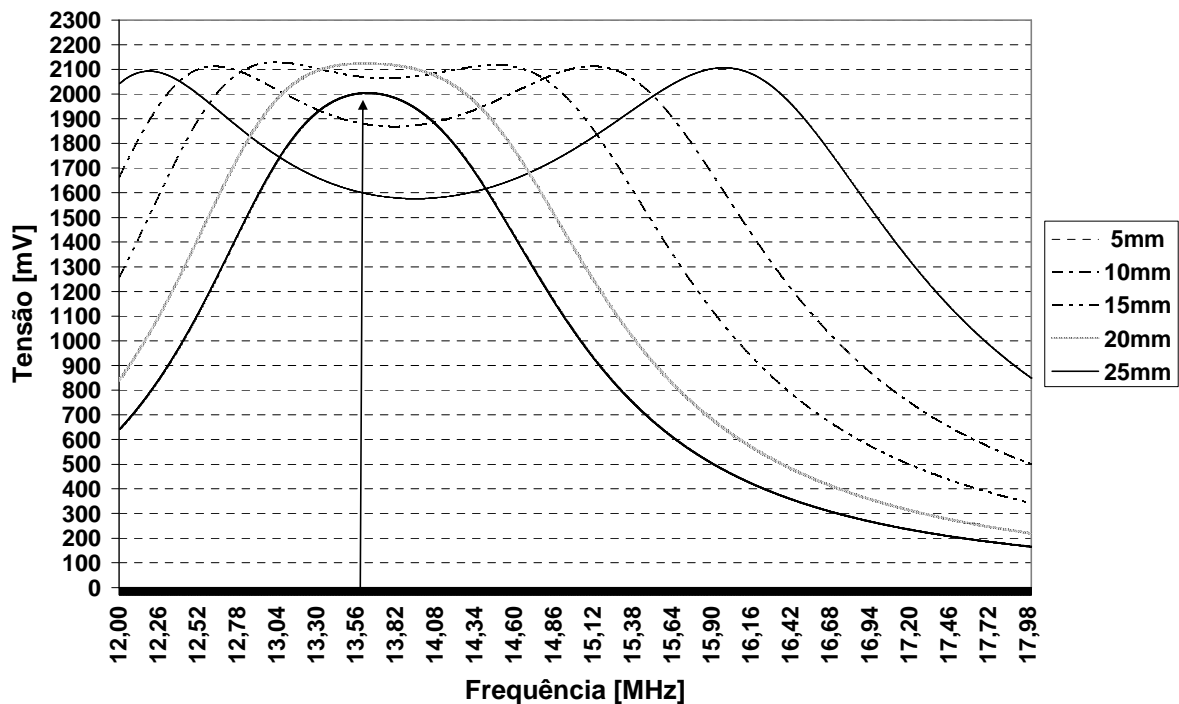


Figura 5.5 – Valores da tensão sobre o alvo obtidos para diferentes separações entre os indutores. Estes valores foram calculados com auxílio de uma codificação feita no programa Matlab®.

Na Figura 5.6 é apresentada uma visão geral do sistema empregado nas medições. Foram medidas as tensões no alvo para várias distâncias entre os indutores. Existe uma deformação no campo magnético dos indutores na região em que se acoplam os cabos de ligação. As posições desses cabos são importantes para minimizar as suas influências nas medições. Conseguiram-se erros bem pequenos com a montagem adequada. Na Figura 5.7 são mostrados os valores medidos e calculados de tensão de alvo e verifica-se que o erro aumenta com a separação entre os indutores e estas diferenças são apresentadas na Figura 5.8. Conclui-se que este método apresenta desempenho satisfatório para distâncias até aproximadamente 15mm, tomando por referência um erro máximo igual ou inferior a 5%.

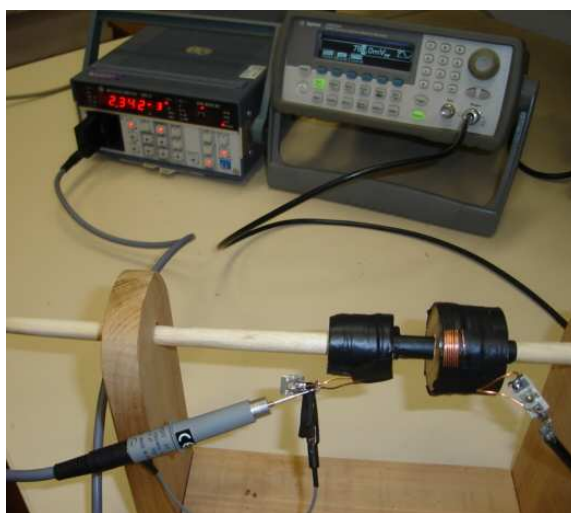


Figura 5.6 – Visão do circuito de medição da tensão de alvo, indicando a conexão completa entre o leitor e o alvo.

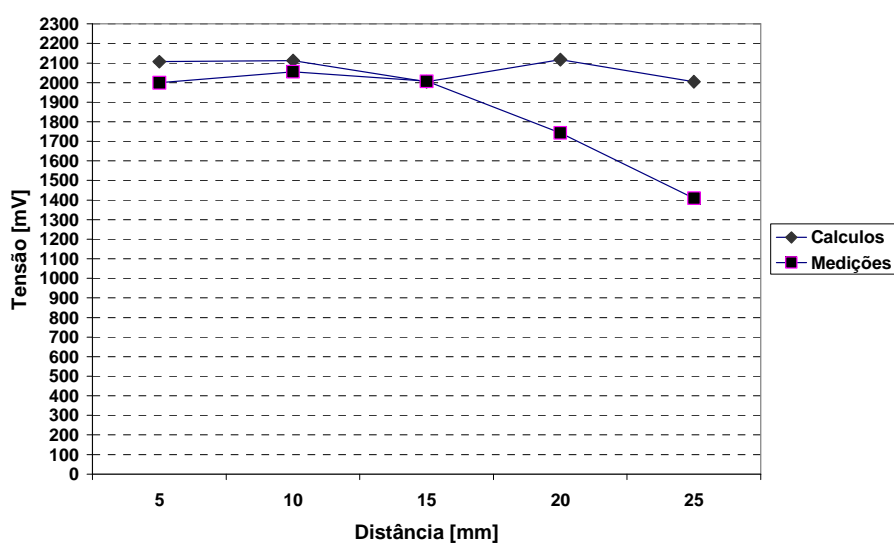


Figura 5.7 – Comparação entre os valores calculados e medidos de tensão de alvo para as várias distâncias ensaiadas entre os indutores.

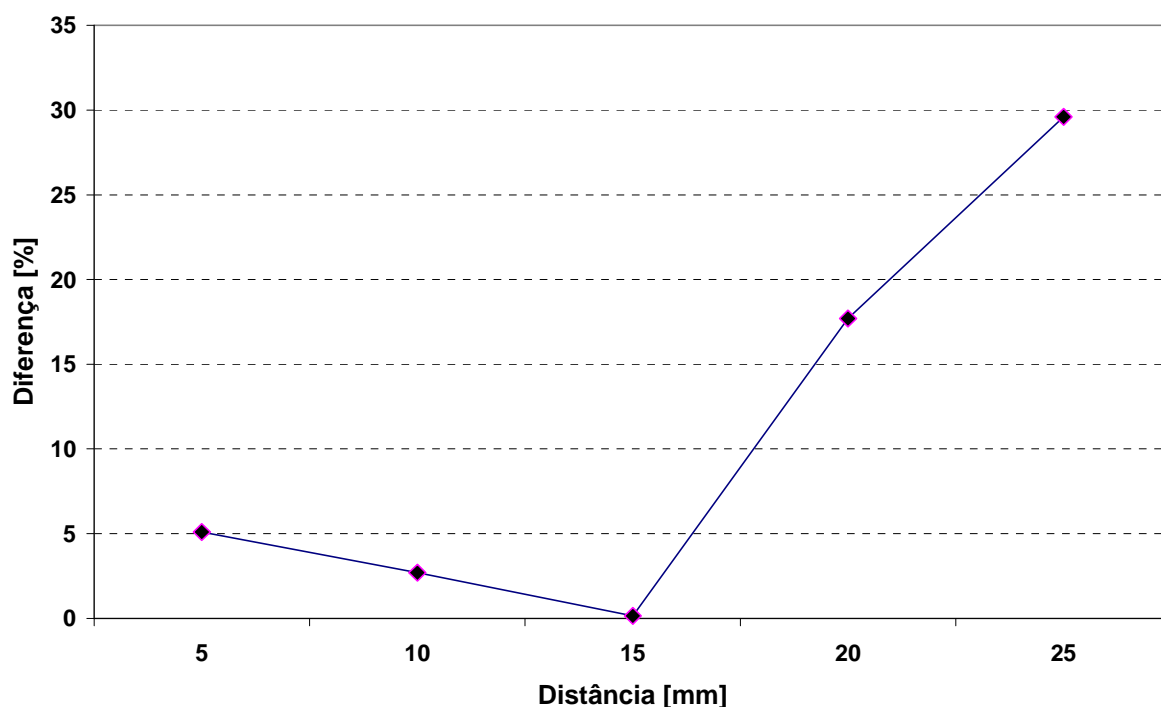


Figura 5.8 – Comparação entre os valores medidos e calculados de tensão de alvo, para distâncias até 25mm. A menor diferença ocorreu com uma separação de 15mm.

5.3 - Comparações entre as medições nas condições de espaço livre e com tecido

Para efetuar as medições, buscaram-se condições que se aproximassem das possíveis de serem encontradas em alvos implantados. Para tanto, empregou-se tecido muscular suíno. A similaridade do organismo suíno com o humano é verificada pela grande variedade de produtos desenvolvidos com organismos suínos e usados em seres humanos [18]. Para exemplificar, pode-se considerar o caso da ação da insulina que controla a entrada de açúcar nas células. Trata-se de um hormônio de utilização essencial para o portador de diabetes, que pode ser obtido a partir do pâncreas do porco. Fornece ainda as ilhotas pancreáticas (ilhotas de Langerhans) que podem ser implantadas em humanos. O hormônio ATCH é obtido a partir da glândula pituitária do suíno e aplicado no tratamento de doenças inflamatórias. A tireóide suína é utilizada para obtenção de medicamentos em pessoas que apresentam a glândula tireóide preguiçosa. A pele suína pode ser usada temporariamente no tratamento de queimaduras. A substância heparina é obtida do intestino suíno e usada como coagulante para o tratamento de hemorragias. Do coração do suíno retiram-se as válvulas cardíacas que podem ser usadas em adultos ou crianças, pois apresentam a mesma estrutura, com as vantagens de serem menos rejeitada pelo organismo que a válvula mecânica e resistirem melhor às

infecções. Experimentos mostram que suínos modificados geneticamente podem produzir a hemoglobina humana, que pode ser armazenada por mais tempo que a hemoglobina humana.

Por estas razões foi escolhido o tecido suíno para os experimentos que aproximassem das condições de alvo implantado. Conhecendo-se a tensão de alvo na condição de espaço livre, compararam-se com as resultantes de sua implantação no tecido biológico, o que leva a diferentes resultados. A Figura 5.9 mostra a montagem empregada, na qual a tensão do gerador foi ajustada para aproximadamente 1,94V. Este aumento foi necessário para garantir que as medições ficassem isentas de contaminação por ruído.

A espessura do tecido biológico foi de aproximadamente 10mm em toda a sua extensão e as medições foram realizadas com o leitor em contato com o tecido suíno. Na comparação direta entre a tensão de alvo no espaço livre e com a presença do tecido verificaram-se pequenas diferenças entre as condições calculadas e medidas, como indicado pela Figura 5.10. A distância de 5mm não foi experimentada devido à espessura do tecido suíno. Em distâncias abaixo de 15mm o erro entre os valores esperados e medidos permanece abaixo de 5%, como indicada pela Figura 5.11. Outras medições foram feitas com tecidos bovino e de frango nas distâncias de 20 e 25 mm e os resultados são mostrados na Figura 5.12.

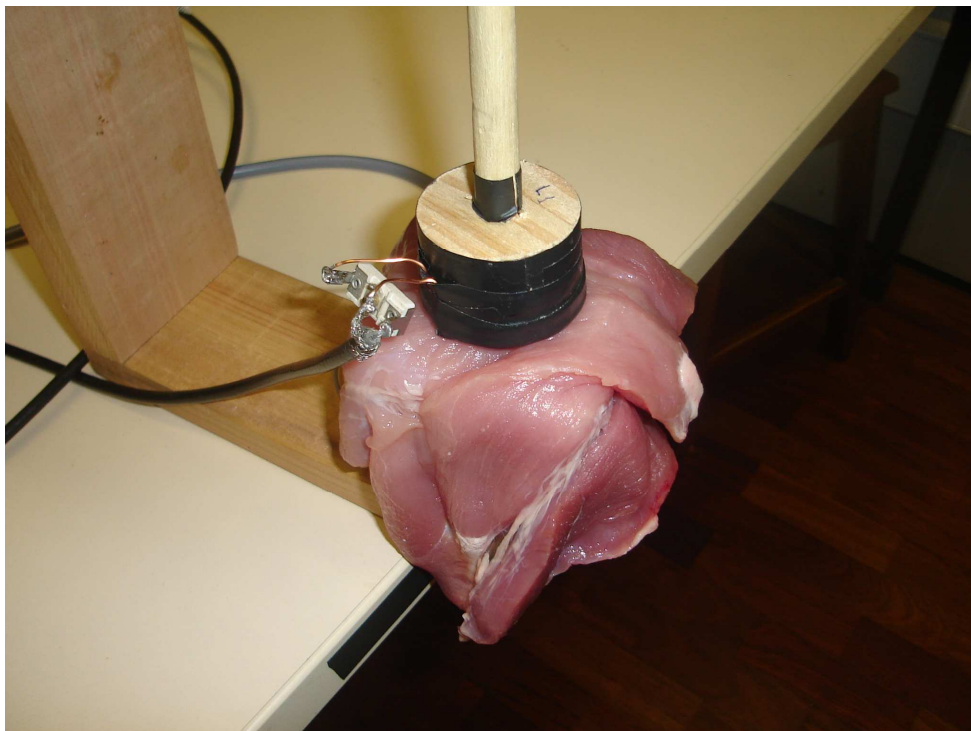


Figura 5.9 – Montagem usada na medição com o tecido suíno entre o leitor e alvo.

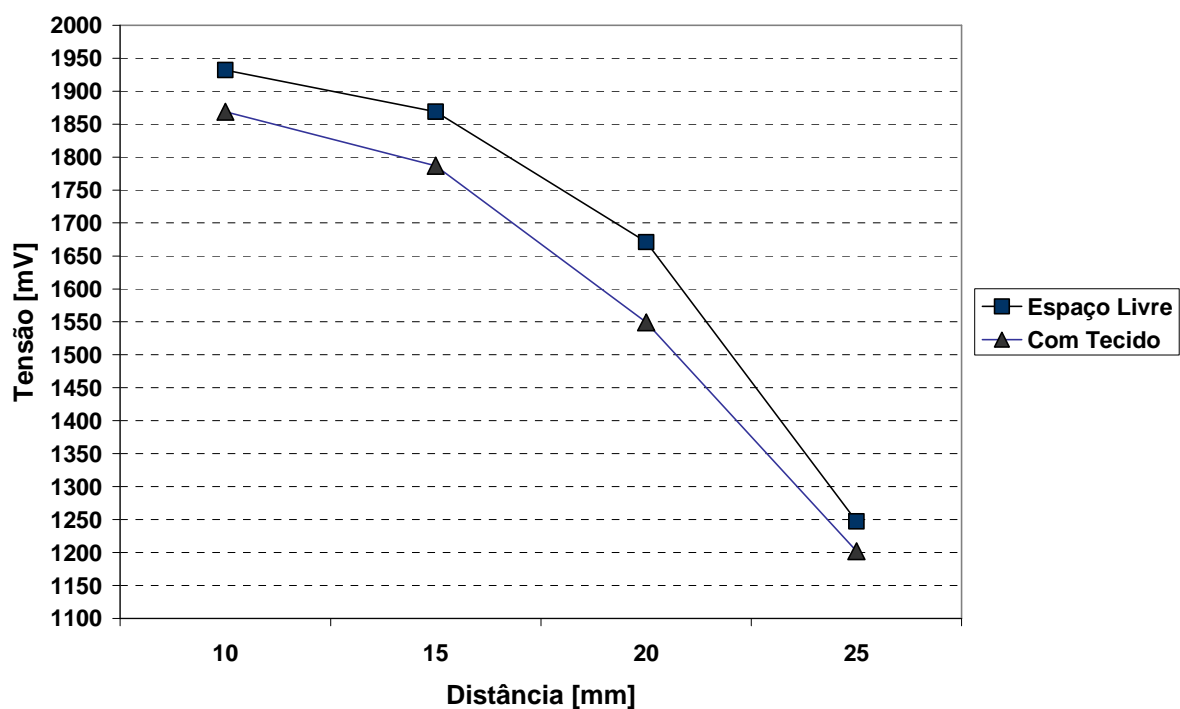


Figura 5.10 – Comparação entre as medidas efetuadas sob condições de espaço livre e com tecido biológico entre o leitor e alvo.

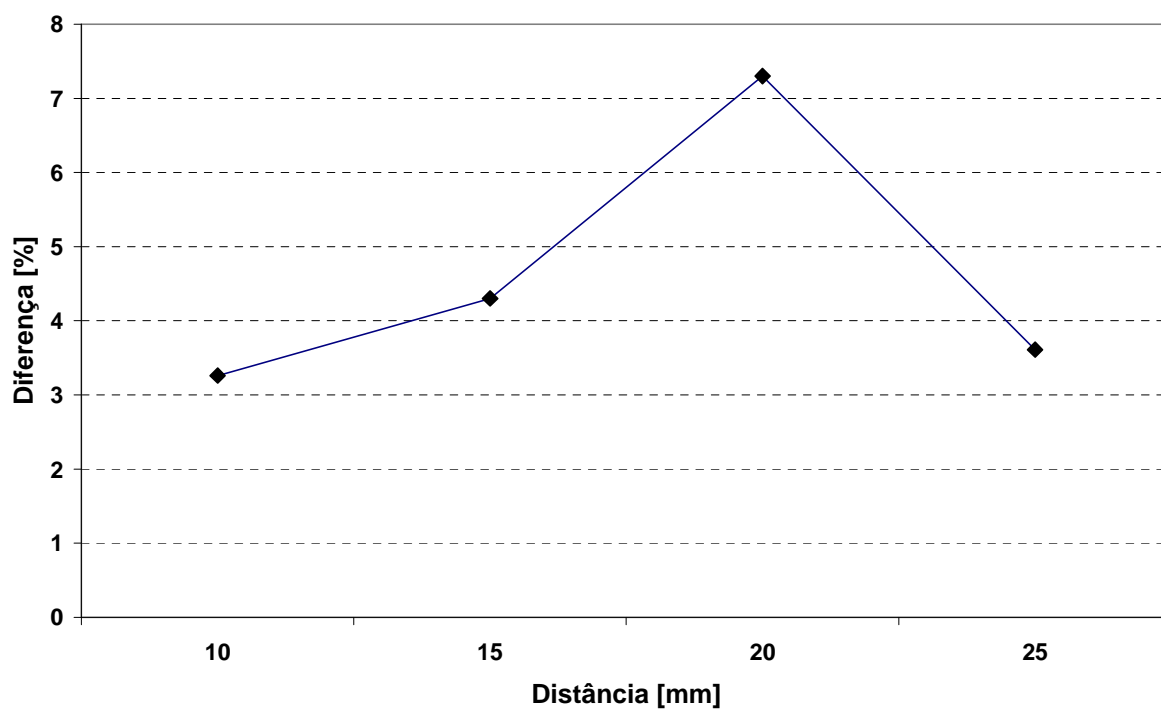


Figura 5.11 – Diferenças nas medições da tensão de alvo entre as condições de transmissão no espaço livre e com tecido biológico intercalado.

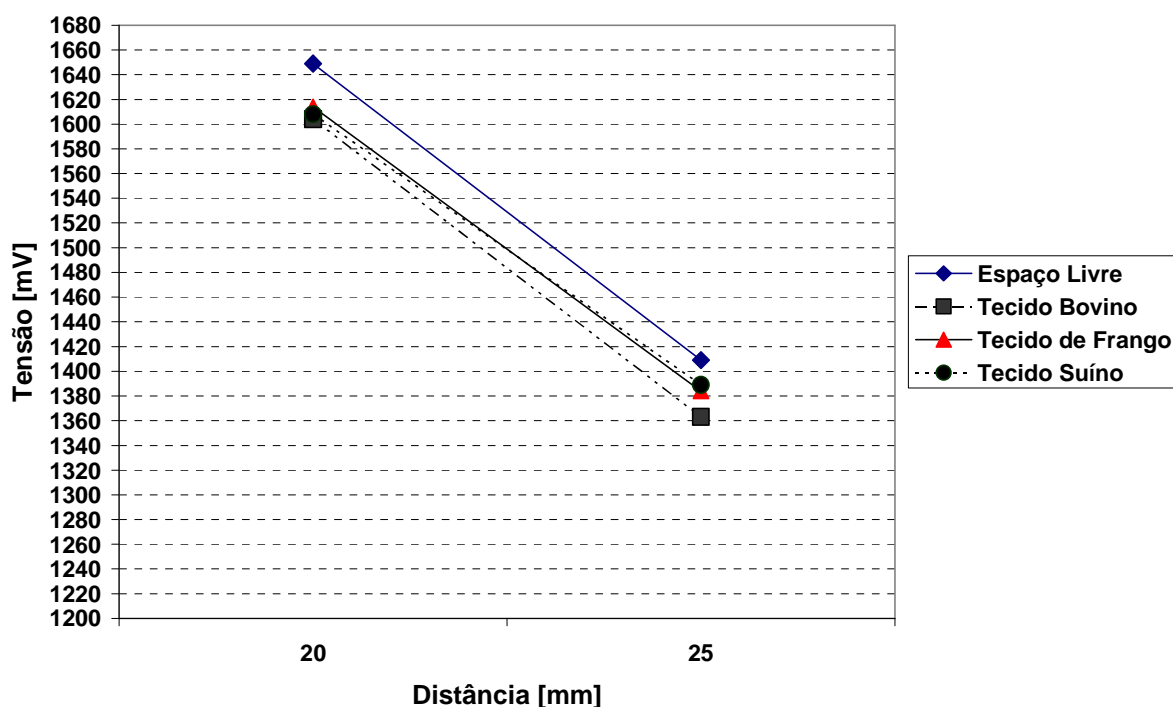


Figura 5.12 – Comparações entre as medições efetuadas sob condições de transmissão em espaço livre e com tipos diferentes de tecido entre o leitor e alvo.

A mudança no tipo de tecido não provoca variações significativas na tensão de alvo. Calculando o erro na tensão de alvo com a variação de tecido, verifica-se que no pior caso a diferença é menor que 2%. Assim, este experimento sugere que nesta faixa de frequência a influência do tipo de tecido pode ser desprezada. A Figura 5.13 mostra uma visão geral da medição, usando o tecido bovino.



Figura 5.13 – Visão geral na medição com tecido bovino entre o leitor e alvo, destacando os diferentes equipamentos empregados em todas as medições.

5.4 - Análise do campo eletromagnético na fronteira entre leitor e alvo implantado

A diferença entre a tensão de leitor e alvo sob a condição de espaço livre e na presença de tecido biológico é explicada a partir das condições de contorno para as componentes do campo eletromagnético na fronteira entre dois meios quaisquer. Nessas interfaces, os campos podem mudar em módulo e direção [8]. A Figura 5.14 mostra a interface entre dois meios diferentes com a representação do campo elétrico. Para as demais grandezas, respeitadas as correspondentes direções, as ilustrações são similares.

Sobre a superfície S no plano x - y , que representa a fronteira entre os meios 1 e 2 da Figura 5.14 os campos elétrico e magnético devem satisfazer as seguintes condições de contorno:

$$\hat{n} \times (\vec{E}_2 - \vec{E}_1) = 0 \quad (5.2)$$

$$\hat{n} \cdot (\vec{D}_2 - \vec{D}_1) = \rho_s \quad (5.3)$$

$$\hat{n} \cdot (\vec{B}_2 - \vec{B}_1) = 0 \quad (5.4)$$

$$\hat{n} \times (\vec{H}_2 - \vec{H}_1) = \vec{K} \quad (5.5)$$

onde \vec{n} é o vetor unitário normal à superfície e $\vec{K} = (\Delta I / \Delta L) \hat{n}_o$, sendo \hat{n}_o o vetor unitário da direção da corrente, mostrado na Figura 5.15.

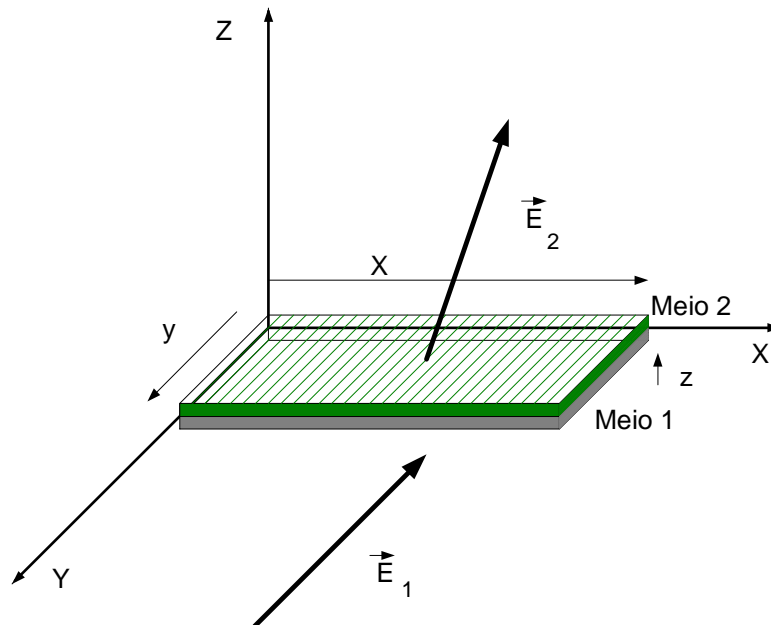


Figura 5.14 – Visão geral dos campos elétrico na interface de dois meios com diferentes características eletromagnéticas.

Estas condições mostram que a componente tangencial de \vec{E} e a componente normal de \vec{B} ficam contínuas na interface. As componentes normal de \vec{D} e tangencial de \vec{H} são contínuas apenas se não houver cargas nem corrente na superfície de separação.

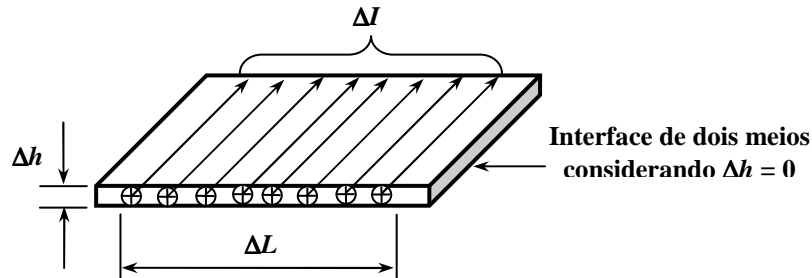


Figura 5.15 – Corrente de superfície na fronteira de dois meios para especificação das condições de contorno para o campo magnético.

A lei de Ampère estabelece em sua forma diferencial que:

$$\nabla \times \vec{H} = \sigma \vec{E} + \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (5.6)$$

onde o primeiro termo do segundo membro é a densidade de corrente de condução, dada pela lei de Ohm, e o segundo termo é a densidade de corrente de deslocamento, σ é a condutividade do meio em siemens por metro (S/m) e ϵ é a sua permissividade elétrica em farads por metro (F/m). Para os campos com variação harmônica no tempo esta lei fica:

$$\nabla \times \vec{h} = \sigma \vec{e} + j\omega\epsilon \vec{e} \quad (5.7)$$

Por causa da histerese dielétrica na polarização do meio [8], a permissividade assume um valor complexo, com parte imaginária negativa e, em geral, de pequeno valor comparado com a parte real nos meios isolantes.

$$\epsilon = \epsilon' - j\epsilon'' \quad (5.8)$$

Por isto, na lei de Ampère, deve-se explicitar este efeito na forma:

$$\nabla \times \vec{h} = \sigma \vec{e} + j\omega(\epsilon' - j\epsilon'') \vec{e} = (\sigma + \omega\epsilon'') \vec{e} + j\omega\epsilon' \vec{e} = \sigma_d \vec{e} + j\omega\epsilon' \vec{e} \quad (5.9)$$

Observa-se que o fator $(\sigma + \omega\epsilon'') = \sigma_d$ representa uma condutividade dinâmica do meio, que pode assumir valores muito significativos em altas frequências. Portanto, a histerese dielétrica aumenta a condutividade efetiva do material, com consequências sobre a perda de potência por efeito Joule. Desta forma, quando o campo elétrico e campo magnético penetram no tecido a corrente de condução provoca perdas por efeito Joule, com a conseqüente redução na tensão gerada no alvo implantado.

Na condição de contorno relativa ao deslocamento elétrico \vec{D} a ausência de cargas na superfície de separação implica em continuidade para a componente normal desta grandeza. Assim, é possível reescrever (5.3) na forma

$$\varepsilon_2 e_{2n} = \varepsilon_1 e_{1n} \quad (5.10)$$

Em meios que permitam o deslocamento de cargas, a presença das componentes normal e tangencial da densidade de corrente exige uma modificação neste resultado. Nestes casos, pode-se considerar a mesma formulação, porém com o emprego da permissividade efetiva, que inclui o respectivo termo imaginário, como dado em (5.8), ou seja,

$$\varepsilon_{2eq} e_{2n} = \varepsilon_{1eq} e_{1n} \quad (5.11)$$

5.5 – Regiões envolvidas nas análises dos efeitos do campo eletromagnético

Na avaliação de influências do campo eletromagnético para diferentes aplicações, há necessidade de conhecer as respectivas descrições sob diferentes características de transferência de energia. Na aplicação proposta, a ênfase foi relacionada a correntes e tensões induzidas, de maneira que a transferência envolve mecanismos associados à condução da corrente elétrica. Todavia, há situações nas quais se verificam efeitos causados pela energia irradiada a partir de uma fonte qualquer. Encontram-se normas que estabelecem relações entre as grandezas associadas ao campo eletromagnético emitido pela fonte, ou seja, considerados em regiões distantes da fonte. Assim, é conveniente destacar as condições sob as quais são analisados os comportamentos dos campos de indução e de irradiação nos meios.

A partir de uma corrente variável no tempo, é possível estabelecer critérios para delimitar as regiões em que predominam as propriedades dos campos irradiados ou dos campos de indução. Em regiões bem afastadas da origem e em meios de baixas perdas os campos elétrico e magnético gerados ficam praticamente em fase no tempo. Este fato caracteriza a região de irradiação ou região de campo distante. Nas proximidades do elemento de origem, as parcelas dominantes dos campos magnético e elétrico ficam quase em quadratura de fase, o que implica em um comportamento fundamentalmente reativo. Isto caracteriza a região de indução ou de campo próximo. A região limite entre estes campos depende das dimensões do elemento irradiante e da frequência de operação [19]. Em sua caracterização, será considerado um elemento emissor de energia eletromagnética em que a maior dimensão é dada pelo valor l . Este elemento pode ser analisado a partir da idéia que seja constituído por uma superposição de elementos muito pequenos com a corrente distribuída em toda sua extensão. O campo a

uma distância r do centro desse componente é a somatória das contribuições de todas as parcelas elementares. Evidentemente, para cada uma é necessário que se considere a respectiva distância até o ponto em que se deseja conhecer o campo.

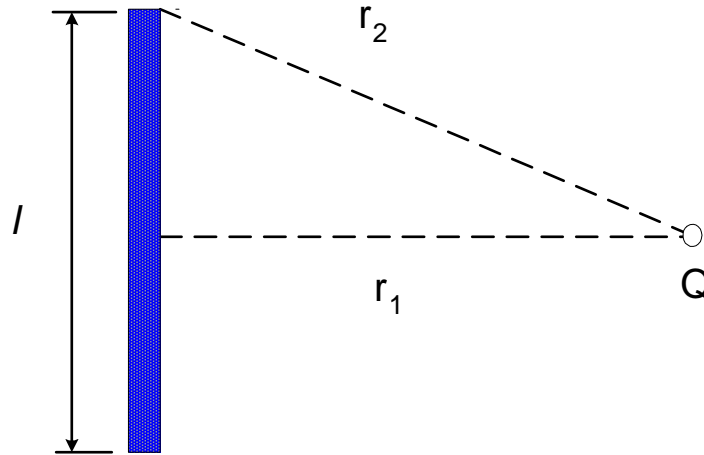


Figura 5.16 – Elemento de irradiação principal para definir um critério de separação entre os campos de indução e de irradiação

As várias distâncias devem ser comparadas com um valor de referência, normalmente escolhido como a separação entre o ponto desejado e o centro do componente sob análise. Na Figura 5.16 estão indicados os valores geométricos envolvidos neste cálculo. A diferença máxima entre os percursos no modelo analisado corresponde aos valores tomados em seu centro e em suas extremidades. Este fato provoca uma diferença de fase entre os respectivos campos elétricos. Quando esta diferença for irrelevante, é possível admitir que se tenha um campo eletromagnético em forma de onda plana e considera-se esse campo na região de irradiação. Para um campo harmônico no tempo, identificando como λ o comprimento de onda e $\beta = 2\pi/\lambda$ o fator de fase, que indica a defasagem por unidade de deslocamento do campo, no ponto Q as parcelas relativas à emissão pelo centro e pela extremidade do componente é obtida por

$$\Delta\phi = -\beta(r_2 - r_1) = -\beta \left\{ \sqrt{r_1^2 + \left(\frac{l}{2}\right)^2} - r_1 \right\} = -\beta \left\{ r_1 \sqrt{1 + \left(\frac{l}{2r_1}\right)^2} - r_1 \right\} \quad (5.12)$$

Em regiões distantes, é possível admitir que $2r_1 \gg l$ e a diferença de fase passa a ser

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda} \left(\frac{l^2}{8r_1} \right) \quad (5.13)$$

Quando esta diferença de fase for menor que $\pi/8$, tem-se a distância limite entre as regiões de indução e de irradiação. Corresponde ao valor

$$r_1 \geq \frac{2l^2}{\lambda} \quad (5.14)$$

critério conhecido como *condição de Rayleigh*.

Na região de irradiação, pode-se demonstrar que a densidade de potência do campo eletromagnético é inversamente proporcional ao quadrado da distância. Portanto, o campo elétrico decresce inversamente com a distância. Todavia, nas condições acima descritas, uma vez estabelecida a direção desejada para a análise, considera-se que se tenha a onda plana e a avaliação do campo eletromagnético, ainda para variação harmônica no tempo, é feita com o auxílio do fator de propagação:

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (5.15)$$

Neste parâmetro, destacam-se os termos α , representando o fator de atenuação em nepers por metro (Np/m) e β que indica o fator de fase em radianos por metro (rad/m), já mencionado. Ambos modificam-se com a frequência de trabalho e com as propriedades eletromagnéticas do meio. Para uma onda plana, demonstram-se as expressões gerais:

$$\alpha = \omega \sqrt{\frac{\mu\epsilon}{2} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2} - 1 \right]} \quad (5.16)$$

$$\beta = \omega \sqrt{\frac{\mu\epsilon}{2} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2} + 1 \right]} \quad (5.17)$$

Observa-se que em dielétricos perfeitos, onde a condutividade σ é nula, não haverá atenuação do campo e seu fator de fase varia linearmente com a frequência. Observa-se, portanto, que a perda de potência prevista pelo fator α refere-se à conversão de energia eletromagnética em calor, o conhecido efeito Joule. Em um ambiente como a atmosfera terrestre, a condutividade é muito pequena e, freqüentemente, considerada como aproximadamente igual a zero. Portanto, valem estas últimas condições e este fato é utilizado na fixação dos valores limites para as normas relativas aos campos de irradiação. Em ambientes de elevada umidade, a condutividade não é nula e sempre deve-se prever alterações significativas nas amplitudes dos campos pela conversão de energia para calor.

5.6 – Estimativa da atenuação no tecido biológico

Nos campos correspondentes à região de indução, de principal interesse neste trabalho, mostrou-se que a transferência de energia é feita predominantemente por acoplamentos indutivos e capacitivos, com condução de corrente. Também neste caso, encontra-se a atenuação por efeito Joule a partir de identificação de resistências equivalentes. Nesta análise, admitiu-se que o tecido biológico recebesse um campo eletromagnético incidente em sua superfície e parte dessa energia fosse a ele transferida e parte refletida por ele. Da parcela correspondente à energia transferida, uma parte é convertida em calor. Uma vez que a energia distribui-se pelo tecido, aventou-se a hipótese de computar-se a perda de maneira semelhante à prevista para os campos de irradiação, limitado a uma pequena extensão na direção principal de propagação. Os ensaios comprovaram que, conhecidos os valores de permissividade, permeabilidade e condutividade do tecido biológico na frequência de interesse, obtêm-se resultados finais com boa exatidão e, portanto, confiáveis. Os parâmetros típicos de um tecido biológico são mostrados na Tabela 5.3 [20]. Existem comprovações por outras medidas que diferem dos mostrados na tabela, pois dependem de condições específicas do tecido, incluindo graus de umidade, concentrações de sais e outros ingredientes químicos associados [21].

Tabela 5.3– Valores dos parâmetros dielétricos dos diferentes tecidos biológicos.

Parâmetro	Teor de água	Tecido biológico	Frequência [MHz]				
			13,56	27,12	433	914	2400
Permissividade relativa [ϵ_r]	Alto	Sangue	155	110	66	62	60
		Músculo esquelético	152	112	57	55,4	49,6
	Baixo	Osso	11	9	5,2	4,9	4,8
		Gordura	38	22	15	15	12
Condutividade [S/m]	Alto	Sangue	1,16	1,19	1,27	1,41	2,04
		Músculo esquelético	0,74	0,76	1,12	1,45	2,56
	Baixo	Osso	0,03	0,04	0,11	0,15	0,21
		Gordura	0,21	0,21	0,26	0,35	0,82

O sensor pode ser implantado na região abdominal que apresenta os tecidos musculares e gordura. A permeabilidade magnética do tecido biológico é próxima ao valor encontrado no vácuo e sua constante magnética relativa μ_r é aproximadamente igual a um, esta afirmação é válida para diversas substâncias, e definem os materiais paramagnéticos e diamagnéticos [21]. Para a frequência de 13,56MHz e usando os parâmetros dielétricos da Tabela 5.3, calcula-se a atenuação por (5.16). O resultado é 5,82Np/m ou aproximadamente 0,51dB/cm. Quando o sensor for implantado próximo da pele, a espessura do tecido é estimada em um centímetro, no máximo. Se no local do implante existir uma camada de tecido adiposo (gordura), a

atenuação na mesma frequência é de 0,27dB/cm. Considerando que o tecido pode ter variações entre indivíduos, pode-se prever que o fator de atenuação ficará entre 0,51dB/cm e 0,27dB/cm. Convertendo para valores percentuais, chega-se a atenuação entre 5,7% a 3,1% no campo eletromagnético. A atenuação total no percurso entre o leitor e alvo é composta de duas parcelas, a primeira devido à atenuação no espaço livre por espalhamento e a segunda devido ao tecido biológico. A maior parcela de atenuação será devido ao tecido biológico, pois a distância entre o leitor e alvo é pequena e desconsidera-se a perda no meio. Portanto, nas medições feitas no item anterior as diferenças entre os valores medidos sem obstáculo e com o tecido biológico aproximam-se dos valores calculados segundo a equação (5.16), supondo a condição de campo distante.

5.7 - Exigências gerais para sistemas sem fio

A tecnologia de identificação por radiofrequência é padronizada por normas nacionais e internacionais no que concerne às frequências de operação e aos níveis máximos de campos eletromagnéticos provocados pelo emissor. Estas normas definem os valores limites de exposição de campos eletromagnéticos na região de campo de irradiação, entretanto para a aplicação proposta neste trabalho usa-se a região de campo de indução. Espera-se que esta tecnologia em sistemas implantados não cause problemas nos tecidos biológicos dos indivíduos, como excesso de aquecimento, ou possíveis danos para a reprodução humana ou em descendentes. Desta forma, é necessário limitar a exposição de campos eletromagnéticos a valores que não sejam prejudiciais à saúde e garantir o seu uso seguro.

5.7.1 - Normas para emissão.

Para a frequência de 13,56 MHz existem as normas da organização internacional de padronização - ISO/IEC 14443 (International Organization for Standardization) [22] - [25] que tratam dos cartões de identificação de proximidade. Esta norma é dividida em quatro partes, cada uma dedicada a uma característica específica:

- Parte 1 - Características físicas,
- Parte 2 - Potência de radiofrequência e interface de sinal,
- Parte 3 – Inicialização e anti-colisão,
- Parte 4 – Protocolo de transmissão.

Em sensores implantáveis não será necessário usar as especificações previstas na Parte 1, pois as características descritas são para cartões de identificação, não aplicáveis neste caso.

Na Parte 2, a frequência de operação é de 13,56MHz com desvio de ± 7 kHz. Para a potência de operação foi definido o campo magnético sem modulação como referência. Para valores entre 1,5A/m até 7,5A/m o cartão de proximidade deverá funcionar. Esta norma indica que existirá uma região em torno do leitor onde estas características de campo magnético são obedecidas, ou seja, para qualquer posição do cartão de proximidade o campo magnético ficará dentro do limite estabelecido.

A norma da Comissão internacional de proteção a radiações não ionizantes - ICNIRP (International Commission non-Ionizing Radiation Protection) indica níveis de exposição considerados seguros [26]. No Brasil, a Associação Brasileira de Compatibilidade Eletromagnética - ABRICEM fez o documento, *Diretrizes para limitação da exposição a campos elétricos, magnéticos e eletromagnéticos variáveis no tempo*, emitido em 1999 [27] que se baseia nas diretrizes do ICNIRP. O documento tem como objetivo limitar a exposição a campos eletromagnéticos para proteção da saúde humana dos efeitos reconhecidamente adversos sobre o indivíduo ou sua descendência. O campo excessivo pode causar, ainda, algum efeito biológico, por exemplo, o aumento da temperatura do corpo devido à absorção de energia eletromagnética. As restrições são baseadas em experimentos com animais e proporcionam um nível adequado de proteção relativa a campos eletromagnéticos variáveis no tempo.

Nesta linha são propostas duas categorias de orientações:

- **Restrições básicas** - São restrições baseadas em efeitos conhecidos sobre a saúde humana. As grandezas que as especificam são dependentes da frequência e podem ser apresentadas como densidade de corrente, taxa de absorção específica e densidade de potência.
- **Níveis de referência** - São os limites estabelecidos para avaliar se a exposição pode ou não ultrapassar a restrição básica. Se o nível de referência for atendido a restrição básica também será atendida. Se o nível de referência não for atendido, avalia-se se a restrição básica foi atendida e, se necessário, tomar medidas adicionais de proteção.

Os limites para a exposição a campos eletromagnéticos são divididos em duas categorias: a exposição ocupacional e para o público em geral. A exposição ocupacional ocorre em indivíduos adultos que em sua função laboral são expostos às condições conhecidas de exposição a campos eletromagnéticos. Esses indivíduos devem estar atentos para o risco em potencial e tomar as ações preventivas apropriadas. O público em geral refere-se às pessoas

expostas aos campos eletromagnéticos e que, comumente, não têm conhecimento do fato. Neste grupo estão pessoas de todas as idades e estados de saúde diversos. Esta categoria não tem condições de tomar precauções para minimizar a exposição.

Nas Tabelas 5.4 e 5.5 são apresentados os níveis de referência para a exposição do público em geral e a exposição ocupacional. Os níveis de referência são fixados pela média espacial e temporal das grandezas indicadas. O tempo convencional para a medição é de seis minutos. Estes limites consideram que os campos elétricos e magnéticos estão em fase, ou seja, estão na região de campo distante. Esta definição foi usada pela Agência nacional de telecomunicações - ANATEL na resolução 303 [28], que trata sobre a limitação da exposição a campos elétricos, magnéticos e eletromagnéticos na faixa de radiofrequência entre 9kHz e 300GHz. A resolução tem objetivo de limitar a exposição a campos de estações de serviços de telecomunicações e estações de transmissão de radiocomunicações.

Existe ainda o nível de referência para a corrente de contato ou induzida. A primeira refere-se ao valor que circula pela parte do corpo que fez contato com a fonte de energia eletromagnética.

Tabela 5.4 – Níveis de referência para exposição do público em geral.

Faixa de radiofrequências	Campo elétrico (V/m)	Campo magnético (A/m)	Densidade de onda plana equivalente (W/m ²)
Até 1 Hz	-	$3,2 \times 10^4$	-
1 a 8Hz	10000	$3,2 \times 10^4 / f^2$	-
8 a 25 Hz	10000	$4000/f$	-
25 a 800Hz	$250/f$	$4/f$	-
0,8 a 3kHz	$250/f$	5	-
3kHz a 150kHz	87	5	-
0,15MHz a 1MHz	87	$0,73/f$	-
1MHz a 10MHz	$87/f^{1/2}$	$0,73/f$	-
10MHz a 400MHz	28	0,073	2
400MHz a 2000MHz	$1,375 f^{1/2}$	$0,0037 f^{1/2}$	$f/200$
2GHz a 300GHz	61	0,16	10

Tabela 5.5 – Níveis de referência para exposição ocupacional.

Faixa de radiofrequências	Campo elétrico (V/m)	Campo magnético (A/m)	Densidade de onda plana equivalente (W/m ²)
Até 1Hz	-	$1,63 \times 10^6$	-
1 a 8Hz	20000	$1,63 \times 10^6 / f^2$	-
8 a 25 Hz	20000	$2 \times 10^2 / f^2$	-
25 a 820Hz	$500/f$	$20/f$	-
0,82Hz a 65kHz	610	24,4	-
0,065MHz a 1MHz	610	$1,6/f$	-
1MHz a 10MHz	$610/f$	$1,6/f$	-
10MHz a 400MHz	61	0,16	10
400MHz a 2000MHz	$3 f^{1/2}$	$0,008 f^{1/2}$	$f/40$
2GHz a 300GHz	137	0,36	50

A segunda é oriunda de indução sem o contato direto com a fonte. Ambas são particularmente importantes nas aplicações de sensores implantados, pois limitam o campo induzido e, principalmente, a potência máxima especificada para a transmissão. Desta forma, o alvo deve funcionar com uma corrente abaixo do nível de referência, de acordo com os valores mostrados na Tabela 5.6.

Tabela 5.6 – Níveis de referência para corrente induzida em qualquer membro do corpo humano.

Característica da exposição	Corrente [mA]
Exposição ocupacional	100
Público em geral	45

Conforme já comentado, se a avaliação dos níveis de referência por modelagem matemática ou por medições em faixa de frequência específicas estiverem em concordância com os valores apresentados, as restrições básicas são atendidas. Entretanto, para o cálculo matemático ou para as medições considera-se o campo eletromagnético na região de irradiação, também conhecida como região de campo distante. Nesta região, a relação entre o campo elétrico e o campo magnético é dada pela impedância intrínseca do meio. No vácuo ou no ar, seu valor é real e vale $\eta = 120\pi \Omega \cong 377\Omega$. Para o acoplamento magnético utilizado em sistemas implantados, o campo eletromagnético encontra-se na região de indução ou de campo próximo. Nesta faixa do espaço, a relação entre o campo elétrico e campo magnético não é constante e a defasagem aproxima-se de 90° . Por isto, devem-se medir, separadamente, os campos elétricos e magnéticos para a verificação dos níveis de referência [29].

Assim, pela comparação entre os valores usados para o leitor de cartão de proximidade e o valor limite de exposição para a população em geral, verifica-se que não é possível usar as normas ISO/IEC 14443 para sensores implantados, pois o menor valor indicado é de 1,5A/m e o limite de exposição é de 0,16A/m para a exposição ocupacional. Desta forma, como o uso do sensor implantado será maior que o tempo de seis minutos, o valor do campo magnético deverá ser compatível com o limite de exposição.

5.7.2 - Normas de emissão para o sistema completo

De acordo com o *Regulamento sobre equipamentos de radiocomunicações de radiação restrita* da ANATEL [30], os sistemas implantados que utilizarem a tecnologia de identificação por radiofrequência encaixam-se em dispositivos de telemedicação biomédica, ou seja, equipamento para transmitir medidas de fenômenos humanos ou de animais para um receptor dentro de uma área restrita. Assim, equipamentos que se enquadrarem nesta categoria

são isentos de licenciamento ou de cadastramento para sua instalação e operação. Porém, seu uso ocorrerá em caráter secundário, ou seja, não tem proteção contra interferências de outros serviços que operarem em caráter primário, que têm prioridade de funcionamento. O termo *caráter secundário* indica que se este sistema interferir em um sistema de caráter primário é necessário sua interrupção imediata até que a causa da interferência seja sanada. Os limites gerais de emissão para sistemas de identificação por radiofrequências, enquadrados como radiação restrita, estão mostrados na Tabela 5.7.

Observa-se que a norma descrita acima indica que a medição deve ser feita a 30 metros do leitor para a frequência de 13,56MHz. A esta distância de medição possivelmente é realizada em condições de campo distante, portanto muito diferente da condição real de funcionamento do dispositivo implantado. Desta forma, não existe uma recomendação específica para medição em equipamentos que trabalham na condição de campo próximo. Nesta linha, para exemplificar, efetuou-se a medição de intensidade de campo elétrico e magnético em um leitor comercial operando em 13,56MHz. Na Figura 5.17, mostra-se o medidor de intensidade de campo utilizado, modelo Narda modelo EMR-20, capaz de medir os campos elétricos e magnéticos em grande faixa de frequências. O campo magnético medido no leitor comercial foi aproximadamente 70mA/m, com o sensor isotrópico do medidor encostado na superfície externa.

Tabela 5.7 – Limites gerais de emissão para sistemas de identificação por radiofrequência.

Faixa de radiofrequência	Intensidade de campo	Distância da medida
119 a 135kHz	$f \text{ (kHz)} \times 2400 \mu\text{V/m}$	300m
13,11 a 13,36MHz e	106000 $\mu\text{V/m}$	30m
13,41 a 14,01MHz	106000 $\mu\text{V/m}$	30m
433,5 a 434,5MHz	70359 $\mu\text{V/m}$	3m
860 a 869MHz	70359 $\mu\text{V/m}$	3m
894 a 898,5MHz	70359 $\mu\text{V/m}$	3m
902 a 907,5MHz	70359 $\mu\text{V/m}$	3m
2400 a 2483,5MHz	50000 $\mu\text{V/m}$	3m
5725 a 5850MHz	50000 $\mu\text{V/m}$	3m

Na medição do campo elétrico o valor encontrado foi de aproximadamente 2,67V/m na mesma condição. Comparando os valores medidos com os níveis de referência para a exposição do público em geral na faixa de frequência de 13MHz de campos variantes no tempo, observa-se que o campo elétrico está muito abaixo do limite de 28V/m. Para o campo magnético, o valor medido é bem próximo do limite especificado de 73mA/m.

Mesmo que não existam normas específicas para a emissão em campo próximo, os valores medidos estão em conformidade com a recomendação da ABRICEM. Há necessidade de melhor avaliar o uso da identificação por radiofrequências em aplicações implantáveis. Para isto, foram medidas no leitor as intensidades de campos elétrico e magnético, limitadas pelos níveis de referência para exposição mostrados na Tabela 5.4. (Figura 5.17). Ajustando-se o valor de campo elétrico, medido com o sensor encostado no indutor no leitor, para 27V/m o campo magnético obtido foi de aproximadamente 78mA/m.

Nesta condição, o alvo foi capaz de funcionar a uma distância de 5mm, sem a presença de tecido biológico. Portanto, a comunicação não funcionará em sistemas implantados. Ajustando o nível de leitor para os limites de exposição ocupacional, recomendados pela ABRICEM, de 61V/m para o campo elétrico e 160mA/m para o campo magnético, o alvo funcionou corretamente a uma distância de 15mm sem a presença de tecido biológico. Com este resultado, o sistema implantado pode operar nas condições especificadas. Estas medições sugerem que os níveis de intensidade de campo para sistemas implantados devem ser melhores avaliados na aplicação de campo próximo.



Figura 5.17 – Medição de um leitor comercial de identificação por radiofrequências. Observar que o produto sob teste está localizado atrás da sonda e foi encontrada a intensidade de campo magnético de 70mA/m.

Capítulo 6

Comentários e conclusões

6.1 – Comentários gerais

Desenvolveu-se um sistema de medição com alvos implantados, de grande relevância para aplicações em medidas e análises de comportamento de sistemas biológicos. Fez-se uma breve discussão no Capítulo 1, da evolução do sistema de identificação por radiofrequências, mostrando suas principais áreas de atuação e alguns casos de sucesso. Nos Capítulos 2 e 3 foram discutidos os fundamentos e teoria aplicáveis a esses sistemas e uma modelagem capaz de representar a carga do alvo usando a teoria de circuitos. Discutiram-se ainda as diferentes topologias de circuitos e suas limitações e o método de medição de indutância mútua. Mostrase no Capítulo 4, um sistema de identificação completo, discutindo todos os circuitos e conceitos associados, foram mostrados as detalhes de funcionamento e formas de onda nos pontos principais do sistema. No Capítulo 5, discutiu-se a aplicação do método de medição de indutância mútua e a comparação entre as medições e o cálculo com o modelo sugerido que comprovaram vários aspectos propostos na teoria. Estima-se a atenuação aos campos eletromagnéticos no tecido biológico para o comportamento em região de campos distantes. São apresentadas em anexo as normas nacionais e internacionais vigentes que tratam de limites de emissão eletromagnética de exposição a indivíduos e equipamentos.

6.2 - Comparação entre os valores medidos e calculados

Conforme demonstrado neste trabalho, com a teoria clássica de circuitos pode-se calcular a tensão de alvo com base no conhecimento da indutância mútua entre o leitor e alvo. Assim, o conhecimento da indutância mútua, permite estimar a tensão no alvo com boa exatidão e estimar a cobertura da comunicação entre eles. Com esta técnica de predição conhece-se a tensão e potência disponível no alvo sendo o ponto de partida para o projeto do sistema eletrônico usado na aplicação biológica. O maior desafio é a variação na frequência de ressonância associada à variação da indutância mútua e, consequentemente, do fator de acoplamento. Duas aproximações devem ser feitas para se chegar à tensão de alvo. A primeira é devida à dispersão do campo magnético nos indutores de leitor e alvo, característica que se

torna mais significativa à medida que a distância entre eles aumentar. A segunda é devida à influência do tecido que altera as características do meio e reduz a tensão induzida. Desta forma, considerando as diferenças entre os valores calculados e medidos e o efeito do tecido, pode-se estimar a tensão de alvo. Calculando a diferença total, tem-se a relação mostrada na Figura 6.1. A diferença fica abaixo de 7% para distâncias até 15mm. Este alcance é compatível com a aplicação de sistemas implantados, pois a medição da grandeza biológica é feita com o leitor posicionado sobre o local do implante. Com estas aproximações, estima-se a redução de potência no alvo e esta deverá ser considerada no projeto. A atenuação estimada de 5,7% para o tecido muscular somada a atenuação do espaço livre é compatível com o resultado medido de até 7%. Na técnica desenvolvida neste trabalho, empregou-se a teoria de circuitos e obteve-se a tensão de alvo sem grandes investimentos em programas de computador especializados em simulações.

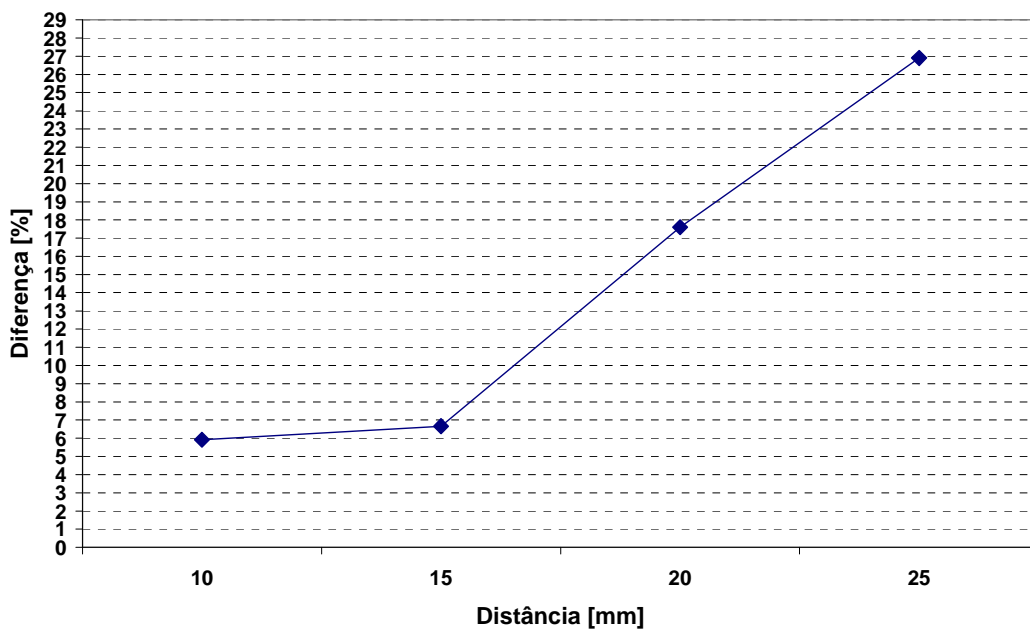


Figura 6.1 – Diferença máxima entre os valores calculado e valores medidos na tensão de alvo com tecido suíno entre o leitor e alvo.

6.3 - Sugestões para desenvolvimentos futuros

Diversos estudos em presença de tecido biológico “*in vivo*” devem ser considerados em várias situações práticas. Cita-se, por exemplo, a implantação do sensor na região abdominal, situação empregada para se verificar os níveis de glicose. Neste caso, a atenuação inclui influências de vários tipos de tecidos, como músculos, pele, tecido adiposo,

e outras. As previsões teóricas devem empregar o conhecimento das características dielétricas desses tecidos biológicos específicos para garantir uma estimativa mais exata de atenuação e dos valores que garantem o funcionamento do dispositivo. Incluem-se, neste objetivo, novas técnicas de predição da tensão de alvo e dos valores que garantem sua atuação sem uma fonte externa de energia. Neste estudo, foi usada a resposta do sistema em presença do tecido biológico “*in vitro*”. A resposta do tecido em condições normais de ação pode ser diferente e os “*in vivo*” são necessários para elucidar a questão.

Em geral, as normas aplicadas especificam valores relativos a campos de irradiação. Há uma lacuna muito considerável no que concerne aos valores associados e as respectivas limitações dos campos de indução de dispositivos implantados. Os limites adotados são as referências mostradas nas Tabelas 5.4 e 5.5, definidos para o campo distante e não aplicáveis a sistemas implantados que operam em 13,56MHz. Desta forma, outras investigações que envolvam campos de indução devem ser feitas para solucionar esta questão. Assim um estudo relacionando o cálculo da potência de transmissão em campos de indução e campos de irradiação usando as equações gerais, pode fornecer subsídios para a validação da medição da atenuação no tecido biológico usando o procedimento empregado nas normas de limitação da exposição a campos eletromagnéticos.

Artigos Publicados

1 - RAMOS, F.; SANTANA, M.; VOLPATO, R. M.; MORENO, R. L.; PIMENTA, T. C.
Front –End of an Implantable Medical Device, **Wireless Systems International Meeting**,
May 26-28, 2010 Campina Grande , Brazil.

2 - VOLPATO, R. M; PIMENTA, T. C; RAMOS, F.; SANTANA, M.; CREPALDI, P.
Prediction of energy transfer in implantable devices: **Iberchip XVIII Workshop**, in Lascas
(Latin American Symposium on Circuits and Systems) February 29, 2012.

Capítulo de Livro

1 - CREPALDI, P.; PIMENTA, T. C.; MORENO, R. L.; VOLPATO, R. M. (2012).
Evaluation of Maximum Voltage or Maximum Link Distance on Implantable Devices,
Biomedical Engineering. In: HUDAK, R.; PENHARKER, M.; MAJERNIK, J. Ed. **Technical
Applications in Medicine**. ISBN: 978-953-51-0733-0, InTech, Available from:
[http://www.intechopen.com/books/biomedical-engineering-technical-applications-in-
medicine/evaluation-of-maximum-voltage-or-maximum-link-distance-on-implantable-devices](http://www.intechopen.com/books/biomedical-engineering-technical-applications-in-medicine/evaluation-of-maximum-voltage-or-maximum-link-distance-on-implantable-devices)

Referências

- [1] GLOVER, B; Bhatt, H. **Fundamentos de RFID**. Rio de Janeiro: Alta Books 2007.
- [2] CARDULLO, M W.; WILLIAM, L. **Transponder Apparatus And System**. US Patent n.3.713.148. Jan, 23, 1973
- [3] WALTON, Charles A. **Portable Radio Frequency Emitting Identifier**. US Patent n.4.384.288. May, 17, 1983.
- [4] **A História do RFID**. Janeiro de 2008. Disponível em -< <http://radio-frequency.blogspot.com.br/2008/01/histria-do-rfid.html>-> Acesso em: 06 de junho de 2012
- [5] SANTINI, A. G. **RFID: conceitos, aplicabilidade e impactos**. Rio de Janeiro: Ciência Moderna Ltda, 2008 Pag 1-5
- [6] AHMADI, M. M, JULIEN, G. A. A Wireless –Implantable Microsystem for Continuous Blood Glucose Monitoring. **IEEE Trans. Biomedical Systems**, v. 3, n. 3, p. 169-180, Jun., 2009.
- [7] OSEPCHUK, J. M, PETERSEN, R. C. Safety Standards. **IEE Microwave Magazine**, p 57-68, Jun 2001
- [8] KRAUS, D. J; CARVER, K. R. **Eletromagnetismo**. Rio de Janeiro: 2º Ed, Guanabara Dois S.A, 1978
- [9] RIBEIRO, J. A. J. **Engenharia de Microondas: fundamentos e aplicações**. São Paulo: Érica 2008 Pag 11 a 15
- [10] RAMOS, F.; SANTANA, M.; VOLPATO R. M.; MORENO R. L.; PIMENTA T. C. Front –End of an Implantable Medical Device **Wireless Systems International Meeting**: May 26-28, 2010 Campina Grande , Brazil
- [11] EVERITT, W. L.; ANNER, G. E. **Communication Engineering**. 3rd Ed. New York: McGraw-Hill, 1956, p. 169-174

- [12] TESLA Equipos. **Tesla Q-Metro Model BM 409 Instruções De Serviço**.
Budapeste: Tesla Equipos, s.d.
- [13] TERMAN, F. E.; PETTIT, J. M. **Electronic Measurements**. 2nd Ed New York:
McGraw-Hill, 1952 Pag113
- [14] VOLPATO, R. M.; PIMENTA, T. C.; RAMOS, F.; SANTANA, M.; CREPALDI, P.
Prediction of energy transfer in implantable devices. **IBERCHIP XVIII WORKSHOP**.
In: **Lascas – Latin American Symposium on Circuits and Systems**. Ciudad de
México, February 2, 2012.
- [15] FINKENZELLER K. **RFID Handbook: Fundamental And Application In
Contactless Smart Cards And Identifications**: 2nd. Ed. New York: John Wiley, 2003.
- [16] AGBINYA, J. I.; SELVARAJ, N.; OLLETT, A.; IBOS, S.; OOI-SANCHEZ, Y.;
BRENNAN, M.; CHACZKO, Z. Size and characterisc of the cone of silence in near feild
magnetics induction communications. **IN MILCIS 2009**. Canberra, november 2009
- [17] LUIS H. C.; PICHORIN, S. F. Desenvolvimento De Um Transponder RFID Com
Sensoriamento Para Aplicações Biomédicas: **ISSN 2179-3220 XXII CEB 2010**.
- [18] CARNE SUÍNA BRASILEIRA. **Carne Suína E Medicina**, Disponível em-
<http://www.arnesuinabrasileira.org.br/medicina.html>>. Acesso em: 19 de abril de 2012
- [19] RIBEIRO, J. A. J. **Engenharia de antenas: Fundamentos, projetos e aplicações**. São
Paulo: Érica, 2012, p. 5
- [20] Brasil. Associação Nacional de Vigilância Sanitária. **Infra-Estrutura Para Garantir A
Qualidade Das Medições Das Radiações Não Ionizantes (RNI) Sobre Seres
Humanos**, Disponível em-<<http://pt.scriid.com/doc/56940495/ANVISA-RNI> > Acesso
em_18 de setembro de 2012
- [21] KIOURTI, A.; NIKITA, K. S. A review of implantable patch antennas for biomedical
telemetry: challenges and solutions. **IEEE Antennas Propagation Mag.**, v. 54, n. 3, p.
210-228, Jun., 2012.

- [22] International Organization for Standardization. ISO/IEC 14443-1. **Identification Cards – Contactless Integrated Circuits-Proximity Cards: Part1: Physical characteristics.** Genebra, 1999
- [23] International Organization for Standardization. ISO/IEC 14443-2. **Identification Cards – Contactless Integrated Circuits-Proximity Cards: Part2: Radio frequency power and signal interface -1999**
- [24] International Organization for Standardization. ISO/IEC 14443-3. **Identification Cards – Contactless Integrated Circuits-Proximity Cards: Part3: Initialization and anti-collision -1999**
- [25] International Organization for Standardization. ISO/IEC 14443-4. **Identification Cards – Contactless Integrated Circuits-Proximity Cards: Part4: Transmission protocol - 1999**
- [26] International Commission non-Ionizing Radiation Protection. **Guidelines For Limiting Expose To Time Varying Electric, Magnetic, And Electromagnetic Fields (Up To 300GHz): ICNIRP Guidelines-** April 1998 Volume 74 Number 4
- [27] Brasil. Associação Brasileira de Compatibilidade Eletromagnética. **Diretrizes Para A Limitação da Exposição a Campos Elétricos, Magnéticos e Eletromagnéticos, Variáveis no Tempo:** ABRICEM, Abril de 1999
- [28] Brasil. Agencia Nacional de Telecomunicações. Anexo a resolução N°303, **Regulamento Sobre Limite da Exposição a Campos Elétricos, Magnéticos e Eletromagnéticos na Faixa de Radiofrequência Entre 9kHz A 300GHz :** ANATEL, 2 de julho de 2002
- [29] BALANIS, C. A. **Teoria de Antenas - Análise e Síntese. Trad. de José Rodolfo** 3° Ed Rio de Janeiro: LTC, 2009, p. 21-22
- [30] Brasil. Agencia Nacional de Telecomunicações. Anexo a resolução N°506, **Regulamento Sobre Equipamentos de Radiocomunicação de Radiação Restrita:** ANATEL, 1° de julho de 2008

Anexos

A.1 - Modelagem de carga no sensor com o programa PSPICE

O circuito apresentado na Figura A.1 foi modelado no programa PSPICE com os valores mostrados na Tabela A.1. O resultado conforme esperado, coincide com o cálculo de (3.16), quando a variação da frequência não é considerada na variação da resistência de perdas e do valor do capacitor C_2 . As Figuras A.2 e A.3 mostram respectivamente o resultado do cálculo de (3.16) com o MATLAB® e a simulação com o PSPICE, com as comparações da Tabela A.2. Donde se conclui que a versão do programa PSPICE usada não leva em consideração a variação da resistência de perdas do capacitor C_2 e do seu valor.

Tabela A.1 – Especificações no programa PSPICE.

Parâmetro	Valor
Tensão do gerador V_1	1V
Indutor L_1	3,5 μ H
Indutor L_2	3,5 μ H
Capacitor C_1	43pF
Capacitor C_2	43pF
Resistência de perdas de L_1 (R_{s1})	0,1 Ω
Resistência de perdas L_2 (R_{s2})	0,1 Ω
Resistência de carga R_L	2k Ω
Indutância mútua M	0,4 μ H
Faixa de frequência de teste	De 12 a 15 MHz

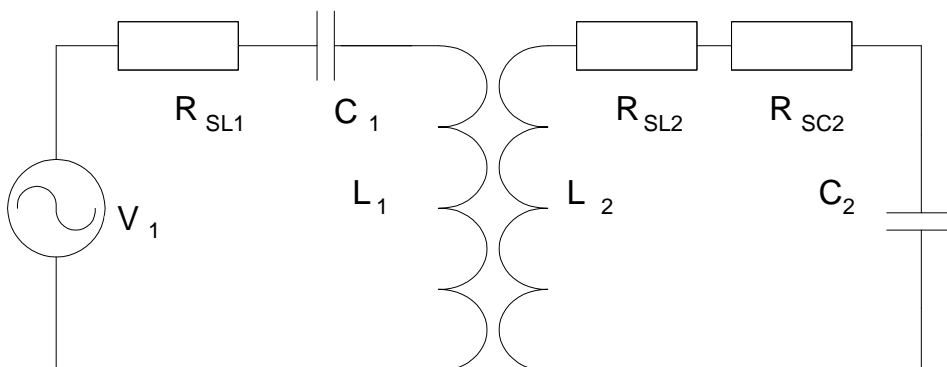


Figura A.1 – Modelo equivalente entre o leitor e alvo.

Há uma pequena diferença entre o resultado do cálculo de (3.16) no software MATLAB® e o resultado da simulação no software PSPICE em função de aproximações. Desta forma, o modelo da equação calculada no MATLAB representa o circuito ressonante paralelo formado pelo leitor e alvo.

Tabela A.2– Comparação entre o cálculo no MATLAB® e a simulação no PSPICE.

Frequência [MHz]	MATLAB [V]	PSPICE [V]
12,99	8,70	8,72
12,600	9,41	9,42
13,500	8,361	8,352

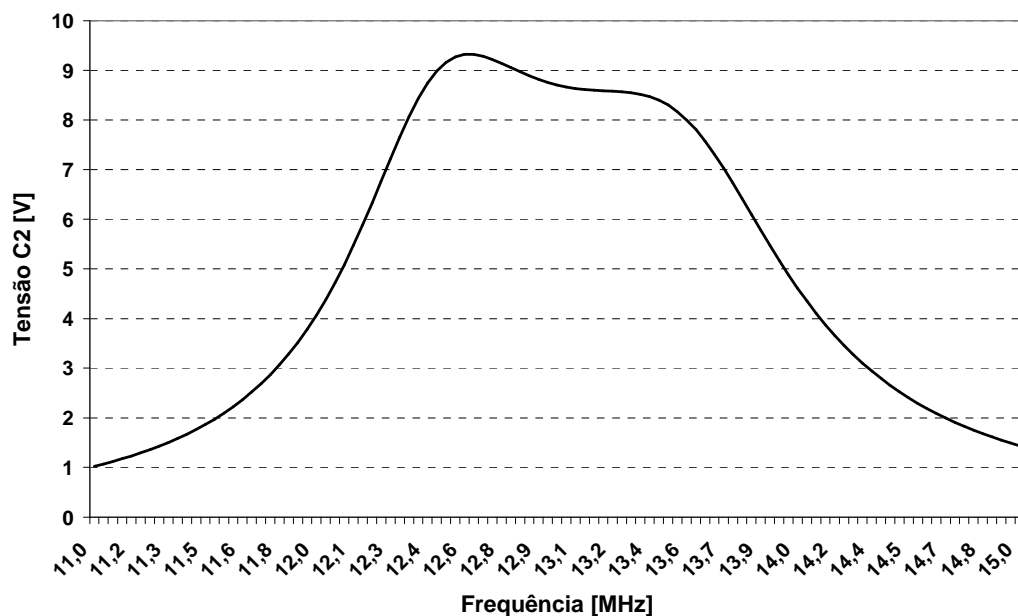


Figura A.2 – Simulação no MATLAB® para a excitação de 1V no primário do circuito.

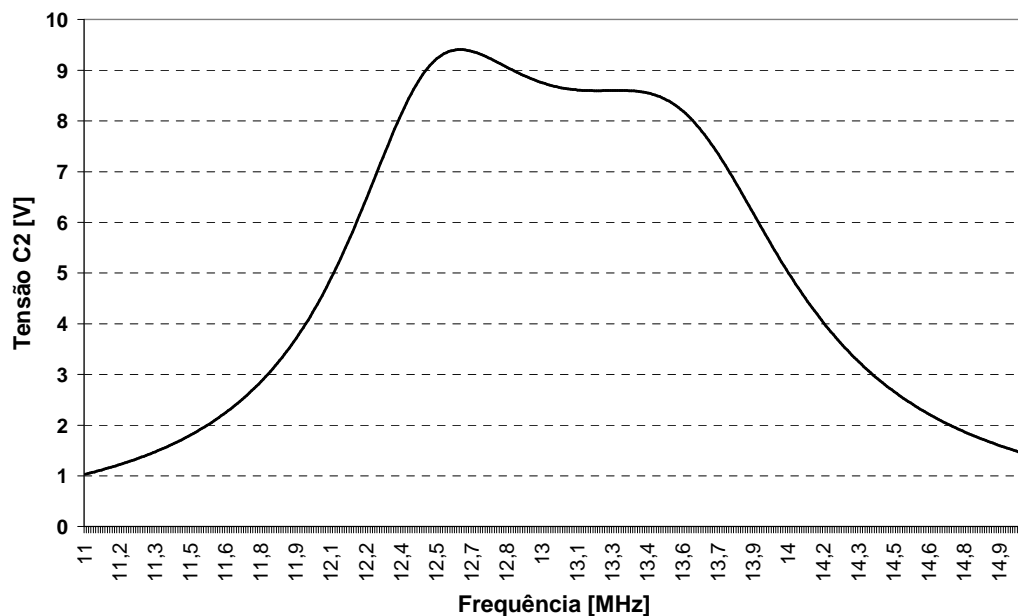


Figura A.3 – Curva de resposta com o circuito implementado em PSPICE com os componentes especificados.