

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



FEUP

**Projecto de Interface Indutivo para Aplicação em
Micro-dispositivos Médicos**

João Filipe Oliveira de Castro

Dissertação realizada no âmbito do
Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores
Major de Telecomunicações

Orientador: Prof. Dr. José Alberto Peixoto Machado da Silva
Co-orientador: Me. Alfredo do Vale Ferreira Moreira

Julho de 2010

Resumo

Nesta dissertação é apresentado o estudo de uma interface indutiva para aplicação no projecto de micro-dispositivos médicos.

Um dos objectivos principais consiste no estudo de tecnologias de comunicação sem fios, que recorram à transmissão de radiofrequências. Mais concretamente, pretende-se definir um protocolo de comunicação e alimentação entre um implante humano passivo e o exterior.

A alimentação do implante baseia-se no princípio de indução magnética. Este facto pressupõe a existência de uma interface indutiva, que possibilita por um lado a transmissão de potência para o “bio-dispositivo” e por outro a obtenção, num dispositivo exterior, de dados que descrevam a funcionalidade pretendida para o implante. Por conseguinte, o projecto e modelação dos indutores envolvidos constam também nos objectivos fundamentais desta dissertação.

O trabalho realizado insere-se num projecto de maior dimensão, “EDAM - *Sense CardioHealth*”, financiado pelo programa MIT-Portugal, cujo objectivo a curto prazo é a construção de um implante vocacionado para o tratamento do aneurisma aórtico-abdominal, através da monitorização em tempo real da pressão arterial. No que concerne à dissertação em si pretende-se utilizar um modelo equivalente do sistema, o mais aproximado possível do real. Deste modo, será possível prever o seu funcionamento, através de simulações experimentais e computacionais, e de definir as metodologias que melhor se coadunam com a função a desempenhar pelo “bio-dispositivo”.

Abstract

This dissertation presents the study of an inductive interface to be used in the wireless communication links of micro-devices for medical applications.

One of the primary tasks consisted in the study of different wireless technologies being used for medical applications. More specifically, it was intended to define a communication and power supply protocol between a human implant and the external interrogating device.

The power supply of the implant is based in the principle of magnetic induction. This inductive interface provides on the one hand a power transmission to the “bio-device”, and on the other hand the retrieval of the data, which measures the phenomena to be detected. Therefore, the inductor’s design and modelation is the main goal of this dissertation.

This work has been carried out in the framework of the project “EDAM - Sense CardioHealth” funded by the MIT-Portugal program, whose short term objective is the design of a human implant intended for the monitoring condition status of stent grafts used in treatment of the abdominal aortic aneurysm. This dissertation addresses the design of the electronic system for the wireless passive measurement of implantable devices, specifically the development of the system’s equivalent model, by means of which it will be possible to predict its behavior using experimental and computational simulations and determine the methodologies that best fit with the intended function of the “bio-device”.

Agradecimentos

Como é natural vou começar por agradecer ao Prof. Dr. José Alberto Peixoto Machado da Silva, o meu orientador da dissertação, pela permanente disponibilidade demonstrada, fundamental para a realização deste projecto. Foram inúmeras reuniões, com várias discussões críticas, recomendações e directrizes que se revelaram essenciais no decorrer de todo o trabalho realizado.

Em segundo lugar, gostaria de agradecer ao meu co-orientador, Me. Alfredo do Vale Ferreira Moreira, por toda a ajuda prestada, nomeadamente nas várias horas de testes experimentais. Pelo facto de a sua área de investigação coincidir com o estudo a efectuar nesta dissertação, os conselhos proferidos e as conversas entre ambos simplificaram bastante a compreensão de conceitos importantes.

Agradeço também à Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto por garantir excelentes condições de trabalho aos seus alunos e facultar o acesso a diverso equipamento de ponta. Este é um pré-requisito crucial numa dissertação para ditar o seu sucesso.

Ainda nos limites da faculdade, não quero deixar de agradecer a todos os estudantes e investigadores que frequentaram o laboratório i224, onde durante todo o semestre existiu um excelente relacionamento entre todos e um óptimo ambiente de trabalho.

Por último, mas acima de todos, quero agradecer à minha família, em especial ao meu pai, à minha mãe e à minha irmã. O desenvolvimento de uma dissertação é bastante exigente e stressante, e considero que não tenha sido fácil conviver comigo diariamente durante este período. Para finalizar, quero agradecer aos meus pais por me terem dado condições para frequentar este curso em regime de exclusividade.

Índice

1	Introdução	1
1.1	Enquadramento científico	1
1.2	Motivação	2
1.3	Diagrama organizacional do projecto	2
1.4	Estrutura da dissertação	5
2	Revisão do Estado da Arte	7
2.1	Micro-dispositivos médicos implantáveis	7
2.2	Comunicação sem fios baseada em radiofrequências	11
2.2.1	O que são radiofrequências e qual a sua aplicação?	11
2.2.2	Exemplos de aplicações das radiofrequências	12
2.2.3	Exposição do corpo humano a campos electromagnéticos	15
3	Fundamentos Teóricos Relevantes	19
3.1	O potencial indutivo - fundamentos de electromagnetismo	19
3.2	Indutores - revisão teórica	20
3.3	Técnicas de “micro-fabricação” de indutores	22
4	Definição e Caracterização das Variáveis do Sistema	25
4.1	Definição do circuito equivalente	25
4.2	Cálculo de indutância	32
4.2.1	Expressões para cálculo de indutância	32
4.2.2	Análise dos indutores fabricados em laboratório	39
5	Resultados Experimentais da Análise Sinusoidal do Sistema	47
5.1	Esquema do circuito de teste implementado	47
5.2	Validação do modelo equivalente do sistema	50
5.2.1	Resultados da simulação em regime sinusoidal	50
5.2.2	Validação do modelo teórico	57
5.3	Avaliação da influência do tecido humano	60

6	Capacidade do Implante	65
6.1	Diferentes abordagens para o cálculo da capacidade	65
6.1.1	Análise da resposta natural de um circuito RLC série	66
6.1.2	Medição da impedância vista da entrada	69
6.2	Deteção da frequência de oscilação da malha RLC	73
6.2.1	Resultados experimentais para a simulação do circuito de teste	73
6.2.2	Medição da influência do tecido de porco na deteção da frequência de ressonância da malha RLC	79
6.3	Determinação de C_5 utilizando os parâmetros s	81
7	Conclusão	87
7.1	Conclusões	87
7.2	Trabalho futuro	92
	Referências	95

Lista de Figuras

Figura 1.1 - Diagrama organizacional do projecto	3
Figura 2.1 - Dispositivo <i>Endosure</i> desenvolvido pela <i>CardioMEMS</i> [1]	8
Figura 2.2 - Visão geral do sistema de monitorização da pressão na bexiga [2]	9
Figura 2.3 - Princípio do canal indutivo [3]	9
Figura 2.4 - Visão esquemática do sistema [3]	10
Figura 2.5 - Sensor fabricado para aplicação aguda [4]	10
Figura 2.6 - Vista em perspectiva do sensor para aplicação aguda [4]	11
Figura 2.7 - Espectro electromagnético [5]	11
Figura 2.8 - Exemplo de um sistema RFID [7]	13
Figura 2.9 - Possíveis aplicações para um telemóvel compatível com NFC [10]	14
Figura 3.1 - Exemplo de um indutor [14]	20
Figura 3.2 - Vista superior do indutor de uma camada [16]	22
Figura 3.3 - Vista lateral do indutor de uma camada [16]	23
Figura 3.4 - Exemplo de um indutor de duas camadas [17]	23
Figura 4.1 - Circuito equivalente do sistema	26
Figura 4.2 - Tipos de desalinhamento: angular (α) e lateral (Δ) [3]	28
Figura 4.3 - Circuito equivalente do sistema baseado no modelo em T	29
Figura 4.4 - Simplificação do circuito equivalente	29
Figura 4.5 - Impedância vista da entrada	31
Figura 4.6 - Indutor circular com secção de fio circular [19]	33
Figura 4.7 - Indutor de geometria quadrada com secção de fio rectangular [19]	34
Figura 4.8 - Indutor circular com secção de fio rectangular [19]	35
Figura 4.9 - Valor da constante P em função de $[c/(2a)]$ [19]	35
Figura 4.10 - Bobina quadrada em espiral [19]	36
Figura 4.11 - Geometrias de indutâncias: (a) quadrada, (b) octogonal, e (c) circular [21]	37
Figura 4.12 - Bobinas circulares de secção de fio circular fabricadas	39
Figura 4.13 - Indutores implementados em placas de circuito impresso	41
Figura 5.1 - Esquema do circuito de teste	48
Figura 5.2 - Circuito de teste implementado na <i>breadboard</i>	48
Figura 5.3 - Circuito de teste em conjunto com aparelhos electrónicos utilizados	49
Figura 5.4 - Valor de tensão V_2 em função da frequência de operação para bobina quadrada	51
Figura 5.5 - Esquemático da simulação sinusoidal utilizado no CADENCE	52
Figura 5.6 - Formas de onda obtidas no CADENCE da análise sinusoidal para $k=0,8$	53

Figura 5.7 - Formas de onda obtidas no CADENCE da análise sinusoidal para $k=0,5$	53
Figura 5.8 - Formas de onda obtidas no CADENCE da análise sinusoidal para $k=0,05$	54
Figura 5.9 - Formas de onda obtidas para a geometria circular para os cinco patamares	56
Figura 5.10 - Formas de onda obtidas para a geometria quadrada nos cinco patamares	56
Figura 5.11 - V_2 em função do acoplamento magnético para as diferentes geometrias.....	58
Figura 5.12 - Esquema do circuito de teste utilizado para simulação do tecido de porco	60
Figura 5.13 - Fotos do procedimento implementado na simulação do tecido de porco.....	62
Figura 5.14 - Formas de onda obtidas para diferentes espessuras da fêvera de porco	62
Figura 5.15 - V_2 em função da espessura do tecido de porco entre as bobinas	63
Figura 6.1 - Circuito equivalente do sistema evidenciando a malha RLC do implante	66
Figura 6.2 - Diagrama de blocos de uma PLL	68
Figura 6.3 - Método de construção experimental de um TDR [28]	70
Figura 6.4 - Sistema de dois portos para caracterização dos parâmetros s [30]	72
Figura 6.5 - Esquema do circuito de teste para detecção da oscilação da malha RLC	73
Figura 6.6 - Esquemático utilizado no CADENCE para análise da resposta da malha RLC	74
Figura 6.7 - Formas de onda obtidas no CADENCE na análise de resposta para $k=0.5$	75
Figura 6.8 - Formas de onda obtidas no CADENCE na análise de resposta para $k=0.2$	75
Figura 6.9 - Resposta ao impulso por patamar para geometria quadrada	76
Figura 6.10 - FFTs para os diferentes patamares utilizando a bobina de geometria quadrada	78
Figura 6.11 - FFTs obtidas na simulação do tecido de porco	80
Figura 6.12 - f_0 em função da espessura de tecido entre as bobinas.....	81
Figura 6.13 - Esquema do circuito utilizado para medição de Z_{LINK}	82
Figura 6.14 - Dependência teórica de C_S nas duas componentes de Z_{LINK}	85
Figura 6.15 - Dependência de C_S em $\Re(Z_{LINK})$ para $k=0,359$	86

Lista de tabelas

Tabela 2.1 - Limites máximos de exposição permitidos (f = frequência em MHz)	16
Tabela 2.2 - Limites aconselháveis para o público em geral (não controlados)	16
Tabela 4.1 - Valores dos parâmetros K_1 e K_2 consoante a geometria do indutor	38
Tabela 4.2 - Valores dos parâmetros C_1 , C_2 , C_3 e C_4 consoante a geometria do indutor	38
Tabela 4.3 - Valores experimentais obtidos para as bobinas de secção de fio circular	39
Tabela 4.4 - Indutância e de resistência teóricos para bobinas de secção de fio circular	40
Tabela 4.5 - Valores experimentais obtidos para indutores implementados em PCBs	42
Tabela 4.6 - Valores teóricos e experimentais da resistência AC e DC	44
Tabela 4.7 - Valores de indutância teóricos e experimentais para bobinas planares	45
Tabela 4.8 - Comparação entre valores teóricos e experimentais para bobinas planares	45
Tabela 5.1 - Valores obtidos no CADENCE na simulação sinusoidal	54
Tabela 5.2 - Resultados da análise sinusoidal do circuito de teste	55
Tabela 5.3 - Valor de acoplamento magnético (k) por geometria e patamar	59
Tabela 5.4 - Valores da tensão V_2 obtidos em função da espessura do tecido	63
Tabela 6.1 - Valores experimentais de Z_{LINK} para diferentes valores da capacidade C_5	83
Tabela 6.2 - Medições suplementares de Z_{LINK} para $k=0,359$	84

Abreviaturas e Símbolos

Lista de abreviaturas

AAA	<i>Aortic-Abdominal Aneurysm</i>
AC	<i>Alternating Current</i>
AmpOp	Amplificador Operacional
ASIC	<i>Application-Specific Integrated Circuit</i>
CMOS	<i>Complementary Metal-Oxide-Semiconductor</i>
DC	<i>Direct Current</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
FCC	<i>Federal Communications Commission</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FM	<i>Frequency Modulation</i>
GaAs	Arseniato de Gálio
MEMS	<i>Micro-Electro-Mechanical Systems</i>
NFC	<i>Near Field Communication</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
RF	<i>Radio Frequency</i>
RFID	<i>Radio Frequency Identification</i>
RTL	<i>Return Loss Bridge</i>
SAR	<i>Specific Absorption Rate</i>
TBJ	Transistor Bipolar de Junção
TDR	<i>Time-Domain Reflectometer</i>
VCO	<i>Voltage-Controlled Oscillator</i>

Lista de símbolos

a	Raio do indutor
A	Área de um polígono

A_V	Ganho em tensão
b	Espessura do fio condutor de secção rectangular
B	Campo de indução magnética
c	Largura do fio condutor de secção circular
C	Capacidade
d	Diâmetro do fio condutor de secção circular
d_{avg}	Diâmetro médio de bobina circular planar em espiral
d_{in}	Diâmetro exterior de bobina circular planar em espiral
d_{out}	Diâmetro interior de bobina circular planar em espiral
D	Diâmetro exterior de bobina quadrada planar em espiral
D_i	Diâmetro interior de bobina quadrada planar em espiral
f	Frequência do sinal
f_0	Frequência natural não amortecida ou frequência de ressonância
i	Corrente
k	Coeficiente de acoplamento magnético
l	Comprimento do fio condutor num indutor
L	Indutância
L_M	Indutância mútua
L_{M0}	Indutância mútua considerando acoplamento perfeito
n, N	Número de enrolamentos de um indutor
Q	Factor de qualidade
p	Perímetro de um polígono
R	Impedância resistiva ou resistência
R_F	Raio do fio condutor
R_i	Raio interior de bobina circular de secção rectangular
R_0	Raio exterior de bobina circular de secção rectangular
s	Parâmetro complexo s
S	Área de secção de fio do condutor ou distância entre enrolamentos
V	Tensão
V_R	Amplitude de sinal reflectido
V_T	Amplitude de sinal transmitido
W	Largura da secção de fio
X	Impedância reactiva ou reactância
Z	Impedância
a	Frequência de <i>Neper</i>
β	Ganho de corrente de um transistor
δ	<i>Skin effect</i> ou profundidade das bordas num condutor
λ	Comprimento de onda de um sinal electromagnético
μ	Permeabilidade magnética do material
μ_0	Permeabilidade magnética no vazio

μ_R	Permeabilidade magnética relativa
ρ	Resistividade eléctrica do material
ρ_f	Coeficiente de preenchimento
ρ_R	Coeficiente de reflexão
σ	Condutividade eléctrica do material
Φ	Fluxo magnético
ω	Frequência angular
ω_0	Frequência angular natural não amortecida ou frequência angular de ressonância
ω_d	Frequência angular amortecida

Capítulo 1

Introdução

1.1 - Enquadramento científico

Num passado recente e como proveito de importantes avanços na área de engenharia biomédica surgiram novos dispositivos electrónicos que proporcionaram diversas ajudas técnicas no campo da medicina. São exemplo disso, a implementação de *pacemakers* e desfibriladores no corpo humano, com o recurso a intervenções cirúrgicas. Estes dispositivos são, em geral, alimentados por baterias, estando desta forma limitado o seu período de funcionamento útil.

É neste contexto que se enquadra um dos principais objectivos deste estudo, no qual se pretende, com o recurso a indutores, criar um canal de comunicação de dados sem fios, baseado em indução magnética, que permita simultaneamente a alimentação destes “bio-dispositivos”, ultrapassando a barreira da pele. De uma forma resumida, este consistirá numa bobina exterior ao corpo responsável por criar um campo magnético que será parcialmente captado por uma bobina secundária colocada no interior do corpo. Verifica-se, porém, que a potência de transmissão decresce rapidamente com o aumento da distância entre as bobinas, resultando numa separação útil de utilização bastante reduzida.

O projecto e tecnologia de fabrico destes indutores constitui um dos principais desafios deste estudo, tendo como âmbito contribuir para a compreensão do problema enunciado e permitir uma aplicação funcional no sistema que se pretende desenvolver. Para esse fim, foram fabricados em laboratório diferentes tipos de indutores com o objectivo de definir qual o que melhor se adequa ao sistema. Simultaneamente, e tendo em vista a sua implementação em pacientes humanos, surgem importantes questões éticas, fundamentadas numa exposição segura do corpo humano a campos electromagnéticos exteriores, tema este que será objecto de discussão.

Um outro objectivo fundamental deste trabalho reside no estudo de tecnologias de comunicação sem fios, recorrendo a radiofrequências, que possibilite a troca de informação entre os dois dispositivos.

Neste sentido, são apresentadas diferentes simulações experimentais, de forma a validar a teoria subjacente a cada metodologia empregue no estudo do sistema. O modelo equivalente do sistema foi implementado num circuito de teste de modo a realizar-se uma

análise da transferência de potência em regime sinusoidal entre os dois dispositivos. Posteriormente, foi analisada a resposta ao impulso do circuito receptor ressonante e a medição da impedância do sistema vista da entrada, como forma de detecção no circuito emissor do valor da capacidade do dispositivo secundário, componente responsável por desempenhar a função desejada para o “bio-dispositivo”. Como complemento, em paralelo com a análise experimental do circuito de teste, são apresentadas simulações computacionais recorrendo a um *software* indicado para simulação de circuitos electrónicos.

Tal como já foi mencionado, com o dispositivo secundário pretende-se simular um implante humano, logo para uma correcta realização da interface indutiva é necessário ter em consideração um meio suplementar ao ar, o tecido. Assim, foram também efectuadas medições suplementares onde é avaliada a influência da inserção de tecido de porco entre as duas bobinas que constituem a interface indutiva do sistema.

Por último, falta referir que este estudo está inserido num projecto de maior dimensão e com o qual se pretende a produção, num futuro próximo, de um implante humano destinado ao tratamento do aneurisma aórtico-abdominal. Este dispositivo tem, entre outros, a particularidade de permitir a monitorização do seu estado funcional sem o recurso a cirurgia, usando para o efeito apenas um leitor externo, responsável por alimentar o implante e capturar o sinal de monitorização.

O dispositivo a ser desenvolvido será então passivo e os protocolos de comunicação e alimentação a utilizar basear-se-ão nas tecnologias aqui abordadas e nos resultados das simulações e conclusões obtidos.

1.2 - Motivação

A escolha deste tema para a dissertação a realizar no final do mestrado, foi motivada essencialmente pela abrangência multidisciplinar do projecto e também pela actualidade do tema em si. O projecto engloba transversalmente conhecimento de teoria de circuitos, de electromagnetismo, de electrónica, microelectrónica e de análise de sistemas, além da familiaridade com o diverso *software* computacional a utilizar. Deste modo, o projecto foi encarado como um grande desafio a superar, e fundamental para avaliar as capacidades adquiridas durante todo o curso.

1.3 - Diagrama organizacional do projecto

O diagrama apresentado na figura seguinte apresenta a organização estrutural do projecto, sendo que este se encontra dividido em seis partes principais. De salientar, que a divisão efectuada no diagrama não corresponde à realizada na estruturação da dissertação. Após o diagrama são descritas cada uma das partes constituintes.

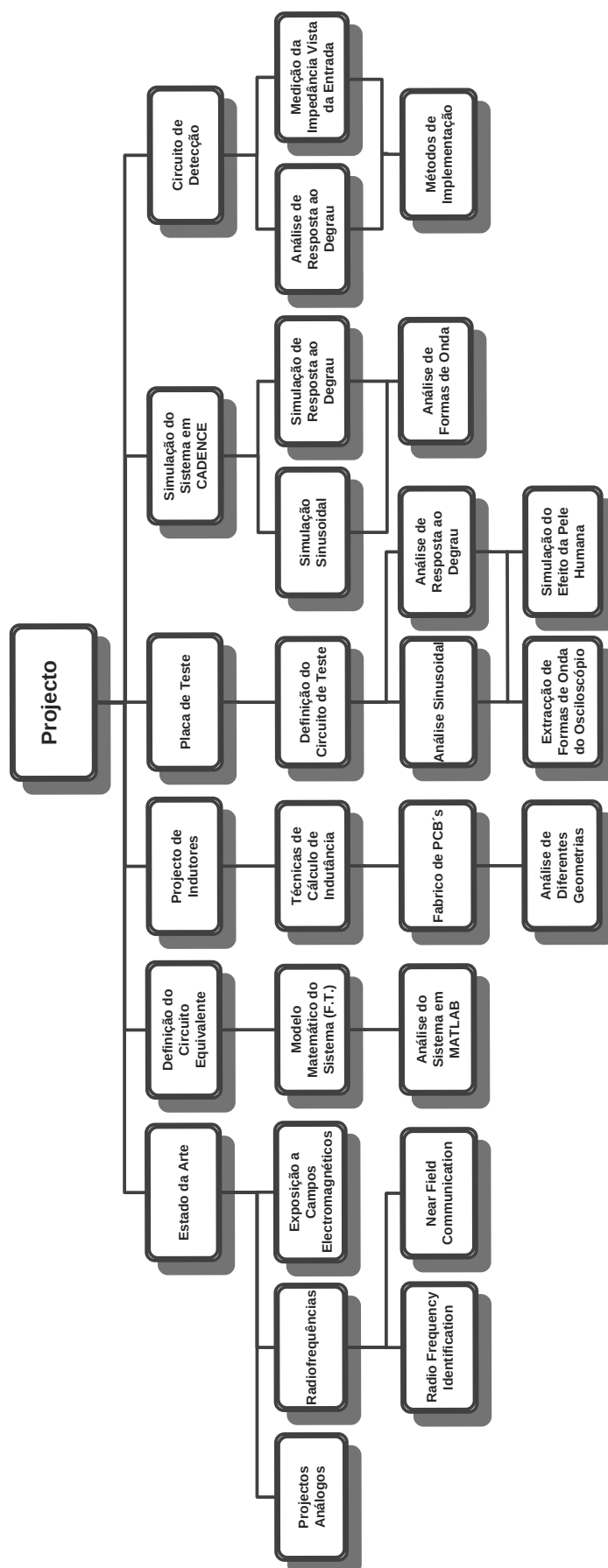


Figura 1.1 - Diagrama organizacional do projecto

Estado da Arte

O estado da arte apresenta toda a pesquisa introdutória efectuada relacionada com o projecto que se pretende implementar. Neste sentido, são apresentados projectos análogos que consistiram objecto de estudo, é introduzida a teoria associada à comunicação sem fios com recurso às radiofrequências e as tecnologias de relevo relacionadas (RFID e NFC), e é realizada uma apresentação dos perigos da exposição a campos electromagnéticos exteriores.

Definição do Circuito Equivalente

Esta parte do projecto consiste no estudo teórico do sistema, com o objectivo de definir o modelo equivalente do sistema. Assim, é determinada a equação de transferência do sistema, que possibilita a análise teórica do circuito equivalente obtido, utilizando o MATLAB, onde se pretende prever e comprovar as medições experimentais realizadas na placa de teste.

Projecto de Indutores

O projecto de indutores é uma das partes fundamentais do projecto. São inicialmente apresentadas as equações que permitem calcular a indutância de diferentes indutores, e posteriormente é realizado o estudo de diferentes indutores fabricados experimentalmente para definir quais os que melhor se adequam aos requisitos do projecto. Como complemento são apresentadas técnicas de “micro-fabricação” de indutores e é definida qual será empregue na implementação futura do implante humano.

Placa de Teste

A placa de teste corresponde à *breadboard* onde foi implementado o circuito de teste para análise experimental do sistema. São efectuadas análises de transferência de potência, de resposta ao impulso do circuito receptor, e de medição da impedância do sistema vista da entrada no circuito emissor. Para as diferentes medições experimentais são extraídas as formas de onda obtidas no osciloscópio, para posterior confrontação com os resultados teóricos previstos. Adicionalmente, realiza-se uma avaliação da influência do tecido humano no comportamento de interface indutiva do sistema.

Simulação Computacional do Sistema

A simulação computacional do sistema corresponde a um *software* informático que foi utilizado, o CADENCE, apropriado para simulação de circuitos electrónicos. A sua utilização deveu-se à necessidade de comprovar os fundamentos subjacentes às diferentes análises do sistema que são efectuadas. Assim, antes de qualquer análise teórica ou experimental, é realizada uma análise computacional, e são apresentadas as formas de onda obtidas no programa informático.

Definição do Circuito de Detecção

A definição de um método de detecção que possibilite a determinação da capacidade do implante no dispositivo primário é fundamental de forma a garantir a funcionalidade pretendida para o sistema. São então apresentadas diferentes abordagens para realizar o circuito de detecção, consoante se trate de uma análise de resposta ao impulso ou da

medição da impedância vista da entrada. O objectivo é definir a metodologia mais apropriada para futura implementação no sistema do implante humano que se pretende projectar.

1.4 - Estrutura da dissertação

Nesta secção é descrita sumariamente a composição dos diferentes capítulos em que se encontra estruturada a dissertação.

No capítulo introdutório é realizado inicialmente o enquadramento científico do projecto, onde é apresentado todo o trabalho desenvolvido, e são apresentadas as motivações que levaram à escolha deste tema para a dissertação. Adicionalmente, é apresentado o diagrama organizacional do projecto, onde o projecto é dividido nas suas seis partes principais. O capítulo é finalizado com a exposição da estrutura da tese e respectiva descrição dos diferentes capítulos.

No capítulo 2 é realizada uma exposição inicial dos projectos análogos relacionados com o projecto de micro-dispositivos médicos implantáveis. Posteriormente, apresenta-se um estudo das tecnologias de comunicação sem fios baseadas na propagação de radiofrequências. Nesta secção é apresentada a teoria associada a ondas electromagnéticas, com foco nas ondas RF, sendo enumeradas as suas diversas aplicações e finalizando com os riscos associados à sua exposição por parte do ser humano.

No capítulo seguinte são apresentados os fundamentos teóricos mais relevantes ao projecto. Deste modo, apresentam-se as equações de análise electromagnética que descrevem o potencial indutivo, é realizada uma introdução teórica sobre indutores, e posteriormente são enumeradas as diferentes técnicas de “micro-fabricação” que podem ser utilizadas numa fase mais avançada do projecto na produção do implante humano.

É no capítulo 4 que é iniciado o trabalho realizado, propriamente dito. Na primeira secção é determinado o modelo equivalente do sistema, com especial interesse na definição das equações da função de transferência do sistema e da impedância vista da entrada, que permitirão, em capítulos seguintes, prever e comprovar os resultados experimentais obtidos. Simultaneamente, é realizada uma exposição e descrição de todas as variáveis presentes no circuito equivalente do sistema. Na última secção são enumeradas as diferentes fórmulas para cálculo de indutância, e é efectuada uma análise dos diferentes indutores fabricados experimentalmente.

O capítulo 5 apresenta os resultados experimentais da análise do sistema em regime sinusoidal. Inicialmente, é descrito o esquema do circuito de teste implementado e no seguimento é realizada a validação do modelo teórico do sistema através dos resultados experimentais e computacionais obtidos. Na última secção é efectuada a avaliação da influência do tecido humano na transmissão de potência entre os dois dispositivos.

O capítulo 6 corresponde ao último capítulo de resultados da dissertação. Na secção inicial são enumerados os diferentes métodos para detecção no circuito emissor da capacidade do implante do circuito receptor. Nas duas secções subsequentes são apresentados os resultados experimentais obtidos na implementação dos dois métodos escolhidos, que correspondem à detecção da frequência de ressonância do implante após aplicação de um impulso na entrada e à medição da impedância do sistema vista da entrada utilizando os parâmetros s . Para o primeiro método referido é também efectuada a avaliação

da influência do tecido humano na detecção da frequência de ressonância do circuito receptor.

No último capítulo é efectuada a conclusão da dissertação. Na primeira secção são então expostas as conclusões inerentes ao projecto, onde se destaca um resumo e discussão crítica dos resultados principais obtidos. Para finalizar, é referido o trabalho a desenvolver de futuro, relacionado com a implementação do implante humano pretendida.

Capítulo 2

Revisão do Estado da Arte

Tal como referido anteriormente têm sido propostas novas soluções na área da engenharia biomédica com uma vasta gama de aplicações na medicina. Estas são o resultado da aplicação de novas técnicas de fabrico de componentes electrónicos (“micro-fabricação”) aliadas a técnicas de comunicação sem fios baseadas na transmissão de ondas de rádio (radiofrequências).

Assume, então, especial interesse apresentar outros sistemas que no sentido da sua aplicação constituem um importante paralelismo com o projecto que se pretende desenvolver neste estudo.

Simultaneamente, é necessária uma apresentação introdutória associada às ondas electromagnéticas, com especial relevo nas ondas RF, especificando as tecnologias de comunicação mais relevantes e as suas aplicações mais comuns.

2.1 - Micro-dispositivos médicos implantáveis

De seguida são apresentados alguns projectos de micro-dispositivos médicos que foram objecto de estudo, sendo que apenas o primeiro dispositivo se encontra disponível para comercialização.

1) *EndoSure Wireless AAA Pressure Measurement System* [1]

- Este dispositivo desenvolvido pela *CardioMEMS* reclama ser o primeiro sensor de pressão sanguínea implantado, não alimentado e de venda comercial, combinando tecnologia *MEMS* (*micro-electro-mechanical systems*) e comunicação sem fios;
- O dispositivo, com dimensões semelhantes às de um clipe (ver figura 2.1), mede continuamente a pressão sanguínea;
- A sua utilização visa a monitorização do aneurisma aórtico-abdominal, possibilitando medições em tempo real da pressão sanguínea;

- Os dados são transmitidos sempre que o controlador externo estiver presente e à distância imposta pelo sistema, permitindo a alimentação do dispositivo;
- Para atingir as pequenas dimensões do dispositivo são necessárias técnicas de “micro-fabricação” nomeadamente para os principais componentes: o sensor e o RF *transceiver* (transmissor/receptor);
- O dispositivo apresenta um *Q-factor* de 50, bobinas com diâmetro de 3.8 mm e, para o correcto funcionamento do sistema, a distância máxima imposta para o controlador exterior é de cerca de 20 cm;
- A simplicidade do dispositivo leva ao aumento da sua estabilidade, fiabilidade e resulta num reduzido custo de fabrico.



Figura 2.1 - Dispositivo *Endosure* desenvolvido pela *CardioMEMS* [1]

2) *An autonomous bladder pressure monitoring sensor* [2]:

- Este dispositivo, ainda em fase de estudo, tem como objectivo a monitorização da pressão na bexiga e está ainda em fase de teste (ver figura 2.2);
- Consiste na utilização de um sistema de alimentação baseado em indução magnética, constituído por um controlador externo e por um dispositivo bio-implantável (sensor);
- A eficiência do sistema de alimentação depende em grande parte da posição e orientação da segunda bobina (sensor) em relação à primeira (controlador), sendo que a transmissão máxima ocorre quando os eixos coincidem, diminuindo com a ocorrência de desalinhamento angular ou lateral;
- Outro objectivo deste projecto é torná-lo capaz de registar os valores de pressão medidos e de os transmitir recorrendo a técnicas de comunicação sem fios, de uma forma imperceptível para o paciente;
- Foi desenvolvido um protótipo do sistema utilizando apenas componentes discretos, sendo este capaz de realizar medições com uma resolução de 0,04 kPa e com uma taxa de amostragem de 10 Hz;
- Numa fase posterior do projecto pode ser estudada a possibilidade de, com base nos valores da pressão medidos em tempo real, estimular de alguma forma os músculos do esfíncter.

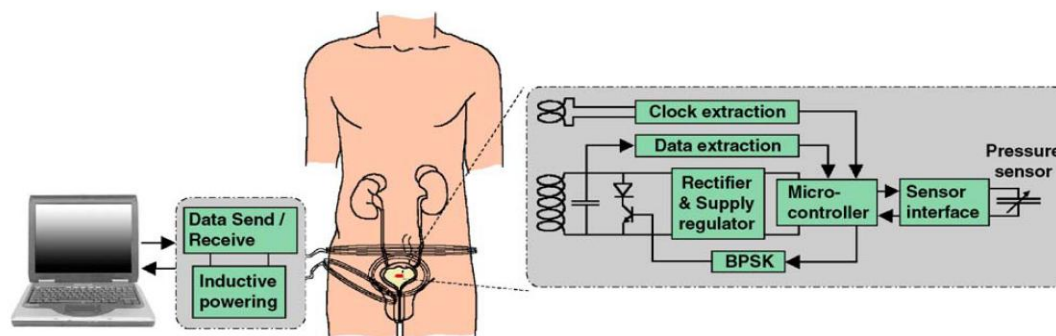


Figura 2.2 - Visão geral do sistema de monitorização da pressão na bexiga [2]

3) *An inductive power system with integrated bi-directional data-transmission* [3]:

- O sistema apresentado neste estudo tem como objectivo servir como base para posterior implementação de comunicação sem fios em aparelhos “bio-implantáveis” de monitorização ou estimulação;
- Consiste na utilização de um canal indutivo (ver figuras 2.3 e 2.4), constituído por duas bobinas, formando um transformador, que possibilita alimentação sem fios do aparelho designado e uma transmissão bilateral de dados;

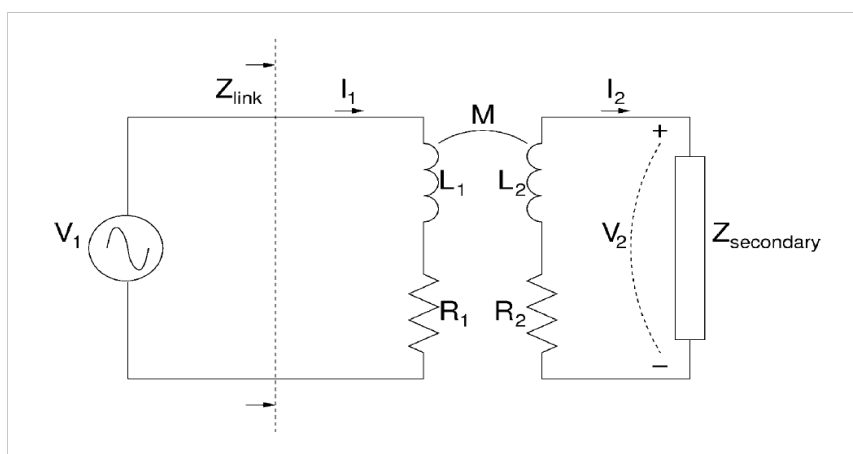


Figura 2.3 - Princípio do canal indutivo [3]

- A eficiência do sistema de alimentação decresce com o desalinhamento das duas bobinas, resultado de uma diminuição da indutância mútua do sistema;
- No mínimo o sistema garante uma alimentação do “bio-dispositivo” de 50 mW, a uma distância de 3 cm e com uma eficiência de 36 %, sendo utilizada uma frequência de operação de 700 kHz;
- Testes realizados concluem que uma frequência de operação entre os 500 kHz e os 4 MHz garante a ausência de efeitos indesejados no organismo;
- Trabalho futuro neste projecto incidirá numa tentativa de reduzir o tamanho do “bio-dispositivo”, recorrendo a técnicas de “micro-fabricação” mais avançadas que resultem no fabrico de um ASIC (*Application Specific Integrated Circuit*) “bio-implantável”.

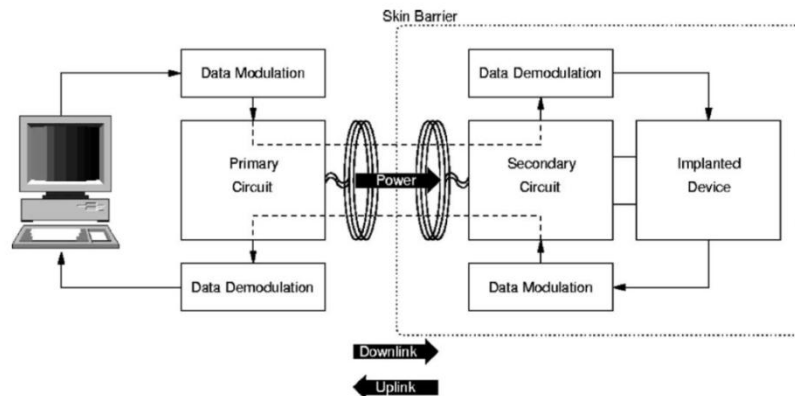


Figura 2.4 - Visão esquemática do sistema [3]

4) *Flexible wireless passive pressure sensors for biomedical applications* [4]:

- O artigo referenciado reporta um estudo de dois tipos de dispositivos que implementam um sensor de pressão passivo e flexível com alimentação sem fios, para aplicação no tratamento do aneurisma aórtico-abdominal;
- Os dois dispositivos estudados consistem num esquema semi-hermético que utiliza polímeros de cristais líquidos e adequado para aplicação aguda (ver figuras 2.5 e 2.6), e noutro que utiliza um esquema totalmente hermético em que o sensor está alojado numa câmara cerâmica sendo este projectado para aplicação crónica;

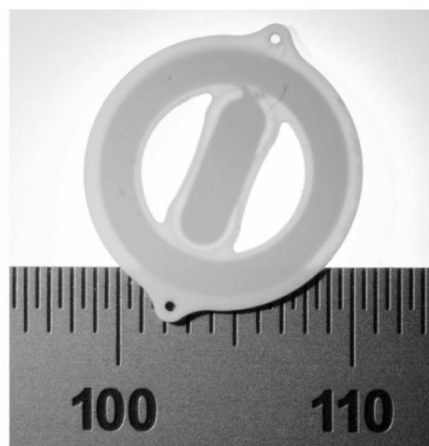


Figura 2.5 - Sensor fabricado para aplicação aguda [4]

- O facto de os dispositivos serem flexíveis permite que sejam moldados em formas mais compactas adequadas para uma implementação no organismo via cateter;
- A teoria por detrás do sistema baseia-se na utilização de um circuito LC passivo e ressonante alimentado através de um canal indutivo, sendo os indutores utilizados de geometria circular planar e em forma de espiral;



Figura 2.6 - Vista em perspectiva do sensor para aplicação aguda [4]

- O sensor para aplicação aguda foi testado *in vivo* em modelos caninos e os resultados obtidos deixam boas indicações para aplicações em que a flexibilidade do sensor seja um factor de interesse.

2.2 - Comunicação sem fios baseada em radiofrequências

2.2.1 O que são radiofrequências e qual a sua aplicação?

As radiofrequências ou simplesmente ondas de rádio (ou energia RF) são uma forma de radiação electromagnética. Esta, por sua vez, consiste em ondas de energia eléctrica e magnética em movimento pelo espaço à velocidade da luz. De um ponto de vista geral, o conjunto de todas as formas de energia electromagnética é denominado de espectro electromagnético. A figura seguinte ilustra os diferentes tipos de radiação electromagnética especificando para cada um a frequência e o comprimento de onda que o caracteriza.

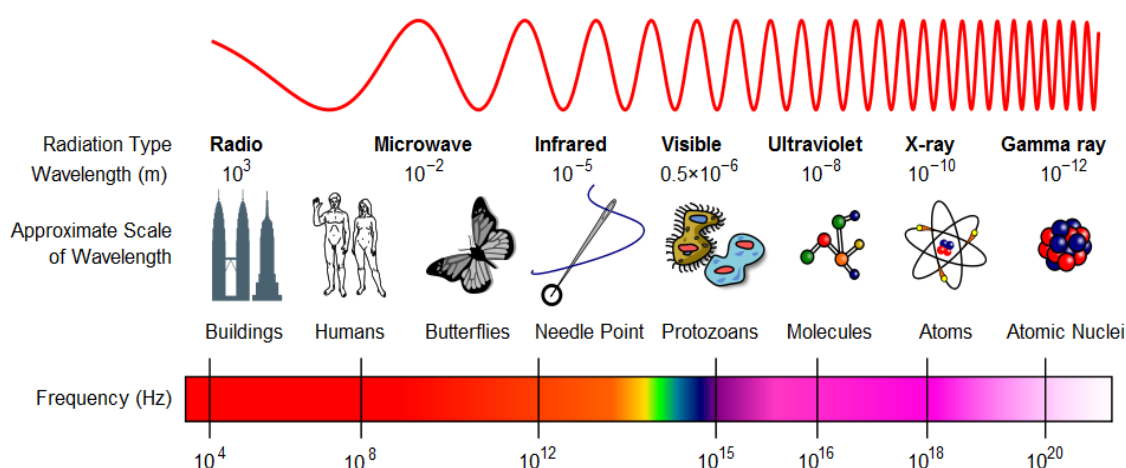


Figura 2.7 - Espectro electromagnético [5]

As ondas electromagnéticas propagam-se no vazio a uma velocidade constante e igual à velocidade da luz ($\approx 3 \times 10^8$ m/s), sendo que essa velocidade decresce num meio distinto. O

comprimento de onda (λ), é obtido através da razão entre a respectiva velocidade de propagação e frequência da onda.

A parte do espectro correspondente às radiofrequências engloba as ondas electromagnéticas com frequências desde os 3 kHz até aos 300 GHz. De referir que esta gama de frequências engloba outro tipo de ondas electromagnéticas, as microondas, que são uma categoria específica de ondas de rádio, e se caracterizam por frequências dentro do intervalo dos 300 MHz aos 300 GHz.

As ondas de rádio têm diversas aplicações mas a mais importante é provavelmente o fornecimento de serviços de telecomunicações, tais como, difusão de rádio ou televisão, telemóveis, telefones sem fio, radiocomunicação para polícia ou bombeiros, e também comunicação por satélite.

Outro tipo de aplicação é a utilização de radiofrequências nos fornos de microondas. Neste caso, a radiação RF, especialmente na gama das microondas, é capaz de transferir energia para moléculas de água, possibilitando o rápido aquecimento de materiais ricos em água, como é o caso da maioria dos alimentos.

Esta propriedade das ondas RF levanta importantes questões de segurança em relação a uma exposição continuada do organismo humano a este tipo de radiação. Efeitos biológicos resultantes dessa exposição e também os limites máximos para uma exposição segura a todo o tipo de campos electromagnéticos serão temas abordados mais à frente na secção 2.2.3.

Existem outros tipos de aplicações fora da área das telecomunicações, tais como nos radares (controlo de tráfego aéreo e automóvel ou aplicações militares), em aquecedores industriais e em diversos dispositivos médicos.

2.2.2 Exemplos de aplicações das radiofrequências

Para complemento da apresentação da vasta aplicação das radiofrequências nos sistemas actuais são apresentadas nesta secção duas tecnologias de comunicação, baseadas em RF, em grande ascensão e de grande potencial futuro.

1) *Radio Frequency Identification* (RFID) [6]

Tecnologia que utiliza as radiofrequências para transferir dados entre um leitor (*card reader*) e um cartão (*tag*), sendo que não é necessário um contacto físico entre estes para consumir a troca de dados. A comunicação entre os dois dispositivos é realizada por indução magnética, o que pressupõe a existência de duas antenas formando um transformador de núcleo de ar.

Este tipo de tecnologia tem sido amplamente utilizado na optimização de processos de logística, controlo de identificação, protecção à contrafacção, sendo de prever que no futuro uma grande variedade de objectos possuam RFID, desde vestuário a embalagens de alimentos.

Um sistema RFID simples consiste numa *tag* RFID (constituída por um *microchip* e uma antena) e por um leitor RFID (ver figura 2.8). Esta tecnologia tem a grande vantagem de apresentar um custo bastante reduzido.



Figura 2.8 - Exemplo de um sistema RFID [7]

São apresentadas de seguida as principais características do leitor RFID e da *tag*:

Tags:

- Podem ser incorporados em diversos sistemas tais como veículos, pessoas, animais ou todo o tipo de aparelhos electrónicos devido às suas reduzidas dimensões;
- São constituídos por uma antena e por um circuito integrado que armazena uma pequena quantidade de dados;
- A antena consiste num circuito ressonante formado por uma bobina e um condensador;
- São denominados de *transponders* (transmissor/receptor) pois recebem o sinal de rádio do *reader* e respondem a este com um novo sinal de rádio;
- Existem dois tipos principais:
 - ✓ Activo: transmite sinal de rádio; componentes alimentados por baterias; longo alcance;
 - ✓ Passivo: reflecte o sinal de rádio transmitido pelo leitor; alimentado pelo leitor mais concretamente pelo campo electromagnético gerado pelas antenas; curto alcance.

Card Readers:

- Utilizado para questionar a *tag*;
- São constituídos por uma antena que emite ondas de rádio permitindo a troca de dados com a *tag*;
- Podem ser fixos ou móveis dependendo da sua aplicação.

A frequência de operação dos sistemas RFID depende da aplicação para que são destinados, nomeadamente do alcance pretendido, da taxa de transmissão de dados desejada e da necessidade envolvida de propagação das ondas de rádio por diferentes materiais. Deve então ter-se em consideração o seguinte:

- *Tags* de baixa frequência (≤ 13.56 MHz) usam menos energia e a comunicação estabelece-se bem através de substâncias não metálicas; são ideais para colocar em objectos cujo conteúdo possua elevada percentagem de água, mas o seu raio de alcance é limitado a aproximadamente 70 centímetros;

- *Tags* de alta frequência (≥ 300 MHz) permitem melhor propagação em objectos metálicos mas não em água; possuem elevadas taxas de transmissão e um alcance máximo de, aproximadamente, 5 metros.

2) Near Field communication (NFC) [8][9]

Near Field Communication corresponde a uma norma recente de sistemas de comunicação sem fios de curto alcance e que evoluiu de tecnologias pré-existentes de comunicação e identificação *wireless*, nomeadamente da tecnologia RFID descrita anteriormente. Foi criada por um consórcio de várias empresas de diferentes áreas, denominado de *NFC Forum*, que tem como objectivo a implementação e normalização desta tecnologia bastante promissora.

Esta tecnologia é vocacionada maioritariamente para uso em telemóveis possibilitando uma vastíssima área de novas aplicações para estes dispositivos, tais como, a criação da carteira electrónica, que possibilite pagamentos em detrimento dos cartões de crédito, ou a interacção em tempo real com diversos dispositivos electrónicos compatíveis (figura 2.9).



Figura 2.9 - Possíveis aplicações para um telemóvel compatível com NFC [10]

Tal como foi referido esta é uma tecnologia de curto alcance, que opera à frequência de 13,56 MHz e que possibilita taxas de transmissão de dados até 424 kbit/s. Para ocorrer uma comunicação NFC pressupõe-se a existência de dois dispositivos compatíveis com esta tecnologia e que estes estejam a uma distância máxima de aproximadamente 4 cm. O facto desta distância máxima de operação ser tão pequena permite concluir que este tipo de comunicação é bastante seguro e a potência requerida relativamente baixa.

Tal como na tecnologia RFID a comunicação baseia-se no princípio de indução magnética o que resulta numa compatibilidade entre os dispositivos NFC e as *tags* RFID. Os tipos de funcionamento são semelhantes aos descritos para o caso de uma *tag* e um *reader* RFID, existindo também um tipo passivo e um tipo activo, em que apenas no segundo caso é necessário que os dois dispositivos NFC tenham alimentação própria.

A norma que caracteriza esta tecnologia define três modos de operação para um dispositivo NFC:

- *Peer-to-peer*: dois dispositivos NFC comunicam entre si trocando informação;
- *NFC emulation card*: o dispositivo NFC comporta-se como um *contactless smartcard*, ou seja, um cartão (*chip*) em que a comunicação é baseada no princípio da indução magnética, não sendo necessário qualquer contacto físico; semelhante ao funcionamento de uma *tag* RFID;
- *Read/Write*: o dispositivo NFC assemelha-se a um leitor de cartões recebendo informação de um *NFC card*.

Em comparação com outras tecnologias de comunicação sem fios, tais como a tecnologia *Bluetooth* ou Infravermelhos, a tecnologia NFC possui um alcance e uma taxa de transferência de dados inferior. No entanto, as diferentes características de cada tecnologia podem ser vistas como complementares umas das outras. Deste modo, a tecnologia NFC pode ser utilizada em conjunto com a tecnologia *Bluetooth* aliando, respectivamente, o menor tempo de autenticação com a maior velocidade de transmissão de dados característicos de cada tecnologia.

Após apresentação destas duas tecnologias pode-se questionar se alguma delas pode ser utilizada no desenvolvimento do projecto. Na realidade, o princípio base das duas, que consiste no recurso à propriedade de indução magnética criando um canal de comunicação de curto alcance entre dois dispositivos, assemelha-se ao conceito do sistema que se pretende desenvolver durante o projecto. No entanto, as aplicações alvo das tecnologias mencionadas não correspondem à finalidade do projecto em si e durante a realização do mesmo terá de ser desenvolvido um protocolo de comunicação próprio.

2.2.3 Exposição do corpo humano a campos electromagnéticos

Para finalizar o estudo das ondas RF são discutidos nesta secção os perigos subjacentes a uma exposição continuada à radiação RF. Este tema assume especial relevância no projecto que se pretende implementar pois este consiste no desenvolvimento de um “bio-dispositivo” com capacidade de comunicação sem fios recorrendo a radiofrequências.

É do conhecimento geral que a exposição a altos níveis de energia RF pode ser prejudicial, resultado da capacidade destas ondas electromagnéticas em aquecer rapidamente tecido biológico. É segundo este princípio que os fornos microondas funcionam, tal como já foi referido na secção 2.2.1. A danificação de tecido humano durante a exposição a elevados níveis de radiação pode ocorrer devido à incapacidade do corpo humano dissipar o excessivo aquecimento que pode ser gerado. Duas áreas do corpo são particularmente vulneráveis a este tipo de radiação, os olhos e os testículos, devido a nestas zonas não existir corrente sanguínea suficiente para dissipar o calor excessivo.

A ocorrência destes efeitos biológicos levou à criação de normas de exposição a radiofrequências por vários países e organizações. Estas normas apresentam os níveis de radiação considerados seguros para o público em geral e os níveis que são obrigatórios respeitar dentro de empresas. De seguida são apresentados esses limites tendo como fonte a *Federal Communications Commission (FCC)*, comissão responsável pelo controlo do espectro electromagnético nos Estados Unidos da América do Norte [11].

Tabela 2.1 - Limites máximos de exposição permitidos (f = frequência em MHz)

Frequência (MHz)	Intensidade do Campo Eléctrico (V/m)	Intensidade do Campo Magnético (A/m)	Tempo Médio (minutos)
0.3 a 3.0	614	1.63	6
3.0 a 30	$1842/f$	$4.89/f$	6
30 a 300	61.4	0.163	6
300 a 1500	-	-	6
1500 a 100000	-	-	6

Tabela 2.2 - Limites aconselháveis para o público em geral (não controlados)

Frequência (MHz)	Intensidade do Campo Eléctrico (V/m)	Intensidade do Campo Magnético (A/m)	Tempo Médio (minutos)
0.3 a 3.0	614	1.63	30
3.0 a 30	$842/f$	$2.19/f$	30
30 a 300	27.5	0.073	30
300 a 1500	-	-	30
1500 a 100000	-	-	30

Como se pode verificar, analisando as tabelas anteriores, a intensidade do campo electromagnético é medido segundo duas componentes, campo eléctrico e campo magnético, e pelas respectivas unidades específicas de cada um. Assim, a unidade “Volts por Metro” (V/m) é utilizada para medir a intensidade do campo eléctrico num dado ponto, enquanto a unidade “Amperes por Metro” (A/m) é referente à intensidade do campo magnético. No que concerne ao tempo médio apresentado nas tabelas, esse valor representa o tempo máximo de exposição aconselhável à frequência em questão.

Existe outra componente para medição de energia RF, denominada de SAR (*Specific Absorption Rate* ou Taxa Específica de Absorção), que mede a energia realmente absorvida pelo corpo humano, e que é geralmente expressa em “Watts por Quilograma” (W/kg). No caso da exposição de todo o corpo a radiofrequências, a taxa máxima a que um ser humano absorve a energia RF (SAR máximo) ocorre na gama desde os 80 até aos 100MHz. É devido a este facto que nas tabelas apresentadas anteriormente os valores limite que englobam esta gama de frequências são bastante restritivos.

No caso de exposição a radiação RF por pequenas partes do corpo, como ocorre na utilização de telemóveis, a SAR é também utilizada para quantificar a absorção de energia RF.

Os valores até agora apresentados dizem respeito à preocupação com o possível aquecimento de tecidos biológicos resultante da exposição a altos níveis de radiação RF.

No entanto, continuam a subsistir bastantes dúvidas relativamente a uma segura exposição a baixos níveis de radiação, como acontece na utilização de telemóveis por exemplo. Não existem provas concretas de que este tipo de radiação baixa seja prejudicial à saúde mas estudos recentes têm incidido sobre a possibilidade de ligação entre a exposição a

ondas RF e o desenvolvimento de doenças cancerígenas ou outro tipo de problemas de saúde, mas os resultados têm sido inconclusivos.

Em contrapartida, outros estudos apontam para a importância da utilização das ondas RF no tratamento da doença de Alzheimer, ou de pacientes com outro gênero de demência [12]. Investigações recentes demonstram que a utilização de tecnologias como o RFID se revela fundamental na monitorização em tempo real deste tipo de pacientes nomeadamente em instalações para idosos, de modo a ajudar a garantir a sua segurança permanente.

Entretanto as agências governamentais e as organizações responsáveis por estabelecer as normas de referência continuam atentas a todo o tipo de descobertas experimentais relevantes para confirmar, se for o caso, a sua validade, e determinar, caso necessário, alterações nos limites máximos impostos de forma a proteger a saúde humana.

Capítulo 3

Fundamentos Teóricos Relevantes

Associados ao sistema que se pretende desenvolver diversos fundamentos teóricos são relevantes, sendo neste capítulo apresentadas as equações mais pertinentes. Todas se enquadram na área do electromagnetismo, o que se justifica pelo sistema baseado em indução magnética que se pretende implementar.

Adicionalmente é efectuada uma revisão teórica sobre indutores e para finalizar é realizado um estudo sobre diferentes técnicas para “micro-fabricação” de indutores, de modo a definir qual a mais adequada para o micro-dispositivo que se pretende produzir de futuro.

3.1 - O potencial indutivo - fundamentos de electromagnetismo

Recorrendo às equações relativas ao fluxo magnético, Φ , é possível relacionar a indutância, L , e o campo de indução magnética, B , gerado por um indutor. As restantes variáveis apresentadas correspondem à corrente i e à área de secção, S , do indutor [1][13]:

$$\Phi = L i \quad (3.1)$$

$$\Phi = B S \quad (3.2)$$

Considere-se um indutor circular, de raio a , percorrido por uma corrente i . É possível determinar o campo de indução magnética gerado a uma distância z perpendicular ao plano do indutor, conhecendo o valor para a constante da permeabilidade magnética no vazio, μ_0 . Aplicando a lei de *Biot-Savart* obtém-se:

$$B(z) = \frac{\mu_0 i a^2}{2 (z^2 + a^2)^{\frac{3}{2}}} \quad (3.3)$$

Calculando o campo de indução magnética em $z=0$ (dentro do indutor) e substituindo na equação a indutância, recorrendo às equações 3.1 e 3.2, obtém-se a relação entre B e L em função da distância z :

$$B(z) = \frac{L i a}{\pi (z^2 + a^2)^{\frac{3}{2}}} \quad (3.4)$$

A equação anterior demonstra que o campo de indução magnético gerado por um indutor é dependente do valor da indutância e que o seu valor decresce com o aumento da distância, sendo mesmo inversamente proporcional à distância ao cubo para casos em que se verifique $z \gg a$.

Outro conceito que é importante definir é o de indutância mútua, L_M . Considerem-se dois circuitos fechados que definem duas superfícies, S_1 e S_2 , sendo o primeiro percorrido por uma corrente i_1 . Desta forma, um campo de indução magnética, B_1 , será criado e parte dele será captado pela outra superfície, definindo-se então o fluxo mútuo do circuito 1 para o 2:

$$\Phi_{1,2} = \int_{S_2} B_1 \, dS_2 \quad (3.5)$$

A indutância mútua define-se como a relação entre o fluxo mútuo do circuito primário para o secundário e a corrente que percorre o primeiro circuito:

$$L_M = \frac{\Phi_{1,2}}{i_1} \quad (3.6)$$

Em relação à corrente que percorre o circuito secundário, i_2 , esta é definida pela próxima equação, onde $\Phi_{2,1}$ corresponde ao fluxo mútuo criado pela própria corrente.

$$i_2 = \frac{\Phi_{2,1}}{L_M} \quad (3.7)$$

3.2 - Indutores - revisão teórica

Indutores, também denominados de bobinas, são um tipo passivo de componentes eléctricos utilizados para armazenar energia sob a forma de campo magnético resultante da corrente eléctrica que os atravessa.

Tipicamente um indutor é constituído por um material condutor, geralmente fio de cobre, enrolado em torno de um núcleo (ver figura 3.1). No seu interior é criado um forte campo magnético resultante de fenómenos regidos pela lei de indução de *Faraday*.



Figura 3.1 - Exemplo de um indutor [14]

A capacidade de um indutor armazenar energia é medida pela sua indutância, grandeza representada pelo símbolo L e com uma unidade específica, o *Henry* (H).

A corrente eléctrica que atravessa o material condutor cria um fluxo magnético proporcional à corrente, em que qualquer variação da mesma faz variar o fluxo magnético. Por seu turno, é gerada uma força electromotriz para contrariar essa variação de corrente. É neste contexto que surge a necessidade de definição de indutância, grandeza que mede o valor da força electromotriz gerada por unidade de variação de corrente.

Diversas características do indutor afectam o valor da sua indutância, tais como, o número de enrolamentos (espiras), as dimensões de cada enrolamento e o material em torno do qual o material condutor é enrolado (núcleo magnético).

O núcleo é uma das partes constituintes mais importantes. Existem dois tipos principais, os núcleos de ar e os ferromagnéticos. Este último tipo pelo facto de ter maior permeabilidade magnética relativa, μ_R , aumenta o campo magnético gerado e consequentemente aumenta também a indutância.

Os indutores têm diversas aplicações distintas. A sua utilização conjuntamente com condensadores e outros componentes permite a filtragem de frequências de sinal específicas. Outra aplicação consiste na utilização de dois indutores acoplados formando um transformador, que é um componente fundamental na distribuição de rede eléctrica.

Os indutores são classificados mediante o tipo de núcleo utilizado ou pelo tipo de enrolamento. Os principais tipos são:

- Indutores acoplados: utilizados em aplicações baseadas no princípio de indutância mútua, como é o caso de transformadores, estando o fluxo magnético de um indutor directamente relacionado com o outro;
- Indutores com núcleo cerâmico: consiste na utilização de núcleos cerâmicos, um material dieléctrico, apresentando boa linearidade, baixa histerese e baixa distorção;
- Indutores modelados: tipo de indutores de baixa indutância utilizados em placas de circuito impresso, modelados com o recurso a isolamento em plástico ou cerâmico;
- Indutores multi-camada: quando o indutor é realizado com enrolamentos separados por diferentes camadas, com isolamento entre cada uma, caracterizado por uma indutância bastante elevada.

Uma característica importante que caracteriza os indutores, ou bobinas, é o seu factor qualidade, Q . Um indutor ideal não tem perdas independentemente da corrente que o atravessa. Na realidade, estes componentes apresentam uma resistência em série resultante dos materiais que constituem tanto o fio condutor como o núcleo. Esta resistência converte a energia eléctrica que percorre o material condutor em calor, dissipando energia.

O factor Q mede a eficiência do indutor e representa o rácio da sua reactância indutiva pela sua resistência, a uma dada frequência. Como é natural concluir, quanto maior for o valor deste factor mais o indutor se aproxima de um comportamento ideal, sem perdas.

Para finalizar esta breve revisão teórica vamos analisar as equações que caracterizam o comportamento de uma bobina. Assim, a equação que caracteriza a tensão nos terminais de uma bobina é a seguinte:

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (3.8)$$

Como se pode verificar caso a bobina seja percorrida por uma corrente contínua a tensão nos seus terminais é nula e a bobina comporta-se como um curto-circuito, o que nos permite concluir que a corrente tem de ser em regime alternado.

Para analisar um circuito de corrente alternada as fontes independentes são substituídas pelos respectivos fasores e os elementos passivos, como é o caso das bobinas, são substituídas pela sua impedância equivalente, Z . Essa impedância é composta pela impedância resistiva (R) e a reactiva (X), correspondendo respectivamente à sua parte real e imaginária.

3.3 - Técnicas de “micro-fabricação” de indutores

Tal como já foi referido um dos objectivos fundamentais deste estudo é o projecto de indutores com o recurso a técnicas de “micro-fabricação”. Só assim será possível o desenvolvimento de um “bio-dispositivo” com as reduzidas dimensões que se pretende.

Nesta secção são apresentadas as diferentes tecnologias que foram objecto de estudo, com o objectivo de posteriormente se decidir a que melhor se adequa para o sistema que se pretende implementar.

1) *Single layer spiral inductor over a silicon substrate (CMOS technology)* [15][16]

- Um indutor em forma de espiral pode ser construído sobre um substrato de silício utilizando as conexões multi-nível disponibilizadas pelos processos mais avançados de “micro-fabricação” CMOS;

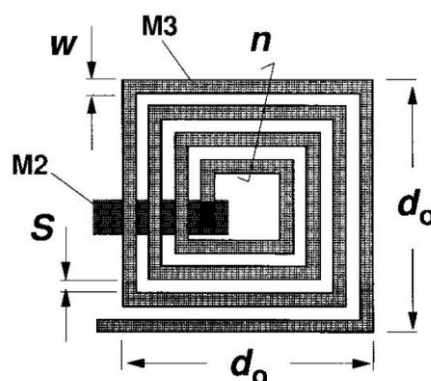


Figura 3.2 - Vista superior do indutor de uma camada [16]

- Para o seu projecto é necessário um mínimo de duas camadas de metal, uma das quais para a implementação do indutor e a outra para recuperar o terminal interior da espiral para o exterior (ver figura 3.2);
- As características do indutor projectado são definidas pelo número de espiras (n), pela largura do fio condutor (W), pelo espaçamento entre voltas (S) e pela área total ocupada ($d0 \times d0$);
- Relativamente ao substrato, este corresponde à camada inferior, estando separado da primeira camada de metal em que o indutor é construído por um isolador, tipicamente de dióxido de silício (ver figura 3.3);

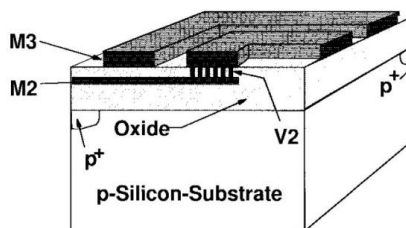


Figura 3.3 - Vista lateral do indutor de uma camada [16]

- A indutância total do indutor é calculada somando o valor de auto-indutância de cada secção de fio condutor em conjunto com a indutância mútua entre segmentos paralelos de fio condutor (positiva ou negativa);
- O recurso a esta tecnologia tem uma desvantagem, que consiste nas perdas significativas associadas ao substrato de silício, diminuindo a sua eficiência (baixo factor Q), mas traz uma vantagem, já que o custo de fabrico de circuitos integrados baseados em silício é substancialmente inferior quando comparado com outras tecnologias.

2) *Multi-layer stacked spiral inductors over a silicon substrate (CMOS technology)* [17][18]

- O recurso a esta técnica de fabrico permite implementar indutores de alta impedância numa área mais reduzida;
- Existindo mais de cinco camadas de metal na tecnologia de fabrico CMOS a utilização de indutores empilhados possibilita o fabrico de indutores com um valor de impedância muito elevado comparativamente com a técnica de fabrico apresentada no ponto anterior (ver figura 3.4);

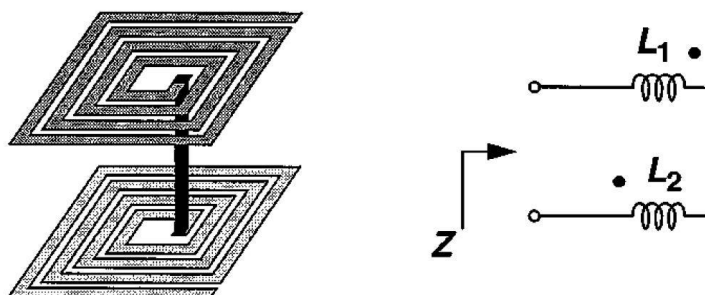


Figura 3.4 - Exemplo de um indutor de duas camadas [17]

- Neste tipo de configuração a indutância mútua entre duas espirais é de tal forma elevada, que se considerarmos n espirais com igual auto-indutância a impedância total do sistema é aproximadamente n^2 vezes o valor de uma só espira;
- A utilização de várias camadas de metal aumenta a espessura efectiva do sistema reduzindo as suas perdas e aumentando a sua eficiência.

3) *Spiral Inductors over a Gallium Arsenide substrate* [18]

- Esta tecnologia difere da tecnologia CMOS pois neste caso é utilizado um material diferente para o substrato, o arseniato de gálio (*GaAs*);
- A sua utilização no fabrico de indutores possibilita o aumento da eficiência do sistema, menor factor Q , e permite frequências de operação (na gama das microondas) superiores comparativamente à utilização de substrato de silício;
- No entanto este material é significativamente mais caro do que o silício; o dióxido de silício, um dos melhores isoladores, não forma um par estável com o *GaAs*, e os circuitos integrados baseados nesta tecnologia consomem muito mais potência.

4) *Planar spiral inductor coils on flexible polymer film substrates* [4]

- Nesta tecnologia o indutor planar é implementado sobre um substrato flexível constituído por uma película de um polímero;
- São utilizadas técnicas de fabrico de circuitos flexíveis de forma a desenvolver um dispositivo flexível que implemente um circuito ressonante passivo e sem fios a utilizar em micro-dispositivos médicos;
- Este tipo de estruturas flexíveis tem a vantagem de poder ser moldada numa forma mais compacta, de menores dimensões, durante a sua implementação no organismo humano;
- O indutor é implementado sobre uma folha laminada de polímero de cristais líquidos, sendo que a estrutura desejada para o indutor é realizada através de técnicas de litografia;
- A estrutura do indutor consiste no enrolamento de fio de cobre em forma de espiral, obedecendo às características desejadas (raio, número de voltas, etc).

A tecnologia de fabrico a utilizar de futuro na produção do implante humano corresponderá à última técnica apresentada. Esta decisão justifica-se pelo facto de se desejar que o dispositivo a desenvolver seja adequado para posterior implementação no organismo humano, já que a técnica referida possibilita uma colocação do implante no organismo recorrendo a uma forma pouco evasiva, que corresponde à introdução via cateter.

Capítulo 4

Definição e Caracterização das Variáveis do Sistema

Neste capítulo são apresentadas e caracterizadas todas as grandezas eléctricas presentes no modelo equivalente do sistema e é definido o circuito equivalente do sistema e as correspondentes equações da função de transferência e da impedância do sistema vista da entrada.

Na secção final é realizado um levantamento de equações para o cálculo de indutância de indutores de diferentes geometrias, procedendo-se posteriormente a uma análise dos tipos de indutores fabricados experimentalmente recorrendo às equações que as caracterizam.

4.1 - Definição do circuito equivalente

Com o objectivo de implementar o canal de comunicação de dados baseado em indução magnética é necessário o dimensionamento de diversas variáveis que influenciam em diferentes aspectos o sistema. Apresentam-se de seguida algumas das variáveis envolvidas:

- Frequência de operação do sistema, f
- Indutância, L
- Indutância mútua, L_M
- Capacidade do implante, C
- Coeficiente de indutância mútua, k
- Resistência, R

Tal como já foi referido o sistema baseia-se fundamentalmente no acoplamento magnético de duas bobinas. O sistema propriamente dito é constituído por dois dispositivos, um primário e um secundário.

O primário, exterior ao corpo, é alimentado e constituído por uma bobina, que denominaremos de primária. Esta é responsável pela geração de um campo magnético no espaço circundante. O dispositivo secundário, ou “bio-dispositivo”, é constituído por uma bobina (secundária) e por um condensador. Por sua vez, esta bobina é responsável por captar

o campo magnético gerado pela bobina primária gerando assim uma corrente que fluirá no segundo dispositivo. O condensador referido é responsável por desempenhar a função desejada para o “bio-dispositivo”, correspondendo neste caso a um condensador de placas flexíveis, cujo valor varia consoante a pressão sanguínea verificada.

Como o funcionamento do sistema como um todo está dependente do fluxo magnético verificado entre o dispositivo primário e o secundário verifica-se que a separação útil de utilização para uma transmissão eficiente de potência é bastante reduzida. A figura seguinte apresenta o circuito equivalente do sistema.

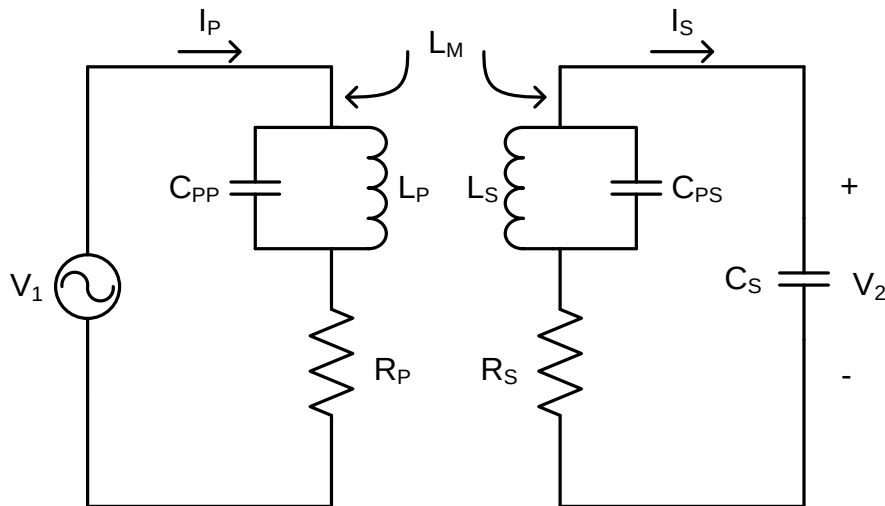


Figura 4.1 - Circuito equivalente do sistema

Para além da capacidade referida estão presentes duas capacidades adicionais no sistema. Estas correspondem às capacidades parasitas das bobinas e são denominadas de C_{pp} e C_{ps} . Uma bobina é em geral formada por um fio de material condutor com vários enrolamentos, do que resultam várias capacidades entre secções de pista paralelas. No entanto, a capacidade parasita total será bastante inferior à capacidade a utilizar no circuito secundário (C_s), logo o seu efeito é desprezável e não será considerado.

No circuito equivalente do sistema aparece também, em cada um dos dispositivos, uma resistência em série com a bobina. Esta está associada às perdas intrínsecas do material condutor (cobre) que constitui o indutor. Da relação da resistência com o valor da indutância da bobina resulta o factor de qualidade do indutor, para uma dada frequência de operação. Estas relações apresentam-se de seguida:

$$R_{DC} = \rho \frac{l}{S} \quad (4.1)$$

$$Q = \omega \frac{L}{R} \quad (4.2)$$

A primeira equação relaciona a resistência eléctrica do material condutor, R , com a resistividade eléctrica do material, ρ , e com o seu respectivo comprimento l e área de secção

S. Esta resistência é denominada de resistência DC. Como exemplo, o valor da resistividade eléctrica do cobre, o condutor mais amplamente utilizado, é de $1,72 \times 10^{-8} \Omega \text{m}$. Relativamente à segunda equação esta relaciona o factor de qualidade do indutor, Q , com a frequência angular de operação, ω , o valor da indutância, L , e a respectiva resistência eléctrica associada, R .

No entanto, pelo facto de a frequência de operação do sistema ser na gama das radiofrequências é necessário considerar uma resistência suplementar, a adicionar à resistência DC, que corresponde à resistência AC. Esta resistência é resultado do denominado efeito pelicular (*skin effect*), efeito este que advém da tendência de uma corrente alternada não se distribuir uniformemente dentro de um condutor eléctrico. Mais precisamente, a densidade de corrente que flui na superfície do condutor (bordas) é superior comparativamente ao centro do condutor (núcleo), sendo que esta discrepância aumenta quanto maior for a frequência em questão. As equações que permitem calcular a resistência AC são as seguintes:

$$\delta = \sqrt{\frac{2 \rho}{\omega \mu}} = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu}} = \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu \sigma}} \quad (4.3)$$

$$R_{AC} = \frac{\rho}{\delta} \left(\frac{l}{\pi (d - \delta)} \right) \cong \frac{\rho}{\delta} \left(\frac{l}{\pi d} \right) \quad (4.4)$$

Como se pode verificar pelas equações apresentadas a resistência AC depende de vários factores, mais precisamente da profundidade das bordas (*skin depth*), δ , da resistividade eléctrica, ρ , da permeabilidade magnética, μ , da frequência angular, ω , da condutividade eléctrica, σ (igual ao inverso da resistividade), do diâmetro do condutor, d , e também do comprimento de fio do condutor, l . Uma conclusão importante que se pode retirar das duas expressões é o facto da resistência AC ser proporcional à raiz da frequência do sinal ($\sqrt{f}$).

Estando então definidos os dois tipos de resistência presentes no circuito resta referir que a resistência eléctrica representada no circuito equivalente do sistema (R_p e R_s) corresponde à soma dos dois tipos, e que de futuro sempre que se representar a resistência esta corresponde ao somatório da resistência AC e DC, excepto quando for dada informação que indique o contrário.

Uma nova análise da figura 4.1 remete para uma outra variável de especial importância, a indutância mútua, representada por L_M . Esta grandeza representa a influência exercida num dos dispositivos pelo campo magnético gerado na bobina do dispositivo contrário. A indutância mútua afecta equitativamente ambos os dispositivos, e, mais concretamente, a indutância mútua num dos dispositivos corresponde à relação entre o fluxo magnético mútuo entre os dois dispositivos e a corrente eléctrica que atravessa o dispositivo oposto, tal como já foi demonstrado anteriormente na equação 3.6.

No entanto, é possível recorrer a outra abordagem para determinar a indutância mútua entre os dois dispositivos, como demonstra a equação seguinte:

$$L_M = k \sqrt{L_P L_S} \quad (4.5)$$

Na equação anterior k representa o factor de acoplamento magnético do canal indutivo formado pelas duas bobinas. O valor deste factor só pode variar entre 0 e 1, sendo que o valor 1 corresponde a um acoplamento perfeito entre as duas bobinas, ou seja, todo o fluxo magnético gerado na bobina emissora é captado pela bobina receptora.

Na realidade apenas uma fracção do fluxo gerado na bobina emissora é captado pela outra bobina, contribuindo assim para a transmissão de potência entre os dois dispositivos, e quanto maior for essa fracção melhor é o acoplamento entre as duas bobinas. Este factor é influenciado pela distância entre as duas bobinas, pelo seu tamanho e forma, e pelo seu respectivo alinhamento. Assim, se as bobinas estiverem alinhadas o seu factor de acoplamento é superior comparativamente ao caso em que exista desalinhamento lateral ou angular. Os dois tipos de desalinhamento são apresentados na figura seguinte:

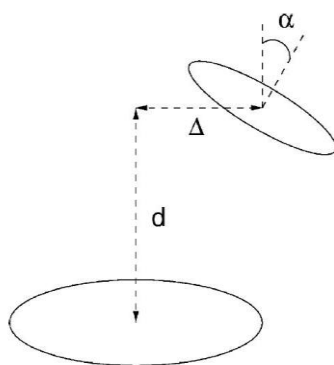


Figura 4.2 - Tipos de desalinhamento: angular (α) e lateral (Δ) [3]

Na análise do circuito equivalente é utilizada a expressão anterior para o cálculo da indutância mútua entre as duas bobinas e o valor do factor de acoplamento depende do fluxo magnético verificado no canal indutivo e da distância e respectivo alinhamento entre as duas bobinas. A influência do desalinhamento das bobinas na determinação da indutância mútua, e no caso de este ser angular, pode também ser considerada, utilizando-se para tal a seguinte expressão

$$L_M = L_{M0} R_X \cos(\alpha) , \quad (4.6)$$

onde L_{M0} é o valor da indutância mútua considerando um alinhamento perfeito das bobinas e R_X corresponde a um parâmetro empírico que depende do diâmetro e separação das bobinas e do seu respectivo desalinhamento angular. Segundo resultados experimentais obtidos em [3] este parâmetro pode ser aproximado pela unidade.

Após terem sido descritas todas as variáveis presentes na figura 4.1 é agora analisado o funcionamento de todo o circuito tendo em vista a obtenção da função de transferência descritiva do sistema.

De seguida apresenta-se novamente o circuito equivalente do sistema mas desta vez utilizando uma abordagem baseada no modelo em T.

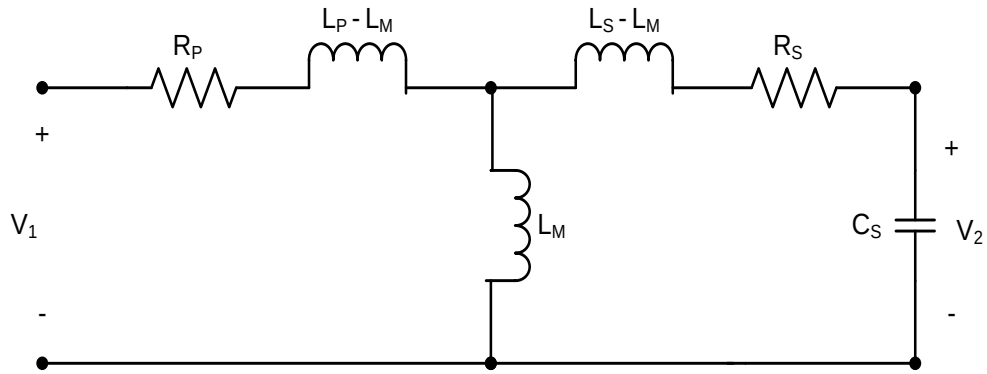


Figura 4.3 - Circuito equivalente do sistema baseado no modelo em T

A abordagem utilizada na figura anterior permite englobar tanto o dispositivo primário como o secundário num único circuito fechado. Para facilitar a análise do circuito procedeu-se à simplificação do mesmo, resultando o circuito que se apresenta na figura 4.4.

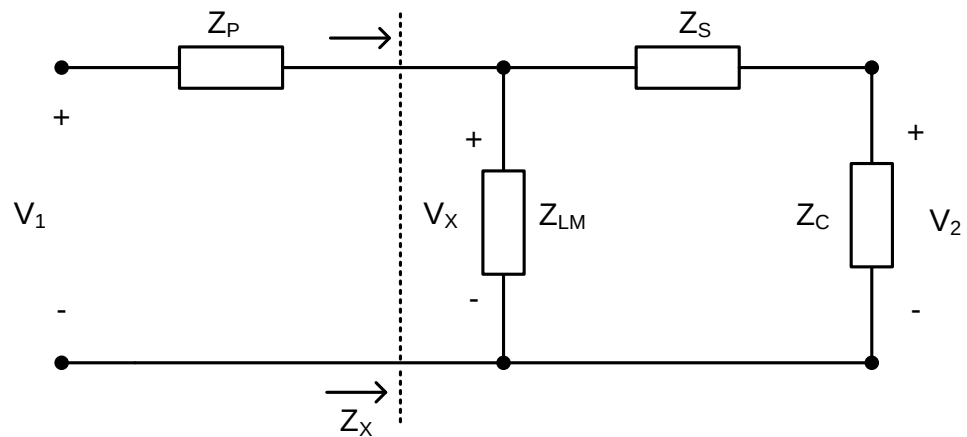


Figura 4.4 - Simplificação do circuito equivalente

Nesta figura os componentes do circuito aparecem expressos em relação à sua impedância e procedeu-se ao agrupamento de alguns componentes. Assim, para cada uma das impedâncias presentes apresenta-se a equação respectiva:

$$Z_P = R_P + s (L_P - L_M) \quad (4.7)$$

$$Z_S = R_S + s (L_S - L_M) \quad (4.8)$$

$$Z_{LM} = s L_M \quad (4.9)$$

$$Z_C = \frac{1}{s C_S} \quad (4.10)$$

Relativamente a Z_X , esta impedância pretende demonstrar o valor de impedância visto no sentido de orientação das setas apresentadas. Deste modo, corresponde ao paralelo entre Z_{LM} e a série formada por Z_S e Z_C , ou seja:

$$Z_X = Z_{L_M} \parallel (Z_S + Z_C) = \frac{s L_M \left[R_S + s(L_S - L_M) + \frac{1}{s C_S} \right]}{s L_S + R_S + \frac{1}{s C_S}} \quad (4.11)$$

Estando definidas todas as equações relativas às impedâncias presentes no circuito seguem-se as equações que nos permitem determinar a função de transferência do sistema:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{V_2}{V_X} \cdot \frac{V_X}{V_1} = \frac{Z_C}{Z_C + Z_S} \cdot \frac{Z_X}{Z_X + Z_P}, \quad (4.12)$$

$$\text{com } \frac{Z_C}{Z_C + Z_S} = \frac{1}{s^2 (L_S - L_M) C_S + s R_S C_S + 1} \quad (4.13)$$

$$\text{e } \frac{Z_X}{Z_X + Z_P} = \frac{s L_M \left[R_S + s(L_S - L_M) + \frac{1}{s C_S} \right]}{s^2 (-L_M^2 + L_P L_S) + s (R_P L_S + R_S L_P) + \frac{R_P}{s C_S} + R_P R_S + \frac{L_P}{C_S}} \quad (4.14)$$

Finalmente, multiplicando as equações 4.13 e 4.14 obtém-se a equação da função de transferência do sistema, que relaciona a tensão obtida aos terminais do condensador C_S , V_2 , com a tensão aplicada na entrada, V_1 :

$$F.T. = \frac{V_2}{V_1} = \frac{L_M}{C_S} \frac{1}{s^2 (-L_M^2 + L_P L_S) + s (R_P L_S + R_S L_P) + \frac{R_P}{s C_S} + R_P R_S + \frac{L_P}{C_S}} \quad (4.15)$$

Simplificando a equação anterior com o objectivo de obter a equação na forma canónica de uma equação de 2ª ordem, obtém-se:

$$F.T. = \frac{s L_M}{s^3 C_S (-L_M^2 + L_P L_S) + s^2 C_S (R_P L_S + R_S L_P) + s C_S R_P R_S + s L_P + R_P} \quad (4.16a)$$

Desprezando as impedâncias do denominador $s C_S R_P R_S$ e R_P em relação à impedância $s L_P$, que é bastante superior, e dividindo por s o numerador e o denominador resulta:

$$F.T. = \frac{s L_M}{s^2 C_S (-L_M^2 + L_P L_S) + s C_S (R_P L_S + R_S L_P) + L_P} \quad (4.16b)$$

Simplificando a equação anterior obtém-se

$$F.T. = \frac{k \sqrt{L_S}}{\sqrt{L_P}} \frac{\frac{1}{C_S L_S (1 - k^2)}}{s^2 + s \frac{R_P L_S + R_S L_P}{L_P L_S (1 - k^2)} + \frac{1}{C_S L_S (1 - k^2)}} \quad (4.16c)$$

, cuja forma é equivalente à forma canónica de uma equação sem zeros de 2ª ordem:

$$F.T. = K \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (4.16d)$$

em que ω_n é dado por:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{1}{C_S L_S (1 - k^2)}} \quad (4.16e)$$

A variável ω_n corresponde à frequência natural não amortecida do sistema, ou de forma equivalente à frequência angular de ressonância, ω_0 .

Outro resultado que se pode obter das equações que definem o princípio do canal indutivo é a impedância total do sistema vista da entrada, Z_{LINK} , tal como mostra a figura seguinte:

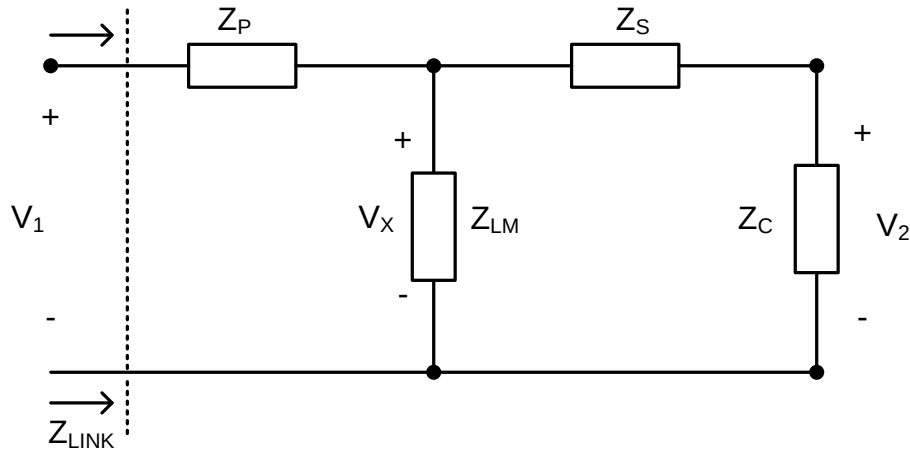


Figura 4.5 - Impedância vista da entrada

Para a sua determinação é apenas necessário calcular a série entre Z_X e Z_P . No entanto, com o objectivo de obter Z_{LINK} dividido em parte real e imaginária procedeu-se inicialmente a esse tipo de separação mas para Z_X :

$$R(Z_X) = \frac{\omega^4 R_S L_M^2 C_S^2}{1 + \omega^2 (R_S^2 C_S^2 - 2 L_S C_S) + \omega^4 L_S^2 C_S^2} \quad (4.17)$$

$$I(Z_X) = \frac{\omega L_M + \omega^3 (R_S^2 L_M C_S^2 + L_M^2 C_S - 2 L_S L_M C_S) + \omega^5 C_S^2 (L_S^2 L_M - L_M^2 L_S)}{1 + \omega^2 (R_S^2 C_S^2 - 2 L_S C_S) + \omega^4 L_S^2 C_S^2} \quad (4.18)$$

Partindo das duas expressões anteriores determinaram-se as duas expressões de Z_{LINK} somando a cada uma a parte real ou imaginária correspondente de Z_P , obtendo-se finalmente:

$$R(Z_{LINK}) = R_P + \frac{\omega^4 R_S L_M^2 C_S^2}{1 + \omega^2 (R_S^2 C_S^2 - 2 L_S C_S) + \omega^4 L_S^2 C_S^2} \quad (4.19)$$

$$I(Z_{\text{LINK}}) = \omega(L_p - L_M) + \frac{\omega L_M + \omega^3(R_S^2 L_M C_S^2 + L_M^2 C_S - 2 L_S L_M C_S) + \omega^5 C_S^2 (L_S^2 L_M - L_M^2 L_S)}{1 + \omega^2(R_S^2 C_S^2 - 2 L_S C_S) + \omega^4 L_S^2 C_S^2} \quad (4.20)$$

A equação da função de transferência e as duas equações anteriores são objecto de estudo nos capítulos 5 e 6 respectivamente, altura em que é efectuado o estudo da transmissão de potência entre os dois dispositivos e posteriormente a detecção no circuito emissor do valor da capacidade utilizado no implante.

4.2 - Cálculo de indutância

Nesta secção são abordadas as técnicas de cálculo do valor de indutância de bobinas consoante os diversos parâmetros adoptados na estrutura das mesmas. Como já foi referido, o valor de indutância das bobinas assume especial relevância pois para além de estar intimamente ligado ao valor de indutância mútua do canal indutivo, no caso da bobina secundária este afecta também a frequência de ressonância do circuito ressonante constituído pelo implante. Deste modo é essencial determinar com exactidão o valor da indutância das bobinas que serão fabricadas.

Esta secção encontra-se dividida em duas subsecções, sendo apresentadas inicialmente as expressões que nos permitem calcular teoricamente o valor da indutância de diferentes indutores, as quais são posteriormente comparadas com o valor de indutância obtido para os tipos indutores fabricados experimentalmente.

4.2.1 Expressões para cálculo de indutância

No que concerne às expressões que nos permitem calcular a indutância, pode-se desde já adiantar alguns parâmetros dos quais se espera especial influência, como é o caso da geometria escolhida para o indutor, do material condutor utilizado, do número de enrolamentos e naturalmente das unidades relativas ao seu tamanho.

O material condutor a utilizar é o cobre, que apresenta um valor de permeabilidade magnética relativa muito próxima da unidade, logo para todas as expressões de cálculo de indutância, em que esteja presente a permeabilidade magnética, o valor de μ_R não será considerado. Caso isso não se verificasse e sempre que μ_0 esteja presente na expressão o real valor da indutância é obtido multiplicando a expressão em questão pelo correspondente valor de μ_R do material.

Começaremos então por apresentar as expressões que definem o valor da indutância para geometrias mais usuais e considerando a utilização de fio condutor circular. Assim, para o caso de um indutor circular (figura 4.6), de raio a e com raio do fio R_f , a indutância é a seguinte [19]:

$$L = \mu_0 a \left[\ln \left(\frac{8a}{R_f} \right) - 1.75 \right] \quad (4.21)$$

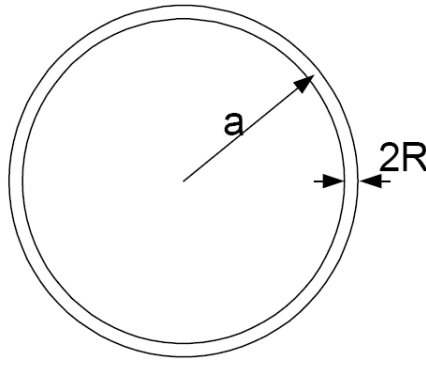


Figura 4.6 - Indutor circular com seção de fio circular [19]

Da expressão anterior é possível concluir que o diâmetro do fio condutor, e consequentemente o seu raio, tem pouca influência no valor da indutância. Pelo contrário o raio da bobina tem grande influência sendo mesmo neste caso directamente proporcional à indutância.

Este tipo de indutor foi fabricado em laboratório para teste experimental do circuito. Três bobinas foram fabricadas, com diferentes raios, tendo-se verificado uma boa aproximação entre a expressão apresentada e o valor da indutância obtido experimentalmente. Os resultados obtidos estão documentados na subsecção seguinte.

No caso de se utilizar uma geometria rectangular, de lados x e y , a expressão torna-se bem mais complexa [19]:

$$L = \frac{\mu_0}{\pi} \left[x \ln \left(\frac{2x}{R_f} \right) + y \ln \left(\frac{2y}{R_f} \right) + 2\sqrt{x^2 + y^2} - x \sinh^{-1} \left(\frac{x}{y} \right) - y \sinh^{-1} \left(\frac{y}{x} \right) - 1.75 (x + y) \right] \quad (4.22)$$

Outro resultado interessante é o valor de indutância que se obtém para um polígono genérico. Assim, para um polígono, de perímetro p e de área A , a indutância é de aproximadamente:

$$L \approx \frac{\mu_0 p}{2\pi} \left[\ln \left(\frac{2p}{R_f} \right) + 0.25 - \ln \left(\frac{p^2}{A} \right) \right] \quad (4.23)$$

A expressão anterior tem grande dependência no perímetro do polígono e pouca dependência na sua área e no raio do fio condutor. Através de uma análise deste resultado, verifica-se que, em geral, a indutância de indutores com formas mais complexas pode ser aproximada pelo cálculo da indutância de uma forma semelhante mais simples que apresente igual perímetro.

Existem, então, formas mais simples e precisas para o cálculo da indutância que correspondem às expressões obtidas para polígonos regulares. Apresentam-se de seguida três expressões para três polígonos distintos, de lado x :

Triângulo equilátero:
$$L = \frac{3\mu_0 x}{2\pi} \left[\ln \left(\frac{x}{R_f} \right) - 1.15546 \right] \quad (4.24)$$

Quadrado:
$$L = \frac{2\mu_0 x}{\pi} \left[\ln \left(\frac{x}{R_f} \right) - 0.52401 \right] \quad (4.25)$$

Hexágono regular:
$$L = \frac{3\mu_0 x}{\pi} \left[\ln \left(\frac{x}{R_f} \right) + 0.09848 \right] \quad (4.26)$$

Debrucemo-nos agora no caso em que se utiliza fio condutor de secção rectangular no fabrico dos indutores. Como é de esperar, o método de cálculo é distinto, mesmo para iguais geometrias.

Considerando, então, um indutor quadrado com secção de fio rectangular, e considerando as variáveis apresentadas na figura 4.7, o valor de indutância é dado aproximadamente por:

$$L \approx \frac{2\mu_0 D}{\pi} \left[\sinh^{-1} \left(\frac{D}{w} \right) - 1 \right] \quad (4.27)$$

Este resultado é válido caso $w \ll D$, onde D corresponde ao lado do quadrado e w a metade do comprimento de secção do fio, tal como mostra a figura seguinte:

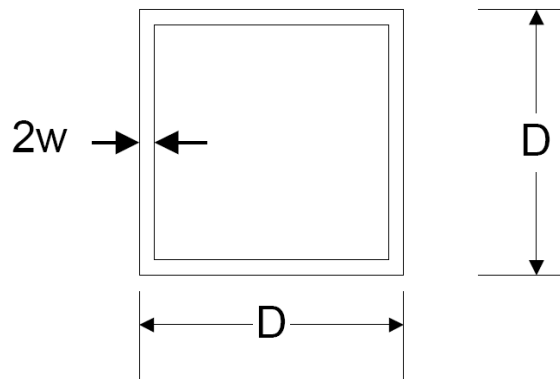


Figura 4.7 - Indutor de geometria quadrada com secção de fio rectangular [19]

No caso de uma bobina circular (figura 4.8), de secção de fio rectangular, a expressão da sua indutância é:

$$L \approx \frac{\mu_0}{4\pi} a P F \quad (4.28)$$

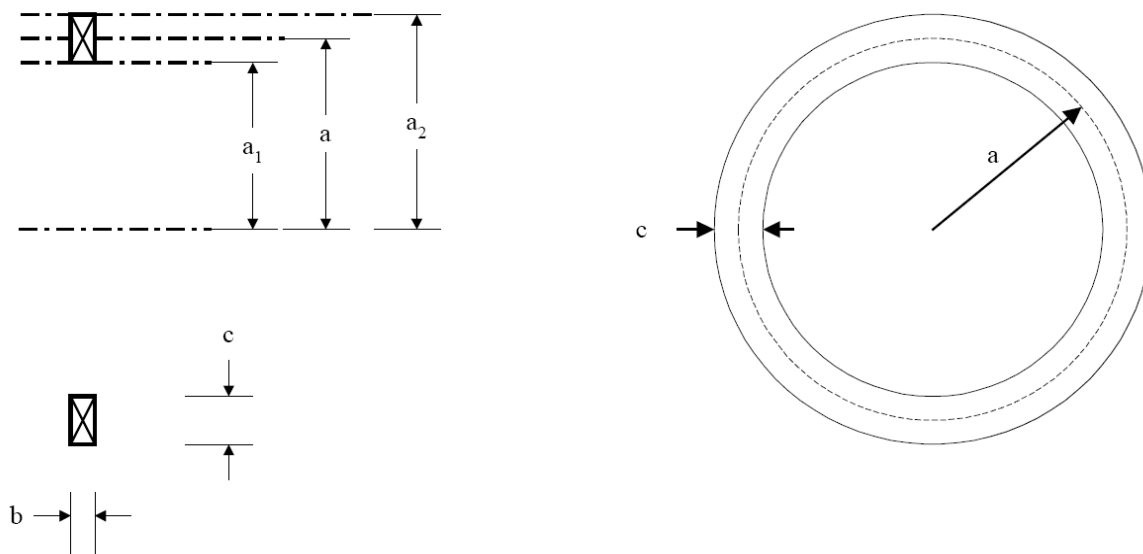


Figura 4.8 - Indutor circular com secção de fio rectangular [19]

Na expressão anterior P e F são constantes adimensionais. Mais propriamente P é uma função da espessura radial $[c/(2a)]$, apresentada na figura seguinte, e F depende da espessura axial da bobina, b .

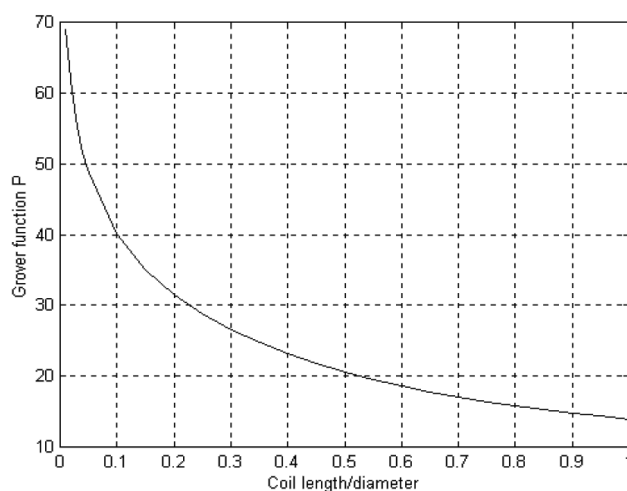


Figura 4.9 - Valor da constante P em função de $[c/(2a)]$ [19]

Verifica-se que $F \approx 1$ nas situações em que $b \ll c$ e $c \ll a$, ou seja, quando a bobina se assemelha a um disco fino. Analisando a expressão é de notar que para este tipo de bobinas a indutância é directamente proporcional ao seu raio.

Considerando todos os tipos de bobinas analisados até ao momento poderão existir casos em que a bobina é formada por mais do que um enrolamento de fio. Nestas situações o real valor de indutância é obtido aproximadamente multiplicando a respectiva expressão por N^2 , onde N representa o número de enrolamentos do fio.

Para finalizar este estudo do cálculo de indutâncias para diferentes tipos de bobinas falta analisar um outro tipo, que se revela fundamental para o projecto que se pretende

desenvolver, que corresponde às bobinas planares em forma de espiral e de secção de fio rectangular. Este tipo de bobinas é utilizado nomeadamente em indutores realizados em placas de circuito impresso (PCBs - *Printed Circuit Boards*).

Vamos iniciar o estudo deste género de bobinas pelas que apresentam uma geometria circular. Para calcular o valor de indutância dessas bobinas existe mais do que uma abordagem possível, em que cada uma se adequa a um diferente desenho da bobina. Assim, caso o raio interior, R_i , e o raio exterior, R_o , sejam valores próximos, a indutância pode ser determinada pela expressão

$$L = \frac{25\mu_0}{\pi} a P N^2, \quad (4.29)$$

onde P corresponde ao factor dependente de $[c/(2a)]$, tal como no caso das bobinas circulares referidas anteriormente, e a corresponde ao raio médio da bobina.

Para o caso em que os enrolamentos da bobina cubram quase toda a área da bobina uma expressão mais correcta será:

$$L = 1.748 \times 10^{-5} \mu_0 \pi R_o N^2 \quad (4.30)$$

Existe ainda outra fórmula que deve ser utilizada para bobinas em que se verifique a relação $c > 2a$, sendo que o valor real da indutância poderá variar de um factor de 5% do valor obtido pela expressão:

$$L = 31.33 \mu_0 N^2 \frac{a^2}{8a + 11c} \quad (4.31)$$

Partindo para outro tipo de geometrias, segue-se a análise deste tipo de bobinas mas de geometria quadrada (figura 4.10).

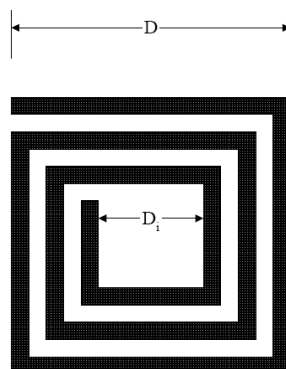


Figura 4.10 - Bobina quadrada em espiral [19]

Considerando o caso em que a área de enrolamento está preenchida na totalidade, ou seja, caso $D_i \approx 0$, a indutância da bobina é calculada aproximadamente por:

$$L \approx 8,5 \times 10^{-10} D N^{\frac{5}{3}} \quad (4.32)$$

No caso mais geral, que tem em conta o valor do diâmetro interior, a indutância é dada por [20]:

$$L = 0,0241 a N^{\frac{5}{3}} \ln\left(\frac{8c_x}{a_x}\right), \quad (4.33a)$$

$$\text{com} \quad a_x = \frac{D + D_i}{4} \quad (4.33b)$$

$$\text{e} \quad c_x = \frac{D - D_i}{2} \quad (4.33c)$$

Na expressão anterior a unidade de comprimento é o centímetro e o valor obtido para a indutância está dimensionado para *microhenries* (μH).

Por último são apresentadas duas expressões mais abrangentes, consultadas em [21], que nos permitem calcular a indutância de indutores de diferentes geometrias (figura 4.11), sendo para tal necessário alterar apenas o valor de alguns parâmetros presentes na expressão. Estas duas expressões dependem também de dois factores, que correspondem ao diâmetro médio, d_{avg} , e ao coeficiente de preenchimento, ρ_f . As expressões que nos permitem calcular o valor destes dois parâmetros são as seguintes:

$$d_{avg} = \frac{d_{out} - d_{in}}{2} \quad (4.34)$$

$$\rho_f = \frac{d_{out} - d_{in}}{d_{out} + d_{in}} \quad (4.35)$$

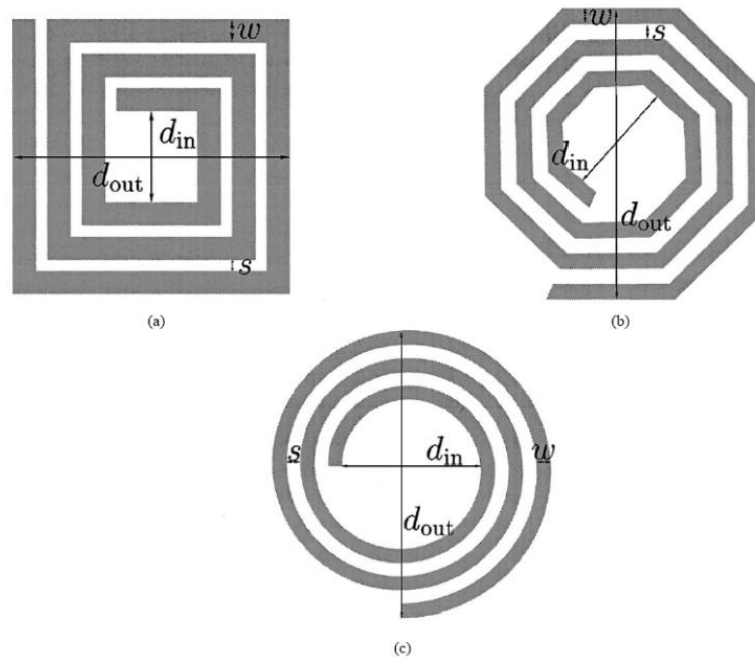


Figura 4.11 - Geometrias de indutâncias: (a) quadrada, (b) octogonal, e (c) circular [21]

Como seria de prever o coeficiente de preenchimento avalia o quão oco é o indutor em questão e pode variar entre 0 e 1. No caso de o seu valor ser baixo teremos um indutor bastante oco com diâmetros interior e exterior muito próximos ($d_{out} \cong d_{in}$), e no caso de este ser muito elevado teremos um indutor preenchido quase na totalidade com diâmetros exterior e interior bastante díspares ($d_{out} \gg d_{in}$).

Relativamente às duas expressões referidas, uma das quais consiste na fórmula de *Wheeler* modificada, que se apresenta de seguida, e que permite calcular a indutância de um indutor de geometria quadrada ou octogonal.

$$L = K_1 \mu_0 \frac{N^2 d_{avg}}{1 + K_2 \rho} \quad (4.36)$$

Tabela 4.1 - Valores dos parâmetros K_1 e K_2 consoante a geometria do indutor

Geometria	K_1	K_2
Quadrada	2,34	2,75
Octogonal	2,25	3,55

Analisando a expressão anterior, e particularmente os valores de K_1 e K_2 , pode-se concluir que em teoria a indutância de um indutor quadrado é superior à de um indutor octogonal.

A segunda fórmula é baseada na aproximação dos lados de uma espiral por segmentos de corrente simétricos, o que permite obter o seguinte:

$$L = \frac{\mu_0 N^2 d_{avg} C_1}{2} \left[\ln \left(\frac{C_2}{\rho_f} \right) + C_3 \rho_f + C_4 \rho_f^2 \right] \quad (4.37)$$

Tabela 4.2 - Valores dos parâmetros C_1 , C_2 , C_3 e C_4 consoante a geometria do indutor

Geometria	C_1	C_2	C_3	C_4
Quadrada	1,27	2,07	0,18	0,13
Octogonal	1,07	2,29	0,00	0,19
Circular	1,00	2,46	0,00	0,20

Da equação anterior e analisando os parâmetros C é teoricamente expectável que a bobina de geometria quadrada seja a que apresenta um valor superior de indutância, enquanto a indutância inferior caberá à de geometria circular.

Este tipo de indutores em forma de espiral e de secção rectangular foi também fabricado em laboratório, em placas de circuito impresso, para teste experimental no circuito de teste. Foram criadas várias bobinas, de cinco geometrias distintas, estando também a sua análise documentada na subsecção seguinte.

4.2.2 Análise dos indutores fabricados em laboratório

Nesta subsecção é realizada uma comparação entre os valores de indutância obtidos para os indutores fabricados experimentalmente e a indutância teoricamente calculada utilizando as expressões apresentadas na subsecção anterior.

Tal como foi referido anteriormente, foram fabricados dois tipos de indutores, mais precisamente indutores circulares de secção de fio circular e indutores planares em forma de espiral de diferentes geometrias e de secção de fio rectangular.

Em relação às bobinas circulares de secção de fio circular foram então construídas três bobinas com fio de cobre, as quais se apresentam na figura seguinte.

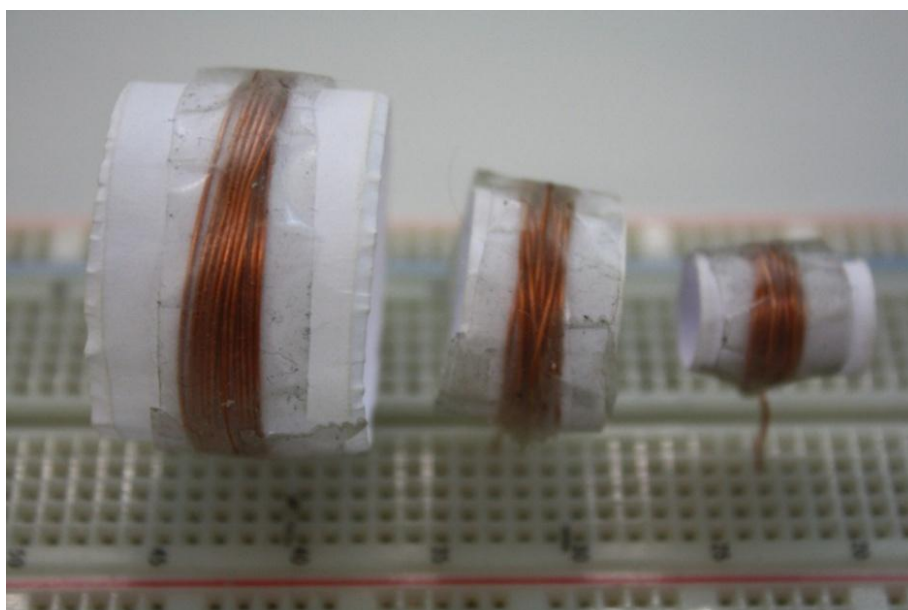


Figura 4.12 - Bobinas circulares de secção de fio circular fabricadas

As bobinas têm em comum o número de enrolamentos utilizado, $N=12$, mas diferem entre si no raio, tendo respectivamente 5, 10 e 15 mm. Os valores de raio utilizados basearam-se no diâmetro que seria admissível para a bobina que será parte constituinte do implante, partindo-se do princípio que estará próximo de 1 cm.

Após a construção em laboratório das bobinas procedeu-se à medição do respectivo valor de indutância e de resistência DC recorrendo respectivamente a um medidor RLC e a um multímetro de alta precisão. Os valores obtidos foram os da tabela seguinte.

Tabela 4.3 - Valores experimentais obtidos para as bobinas de secção de fio circular

Raio da bobina (mm)	Indutância (μH)	Resistência DC (Ω)
5	2,24	0,048
10	4,28	0,086
15	8,21	0,126

Após determinação destes valores é necessário proceder a uma comparação entre os valores esperados teoricamente e os verificados na prática. Na secção 4.2 foi definida a equação 4.21 que permite determinar a indutância de uma bobina do mesmo tipo das fabricadas e na secção 4.1 foi definida a equação 4.1 que permite calcular a resistência DC de um fio de cobre. Os valores de indutância e resistência DC calculados teoricamente são apresentados na próxima tabela.

Tabela 4.4 - Indutância e de resistência teóricos para bobinas de secção de fio circular

Raio da bobina (mm)	Indutância		Resistência DC		Resistência AC (Ω)
	Valor (μ H)	Erro (%)	Valor (Ω)	Erro (%)	
5	3,104	38,6	0.041	17,1	0,230
10	7,46	74,3	0.082	4,9	0,461
15	12,29	49,7	0.122	3,3	0,691

Para calcular os valores de indutância apresentados na tabela anterior a equação 4.21 foi afectada de um factor multiplicativo de N^2 , sendo N o número de enrolamentos utilizado nas bobinas. Em relação à equação 4.1 foi utilizado o valor da resistividade eléctrica do cobre, ρ . Para as duas equações foi também necessário o conhecimento prévio do diâmetro do fio de cobre utilizado, que foi de 0,45 mm.

Comparando os valores de indutância e resistência DC obtidos teoricamente e experimentalmente, e os valores de erro associados, conclui-se que estes estão relativamente próximos. As diferenças verificadas no valor de indutância poder-se-ão explicar no método utilizado para a fabricação das bobinas em laboratório, que não permite que o raio final obtido seja exactamente igual ao pretendido. Disto resulta que, para cada bobina, o raio de cada enrolamento não seja garantidamente constante e que a geometria de cada enrolamento não corresponda a uma circunferência perfeita.

No que diz respeito aos valores da resistência DC verifica-se que o erro para cada bobina é muito pequeno, podendo justificar-se a diferença verificada no facto de as bobinas terem um comprimento de fio cobre adicional nas extremidades para possibilitar o seu posterior encaixe no circuito de teste (*breadboard*) e também pelos motivos referidos na explicação anterior para o erro de indutância.

O cálculo do erro relativo apresentado na tabela anterior seguiu a expressão,

$$\text{Erro (\%)} = \left(\frac{\text{valor experimental}}{\text{valor teórico}} - 1 \right) \times 100, \quad (4.38)$$

e daqui em diante, sempre que se apresentar o valor do erro, será este o método utilizado.

Na tabela anterior está também apresentado o valor da resistência AC calculado com o recurso às equações 4.3 e 4.4 e utilizando um valor para a frequência de operação de 10 MHz. Esta resistência não foi medida experimentalmente mas no entanto o valor teórico é apresentado pois permite-nos concluir que a resistência AC é, neste caso, bastante superior ao da resistência DC.

O outro tipo de bobinas que foi fabricado corresponde às bobinas planares em forma de espiral com secção de fio rectangular. Foram fabricadas bobinas de cinco geometrias

distintas: quadrada, circular, rectangular, octogonal regular e octogonal. Para cada geometria foi fabricado um par de bobinas para posteriormente ser possível testar cada uma das geometrias em separado no circuito de teste, correspondendo à bobina primária e à secundária que constituem a interface indutiva do sistema.

Para o fabrico das bobinas foi inicialmente desenhado o *layout* das mesmas utilizando um programa indicado para tal, o *UtilBoard*, tendo sido posteriormente implementadas em placas de circuito impresso (figura 4.13).

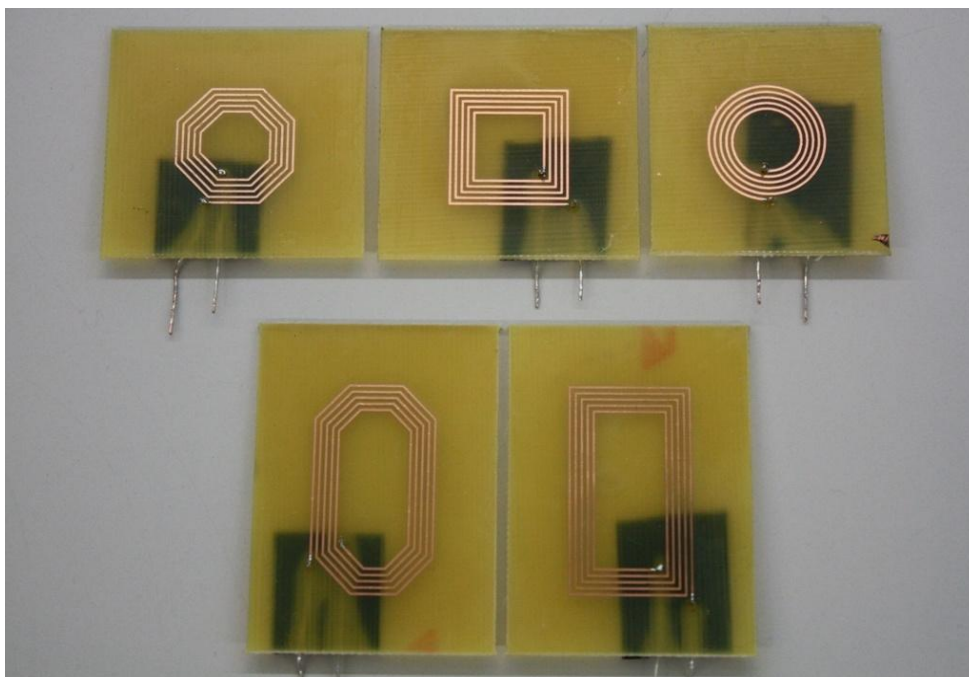


Figura 4.13 - Indutores implementados em placas de circuito impresso

O objectivo é obter uma comparação entre as diferentes geometrias que permita decidir e justificar a opção por uma em concreto. Essa decisão assentará nos valores experimentais obtidos para a indutância e na área ocupada pela bobina. Este estudo é apresentado no capítulo 5 onde se avalia a capacidade de cada bobina captar o campo magnético exterior, o que determinará um maior ou menor acoplamento magnético no sistema a implementar.

Assim, as bobinas de geometria circular, quadrada e octogonal regular apresentam dimensões muito próximas e o mesmo número de espiras, tal como o par formado pelas duas geometrias restantes, rectangular e octogonal.

Tal como se pode verificar na figura anterior as bobinas foram fabricadas com cinco espiras. O diâmetro utilizado para as bobinas é de 2 cm enquanto a largura e o espaçamento de pista foi de 0,45 mm e 0,57 mm respectivamente. No caso das bobinas rectangular e octogonal o diâmetro mínimo são os referidos 2 cm mas estas apresentam um diâmetro máximo de 3,5 cm.

O estudo deste tipo de bobinas assenta, como seria de esperar, numa comparação entre os valores de indutância teoricamente previstos e os valores obtidos experimentalmente. Existe apenas um senão, que corresponde à impossibilidade de calcular teoricamente a indutância das bobinas de geometria octogonal e rectangular, já que não foi possível encontrar uma fórmula específica para as mesmas. Mas, tendo em conta que o método usado

para o seu fabrico é bastante preciso estas também poderão ser tomadas em conta aquando da decisão da geometria a ser utilizada, utilizando para tal apenas os valores experimentais como fundamento.

Após a construção das bobinas procedeu-se à medição do respectivo valor de indutância e de resistência eléctrica. Neste caso, para se obterem valores mais precisos, utilizou-se um analisador vectorial para as medições, sendo que as mesmas foram realizadas numa câmara anecóica. Este tipo de câmara, tal como o nome indica, é uma câmara sem qualquer eco, mas mais importante ainda é o facto de estar completamente isolada do exterior, o que garante a total ausência de ruído externo. Esse ruído, caso estivesse presente influenciaria negativamente as medições. Para cada geometria foram feitas medições com três frequências de operação distintas: 10, 15 e 20 MHz. Os valores obtidos são os da tabela seguinte:

Tabela 4.5 - Valores experimentais obtidos para indutores implementados em PCBs

Geometria	Frequência de operação (MHZ)	Indutância (μ H)	Resistência eléctrica (Ω)	Resistência DC (Ω)	Resistência AC (Ω)	Frequência de ressonância (MHz)
Quadrada	10	0,735	0,969	0,452	0,517	139,36
	15	0,735	1,075		0,623	
	20	0,742	1,380		0,928	
Octogonal regular	10	0,635	0,848	0,410	0,438	139,38
	15	0,635	0,948		0,538	
	20	0,641	1,226		0,816	
Circular	10	0,601	0,776	0,348	0,428	122,26
	15	0,602	0,891		0,543	
	20	0,606	1,143		0,795	
Rectangular	10	1,145	1,446	0,689	0,757	143,95
	15	1,153	1,629		0,940	
	20	1,180	2,022		1,333	
Octogonal	10	1,040	1,250	0,564	0,686	138,13
	15	1,045	1,349		0,785	
	20	1,063	1,770		1,206	

Como se pode verificar os valores de indutância para cada geometria não variam muito com o aumento da frequência, existindo uma variação mais acentuada entre os 15 e os 20 MHz. Relativamente aos valores da resistência eléctrica, que tem em conta tanto a resistência AC como a DC, verifica-se um aumento substancial com o aumento da frequência,

o que se explica pelo facto da resistência AC aumentar proporcionalmente com a raiz da frequência de operação ($\sqrt{f}$). A coluna da resistência AC apresentada na tabela foi obtida subtraindo ao valor da resistência eléctrica o valor da resistência DC correspondente.

Comparando as geometrias entre si, os valores obtidos para a indutância e a resistência eléctrica são os esperados, pois estes são proporcionais à área do respectivo indutor. Mais precisamente, quanto maior é a área ocupada pelo indutor referente a cada geometria maior é a indutância e resistência eléctrica obtidas. Desta verificação resulta que geometrias de área semelhante apresentem valores de indutância e resistência semelhantes. Deste modo, os valores das três bobinas de igual diâmetro máximo e mínimo (circular, quadrada e octogonal regular) apresentam valores bastante próximos, e o mesmo sucede entre o par constituído pelas bobinas rectangular e octogonal.

No que diz respeito aos valores de indutância e de resistência expressos na tabela falta apenas referir uma contrariedade do processo de medição utilizado. Para efectuar as medições no analisador vectorial foi necessário utilizar um conector, sendo que este adiciona uma indutância de aproximadamente 52 nH e uma resistência de 150 mΩ. Desta forma, para obter os valores exactos da indutância, que é de extrema importância, e da resistência das bobinas, é necessário retirar esse efeito parasita provocado pelo conector.

Na tabela anterior para além dos valores de indutância e resistência eléctrica, estão também representadas, para cada uma das geometrias, a resistência DC e a frequência de ressonância. O valor da resistência DC foi medido novamente com o recurso a um multímetro de alta precisão, enquanto a frequência de ressonância foi obtida nas medições com recurso ao analisador vectorial realizadas na câmara anecóica.

Esta frequência de ressonância característica corresponde a um parâmetro característico do indutor, pois pelo facto de este ser fabricado com pistas de cobre, e com vários enrolamentos, estão sempre presentes capacidades parasitas entre pistas. Deste modo, a capacidade parasita total em conjunto com o valor de indutância da bobina resulta no aparecimento de uma frequência de ressonância.

Esta frequência de ressonância consiste então numa frequência parasita para o sistema, mas pelo facto desta ser muito elevada (>100 MHz) não terá qualquer impacto no correcto funcionamento do sistema, pois a frequência de ressonância constituída pela bobina e o condensador do dispositivo secundário é de uma ordem de grandeza bastante inferior,

Em relação à resistência DC e aos valores que esta assume para cada uma das geometrias é de salientar o facto de estas serem bastante superiores aos obtidos para as bobinas circulares de secção circular, cujos valores estão expressos na tabela 4.4. À primeira vista poderá parecer difícil explicar esta verificação, pois as bobinas circulares de secção de fio circular têm um raio igual ou superior às apresentadas na tabela anterior e também um número de enrolamentos bastante superior. No entanto, consultando a equação 4.1, que permite calcular a resistência DC, verifica-se que esta é inversamente proporcional à área de secção de fio, e as bobinas da tabela anterior têm uma área muito inferior pois são implementadas numa PCB com uma espessura aproximada do fio de cobre de 35 µm. Desta forma, o efeito da área de secção é preponderante quando comparado com o comprimento de fio de cobre de cada bobina, explicando-se assim os valores obtidos.

Na tabela seguinte é apresentada uma comparação entre os valores teóricos previstos para as resistências AC e DC, calculados utilizando as equações respectivas, e os valores experimentais obtidos.

Tabela 4.6 - Valores teóricos e experimentais da resistência AC e DC

Geometria	Resistência DC (Ω)			Resistência AC (Ω)		
	Valor teórico	Valor experimental	Erro (%)	Valor teórico	Valor experimental	Erro (%)
Circular	0,278	0,348	25,2	0,170	0.278	63,5
Quadrada	0,364	0,452	24,2	0,223	0.367	64,6

De referir, que para as bobinas implementadas em placas de circuito impresso foi apenas calculado o valor teoricamente esperado dos dois tipos de resistência para apenas duas geometrias de indutâncias. Isto justifica-se porque a geometria das bobinas em questão é bastante complexa dificultando assim a obtenção desses valores. Desta forma, foram apenas calculadas as resistências AC e DC para as geometrias quadrada e circular.

Os valores experimentais da resistência AC presentes na tabela 4.6 diferem dos da tabela 4.5 pois estes já têm em conta o efeito parasita do conector tendo sido subtraídos os 150 m Ω referidos. A frequência de operação considerada foi de 10 MHz.

Relativamente ao erro obtido para os dois tipos de resistência, este é um pouco elevado, verificando-se um paralelismo do valor de erro para ambas as geometrias calculadas. No caso da resistência DC este valor é justificado pelo processo de fabrico dos indutores, pois embora a espessura das pistas seja de aproximadamente de 35 μm , este valor apresenta um desvio máximo de 20 %. Desta forma, o erro obtido para a resistência DC situa-se perto do intervalo de confiança previsto, e do mesmo pode concluir-se que na prática a espessura da pista será inferior aos 35 μm . O facto do erro não se situar dentro do intervalo de confiança está relacionado com o comprimento de fio adicional necessário para a futura implementação das bobinas no circuito de teste.

No caso da resistência AC o valor de erro obtido é ainda mais elevado, aproximadamente de 64 %. Esta discrepância entre o valor teórico calculado e o valor medido era esperado pois a expressão utilizada para o cálculo deste tipo de resistência, equação 4.4, é para aplicação em secções de fio circulares, de diâmetro d . Para o cálculo dos valores teóricos apresentados utilizou-se $d=0,45$ mm, mas este valor corresponde ao comprimento de apenas um dos lados da secção de fio, pois os indutores planares fabricados são de secção rectangular, não apresentando diâmetro fixo. O outro lado da secção tem o comprimento de 35 $\mu\text{m} \pm 20$ % anteriormente referido. Assim, a área de secção dos indutores planares é bastante inferior à de um indutor de secção circular, e como a resistência AC é inversamente proporcional ao diâmetro da secção do fio condutor, é natural que o valor experimental obtido seja bastante superior ao calculado.

Tendo sido analisadas todas as variáveis presentes na tabela 4.5 é apresentada de seguida uma comparação entre os valores de indutância obtidos experimentalmente e os valores esperados teoricamente pelas fórmulas respectivas descritas na subsecção anterior (tabela 4.7). Esta comparação é apresentada apenas para as bobinas de geometria circular, quadrada e octogonal regular pelos motivos já referidos.

Tabela 4.7 - Valores de indutância teóricos e experimentais para bobinas planares

		Equação				Valor experimental
		4.31	4.33	4.36	4.37	
Indutância (μH)	Circular	0,910	—	—	0,548	0,549
	Quadrada	—	0,396	0,431	0,671	0,683
	Octogonal regular	—	—	0,384	0,580	0,583

Os valores experimentais da indutância apresentados na tabela anterior correspondem já ao valor correcto da indutância, após ter sido subtraído aos valores apresentados na tabela 4.5 a indutância parasita adicionada pelo conector. Foi considerada como frequência de operação os 10 MHz.

Em relação às equações presentes na tabela 4.6 só foram consideradas as equações indicadas para o tipo de preenchimento das bobinas fabricadas. Assim se explica o facto de não se apresentar o valor da indutância da bobina de geometria circular utilizando as equações 4.29 e 4.30, e o mesmo sucede com a geometria quadrada em relação à equação 4.32.

Procedendo a uma análise da tabela anterior facilmente se verifica que a fórmula mais apropriada para o cálculo da indutância do tipo de bobinas fabricado corresponde à equação 4.37. Uma comparação entre os valores calculados utilizando esta equação e os valores obtidos experimentalmente apresenta-se na tabela seguinte.

Tabela 4.8 - Comparação entre valores teóricos e experimentais para bobinas planares

		Valor teórico (μH)	Valor experimental (μH)	Erro (%)
Indutância (μH)	Circular	0,548	0,549	0,36
	Quadrada	0,671	0,683	1,79
	Octogonal regular	0,580	0,583	0,52

A tabela anterior demonstra que o processo utilizado para o fabrico deste tipo de indutores apresenta um grau de exactidão muito elevado, tal como comprovam os erros obtidos entre os valores teóricos e experimentais, inferiores a 2 %.

Pelo facto de o mesmo tipo de resultados não ter sido obtido para as bobinas circulares de secção de fio circular, serão as bobinas planares, implementadas em placas de circuito impresso, que serão utilizadas nas simulações do circuito de teste. Os resultados desses testes encontram-se descritos nos capítulos 5 e 6.

Capítulo 5

Resultados Experimentais da Análise Sinusoidal do Sistema

Neste capítulo são apresentados e analisados os resultados obtidos experimentalmente para a análise sinusoidal do circuito de teste. O circuito pretende simular o modelo equivalente do sistema, descrito no capítulo 4, com o objectivo de validar o modelo e respectivas equações apresentadas através de uma análise sinusoidal do mesmo.

Apresentam-se também simulações complementares utilizando um *software* informático indicado para circuitos electrónicos, o CADENCE. O objectivo destas simulações é comprovar as metodologias e fundamentos inerentes ao teste experimental que se pretende efectuar.

Na secção final deste capítulo estão documentados os resultados experimentais obtidos para a simulação da influência do tecido humano na transferência de potência do dispositivo primário para o secundário.

5.1 - Esquema do circuito de teste implementado

No sentido de validar o modelo equivalente do sistema, referido no capítulo anterior, procedeu-se à implementação de um circuito de teste numa placa de montagem (*breadboard*).

A montagem do circuito de teste seguiu a topologia do circuito equivalente do sistema já especificado, existindo apenas umas modificações adicionais tendo em vista uma maior capacidade do circuito em fornecer corrente e evitar carga adicional resultante da fonte de sinal utilizada.

Nas figuras que se apresentam de seguida é possível visualizar o esquema do circuito de teste que foi utilizado e uma imagem do circuito já implementado na placa de montagem.

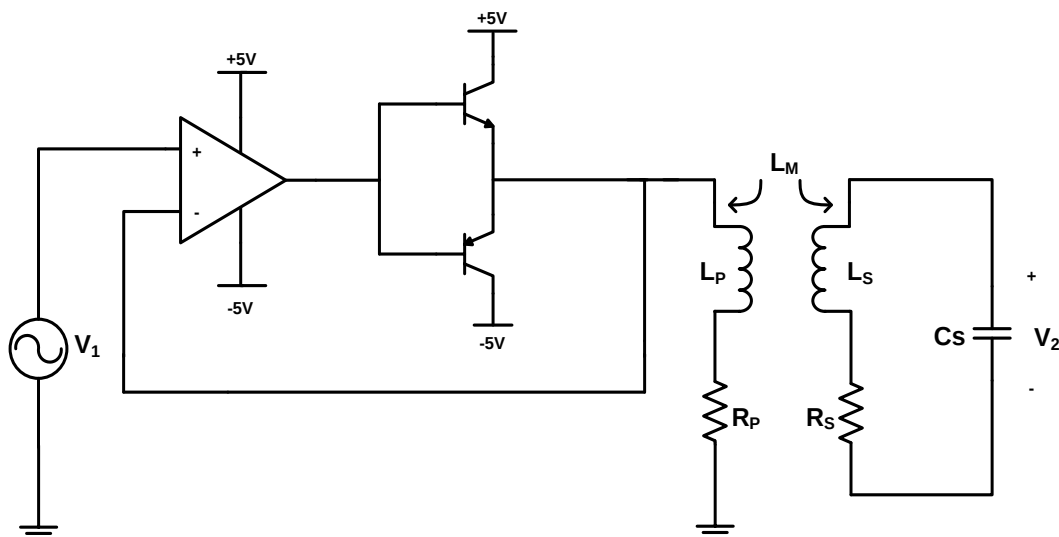


Figura 5.1 - Esquema do circuito de teste

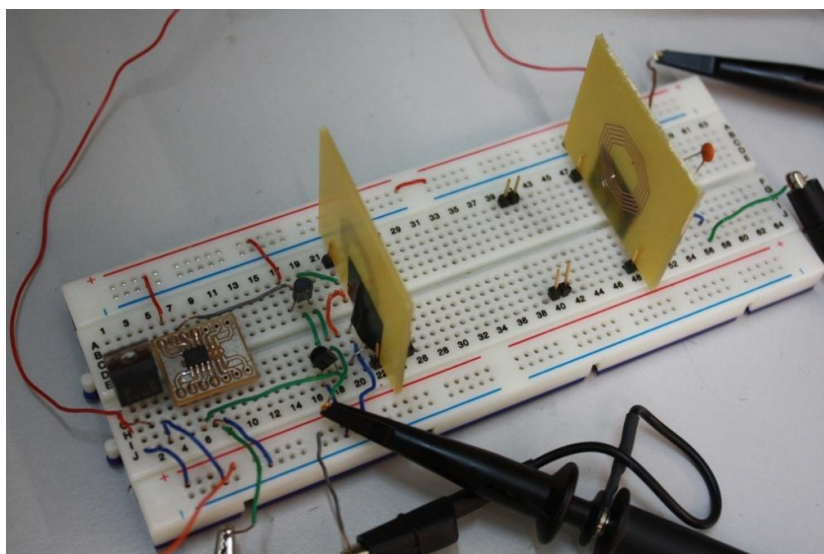


Figura 5.2 - Circuito de teste implementado na *breadboard*

Analisando as duas figuras anteriores é visível que foi adicionado ao circuito de teste um amplificador operacional (AmpOp) e dois transístores bipolares de junção (TBJs). O AmpOp utilizado corresponde a um amplificador RF, pois a frequência do sinal de entrada é da ordem dos *Megahertz*, frequência à qual um AmpOp tradicional não consegue operar.

Como se pode verificar o AmpOp está implementado numa montagem de ganho unitário, ou também denominada de seguidora de tensão. Este tipo de montagem é alcançado ligando a saída do amplificador à sua entrada inversora e ligando o sinal de entrada à entrada não inversora, tal como no esquema apresentado.

A razão para a utilização de um AmpOp nesta configuração é justificada na necessidade de isolar a fonte de sinal do restante circuito. Uma fonte de sinal tem uma impedância de saída associada, tipicamente de $50\ \Omega$, e esta pode ter consequências indesejadas no correcto funcionamento do circuito em teste. É aqui que surge a vantagem de se utilizar o AmpOp, pois idealmente a sua impedância de entrada é infinita e a impedância de saída é zero.

Assim, ligando a fonte de sinal directamente à entrada não inversora de um amplificador em montagem seguidora de tensão obtém-se na saída um valor de tensão aproximadamente o mesmo ($A_v \approx 1$) e uma impedância de saída que não é zero mas que é muito próxima. Usando esta configuração consegue-se então realizar uma fonte de sinal praticamente ideal.

Relativamente aos TBJs a sua utilização é justificada pela necessidade de uma maior capacidade de fornecimento de corrente ao circuito a jusante. Com esse objectivo adicionaram-se dois transístores em montagem de colector comum, sendo um deles do tipo NPN e o outro PNP. Este tipo de montagem, também denominada de seguidora de emissor, caracteriza-se por ter, da base para o emissor, um ganho de tensão aproximadamente unitário e por apresentar um ganho de corrente elevado e igual ao valor de β característico do transístor, que tipicamente se situa na ordem das centenas. Foi necessária a utilização de dois transístores de diferente tipo, pois o NPN é responsável por conduzir nas arcadas positivas do sinal sinusoidal enquanto o PNP conduz durante as arcadas negativas. Este tipo de topologia corresponde a um amplificador do tipo AB que se caracteriza por ser bastante eficiente e apresentar boa linearidade.

Simultaneamente, a utilização dos TBJs em montagem de colector comum traz outra vantagem para o circuito de teste. Esta corresponde ao facto de, neste caso, a sua resistência de saída ser aproximadamente igual à resistência de saída do AmpOp dividida pelo ganho de corrente do transístor, β . Se a resistência de saída do AmpOp era já por si muito pequena consegue-se assim reduzir ainda mais o efeito que esta carga suplementar teria no restante circuito. Este é um factor importante pois tal como já foi demonstrado a resistência de uma bobina apresenta valores na ordem das unidades de Ohm, logo convém que a resistência de saída dos TBJs seja bastante inferior de forma a não condicionar a operação do circuito.

Concluída a análise do esquema utilizado para o circuito de teste falta referir quais os aparelhos necessários para simular o funcionamento do mesmo. Esses aparelhos são respectivamente uma fonte de sinal, que neste caso corresponde a um gerador de funções, pois é necessário gerar um sinal sinusoidal com determinada frequência e amplitude, e um osciloscópio digital, que permitie a medição das formas de onda obtidas nos terminais do condensador. Os aparelhos utilizados estão apresentados na figura que se apresenta de seguida.

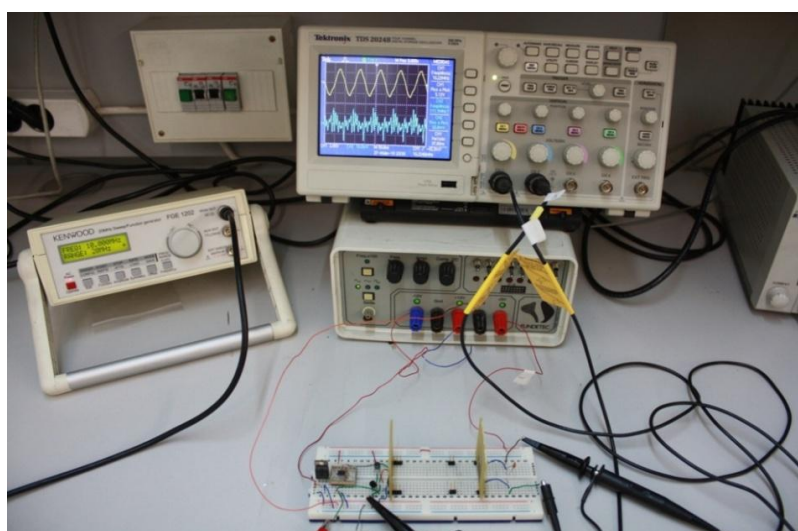


Figura 5.3 - Circuito de teste em conjunto com aparelhos electrónicos utilizados

Se os factores negativos decorrentes da utilização do gerador de funções são praticamente anulados com o esquema de montagem utilizado, o mesmo não acontece no caso do osciloscópio. As medições com o recurso ao osciloscópio são realizadas com uma ponta de prova, sendo que esta adiciona uma capacidade entre os dois terminais em que se pretende efectuar a medição.

No caso concreto da medição do sinal obtido aos terminais do condensador, esta capacidade parasita estará sempre presente e condiciona os valores possíveis de teste do condensador durante a simulação do circuito. Esta verificação resulta de a capacidade parasita formar um paralelo com o condensador C_s , obtendo-se uma capacidade equivalente que corresponde ao seu somatório. A capacidade parasita teórica adicionada pela ponta de prova é de 95 pF, no caso de a ponta de prova não ter associada qualquer atenuação, e de 16 pF caso se utilize uma atenuação de dez vezes. Estas capacidades foram medidas experimentalmente no circuito de teste tendo-se obtido um valor de 88 pF utilizando a ponta de prova sem atenuação e 39 pF com atenuação de 10 vezes, valores estes que serão os utilizados daqui em diante para todas as medições efectuadas com recurso ao osciloscópio.

Este é então um factor limitativo e como consequência resulta a impossibilidade de testar o funcionamento do circuito com um valor do condensador que seja semelhante ao que se pretende implementar *a posteriori* num implante, que seria na ordem das unidades de *pico farad*. No entanto, o que se pretende é validar uma equação de transferência do sistema, e essa verificação é possível independentemente do valor de capacidade total que se obtenha entre os terminais do condensador.

5.2 - Validação do modelo equivalente do sistema

Após apresentação e descrição de todos os elementos presentes no esquema do circuito de teste e também dos aparelhos necessários para alimentação e medição são apresentados de seguida os resultados obtidos na simulação sinusoidal do circuito, tanto os teóricos como os experimentais.

Em primeiro lugar são apresentados os resultados experimentais obtidos e uma validação inicial do método de teste através de uma simulação computacional do sistema. Posteriormente os resultados experimentais obtidos serão comparados com os valores teoricamente previstos, com recurso à função de transferência do sistema.

5.2.1 - Resultados da simulação em regime sinusoidal

Com o funcionamento em regime sinusoidal do circuito de teste pretende-se validar o modelo equivalente do sistema e a respectiva equação da função de transferência, obtida no capítulo 4. Tal como esta equação evidencia pretende-se obter o valor da tensão aos terminais do condensador do dispositivo secundário (V_2) após aplicação de um sinal sinusoidal (AC) no dispositivo primário com um determinado valor de tensão (V_1) e frequência (f).

Simultaneamente, pretende-se determinar a influência do distanciamento entre as duas bobinas presentes no sistema, pois é expectável que a potência transmitida decresça rapidamente com o aumento dessa distância. Este efeito resulta do facto da potência

transmitida ser proporcional à indutância mútua do sistema, e esta diminuir com o aumento da distância, devido à redução do acoplamento magnético (k) entre as duas bobinas.

O procedimento de teste consistiu na aplicação de um sinal sinusoidal, com um valor de tensão de $5 V_{pp}$ (V_1) e frequência de 10 MHz (f), a uma bobina, que corresponde à bobina emissora (L_p). Desta forma, é gerado um campo magnético que é parcialmente captado pela outra bobina utilizada, a receptora (L_s), sendo gerada uma corrente que alimenta este dispositivo, que para além da bobina é constituído também pelo condensador (C_s). Posteriormente, é medida a tensão aos terminais do condensador, obtendo-se a relação entre V_2 e V_1 pretendida.

Uma questão que se pode colocar é a razão de se utilizar uma frequência de operação de 10 MHz. Em teoria, e com o objectivo de se obter uma maior transmissão de potência do dispositivo primário para o secundário, esta frequência deveria corresponder à frequência de ressonância do dispositivo secundário. Sendo o circuito receptor que simula o implante constituído por uma bobina e um condensador ele apresenta uma frequência de ressonância característica, e a esta frequência de operação o circuito revela maior capacidade de gerar corrente e consequentemente tensão. É também a esta frequência que se espera que a função de transferência que caracteriza o sistema atinja o seu máximo.

Neste último ponto está o cerne do problema, pois como as bobinas planares fabricadas apresentam diferentes valores de indutância, a frequência de ressonância obtida no circuito receptor não é equivalente. Desta forma, decidiu-se utilizar uma frequência de operação fixada abaixo dos valores de frequência de ressonância para as diferentes geometrias, de modo a que a transmissão de potência entre os dois dispositivos não sofra a amplificação referida à frequência de ressonância. Assim, espera-se obter uma correcta comparação entre as diferentes geometrias para a transmissão de potência do circuito emissor para o receptor.

A figura seguinte, elaborada em MATLAB, apresenta a tensão aos terminais de C_s em função da frequência de operação, para a bobina planar de geometria quadrada, considerando para factor de acoplamento magnético $k=0,1$. Os valores de V_2 foram determinados utilizando a equação da função de transferência apresentada no capítulo 4 e considerando para valores de resistência eléctrica e indutância os documentados nas tabelas 4.6 e 4.7 respectivamente, a uma frequência de 10 MHz.

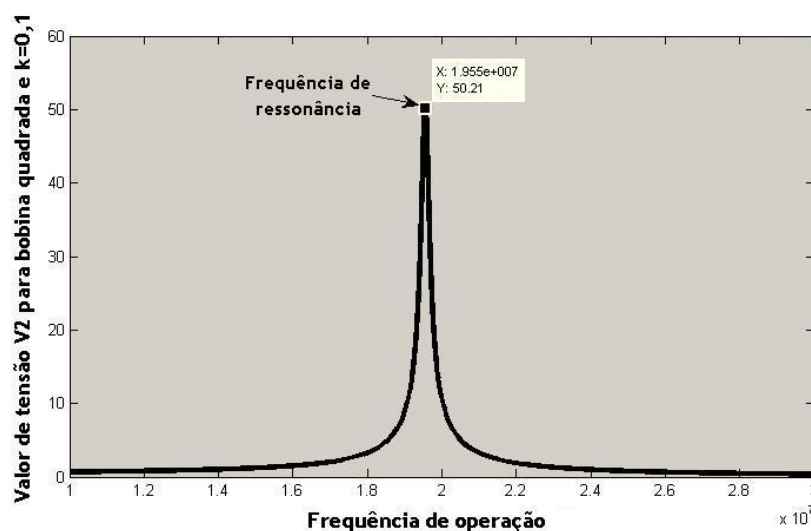


Figura 5.4 - Valor de tensão V_2 em função da frequência de operação para bobina quadrada

A figura anterior mostra o pico de tensão à frequência de ressonância supramencionado, e confirma que à frequência escolhida de 10 MHz a amplificação de potência transmitida é mínima, tal como é desejado.

No sentido de comprovar o procedimento descrito e os fundamentos teóricos apresentados no início desta subsecção procedeu-se inicialmente à análise do circuito de teste utilizando um *software* informático indicado para a simulação de circuitos electrónicos, o CADENCE. Apresenta-se de seguida o esquemático do circuito utilizado.

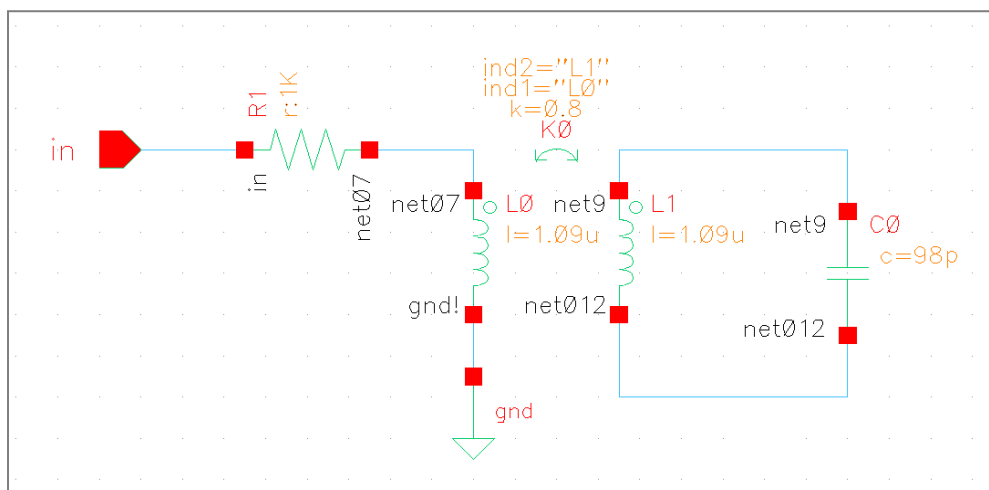


Figura 5.5 - Esquemático da simulação sinusal utilizado no CADENCE

Como se pode verificar, no esquemático apresentado não foram utilizados o AmpOp e os TBJs, presentes nas figuras 5.1 e 5.2, pois neste caso a fonte de sinal é ideal não sendo assim adicionada qualquer resistência parasita ao sistema. Também não são visíveis as resistências associadas a cada um dos indutores, mas na realidade estas estão presentes no circuito, pois são definidas como um parâmetro característico de cada bobina.

No sentido inverso, foi adicionada uma resistência (R_0) antes da bobina primária. A sua utilização advém da necessidade de atenuar a resposta de transitório do circuito ressonante constituído pelo circuito secundário. Sem a resistência presente existiria uma modelação do sinal do circuito à frequência de ressonância do circuito receptor. Desta forma, garante-se que a amplitude do sinal se mantém constante e sem distorção e que a frequência do sinal se mantém inalterável e igual à frequência do sinal de entrada (10 MHz).

Na figura anterior está também presente o valor do acoplamento magnético (K_0) entre as duas bobinas (L_0 e L_1), estando definido qual das bobinas corresponde à bobina primária e à secundária (ind_1 e ind_2). Para a simulação serão utilizados os valores de indutância obtidos experimentalmente no capítulo 4 para as bobinas planares de geometria rectangular ($\approx 1,093 \mu\text{H}$).

As figuras seguintes apresentam as formas de onda obtidas através de três simulações do esquemático anterior. Para todas utilizou-se uma amplitude do sinal de entrada que garantisse uma tensão aos terminais da bobina emissora de $5 V_{pp}$. A única diferença consiste no valor do acoplamento magnético utilizado, que foi respectivamente de $K=0,8$, $0,5$ e $0,05$.

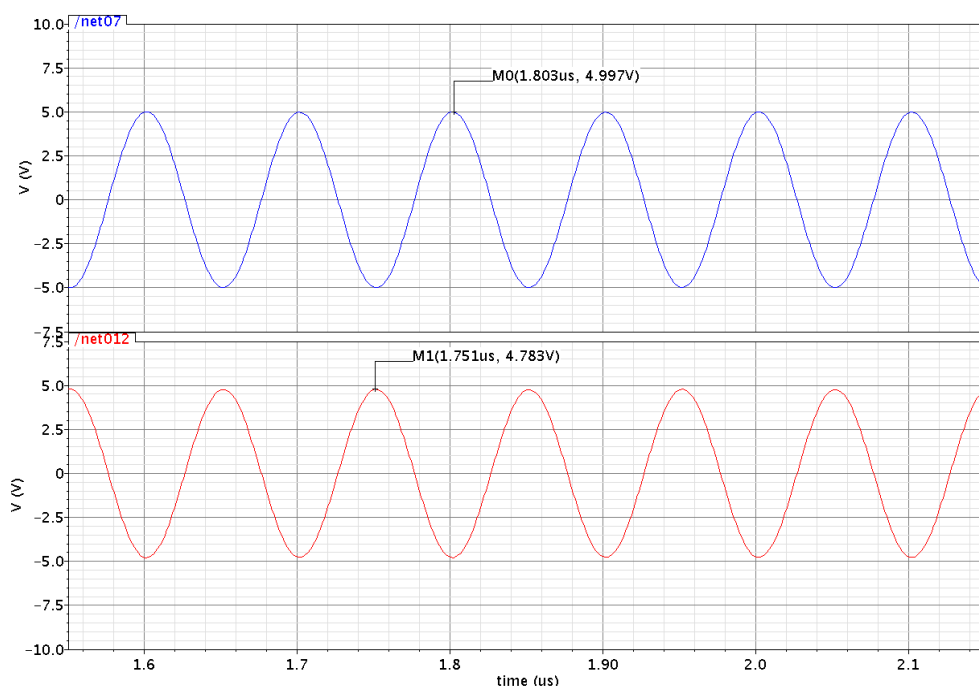


Figura 5.6 - Formas de onda obtidas no CADENCE da análise sinusoidal para $k=0,8$

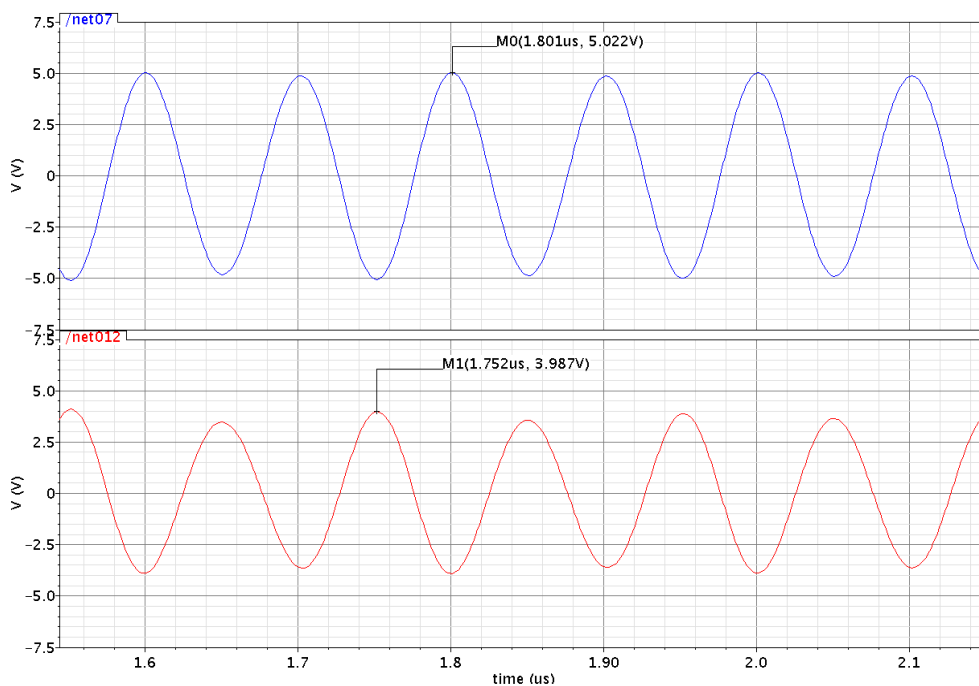


Figura 5.7 - Formas de onda obtidas no CADENCE da análise sinusoidal para $k=0,5$

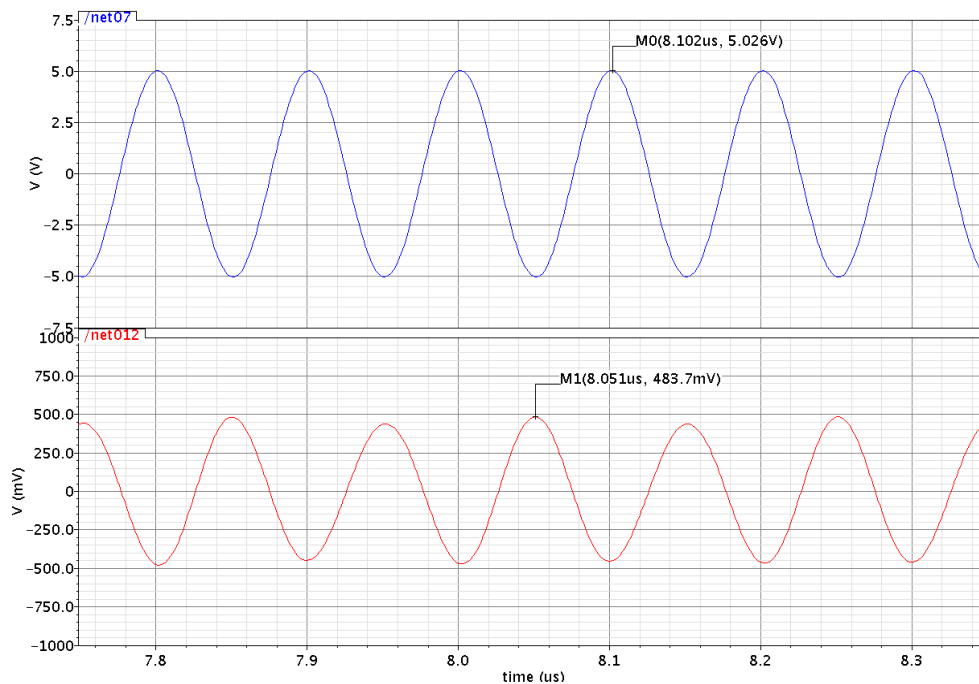


Figura 5.8 - Formas de onda obtidas no CADENCE da análise sinusoidal para $k=0,05$

Comparando as três figuras verifica-se que diminuindo o factor de acoplamento magnético diminui também a tensão aos terminais de C_s , o que vai de encontro ao que foi previsto no capítulo anterior, mais precisamente nas equações 4.5 e 4.15, que correspondem à equação da indutância mútua e da função de transferência.

A tabela seguinte apresenta os valores obtidos para cada uma das simulações.

Tabela 5.1 - Valores obtidos no CADENCE na simulação sinusoidal

Factor de acoplamento (k)	V_1 (V) [net 7]	V_2 (V) [net 12]	$\frac{V_2}{V_1}$
0,8	4,997	4,783	0,957
0,5	5,022	3,987	0,794
0,05	5,026	0,484	0,096

Estas simulações computacionais comprovaram então a teoria associada à análise sinusoidal do sistema, demonstrando a influência do acoplamento magnético entre as bobinas na potência transmitida do circuito emissor para o receptor.

De seguida serão apresentados os resultados experimentais obtidos através do funcionamento em regime sinusoidal do circuito de teste (figuras 5.1 e 5.2).

Nestes testes foram utilizadas as bobinas planares implementadas em placas de circuito impresso, cujo processo de fabrico e cálculo de indutância está documentado no capítulo anterior. Assim, para todos os testes realizados foi utilizado um par de bobinas de igual geometria, logo, de igual valor de indutância.

Para cada tipo de geometria foram feitas quatro medições distintas, pois foram utilizados quatro patamares distintos para teste. A cada um corresponde uma diferente distância entre

a bobina emissora e receptora que compõem a interface indutiva, respectivamente de 0,5 cm (1º patamar), 1,6 cm (2º patamar), 2,5 cm (3º patamar) e 4,5 cm (4º patamar).

Tal como foi referido na secção 5.1 o facto de se utilizar o osciloscópio para a medição da tensão aos terminais de C_S adiciona uma capacidade parasita ao circuito. Como neste caso o valor dessa tensão é o valor que se procura obter não se utilizou qualquer atenuação nas medições com a ponta de prova, logo a capacidade parasita presente é de 88 pF.

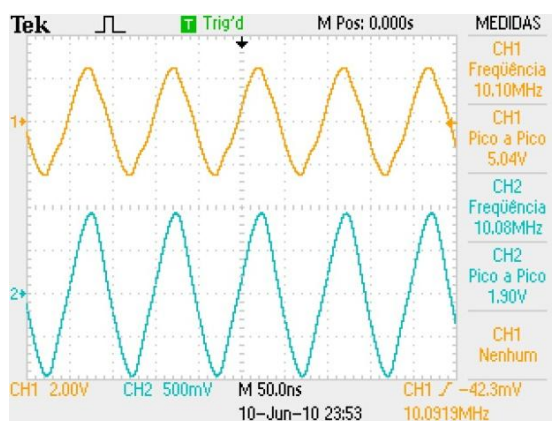
O valor da capacidade C_S utilizada na simulação experimental é de 10 pF logo a capacidade total no circuito secundário é de 98 pF. Este valor poderá diferir ligeiramente devido a outro género de capacidades parasitas, a capacidade entre pistas da *breadboard*. Mas, em teoria, o seu valor é bastante inferior à grandeza referida, logo este tipo de capacidade parasita não será considerado.

Os valores obtidos na análise sinusoidal do circuito de teste estão documentados na tabela que se apresenta de seguida.

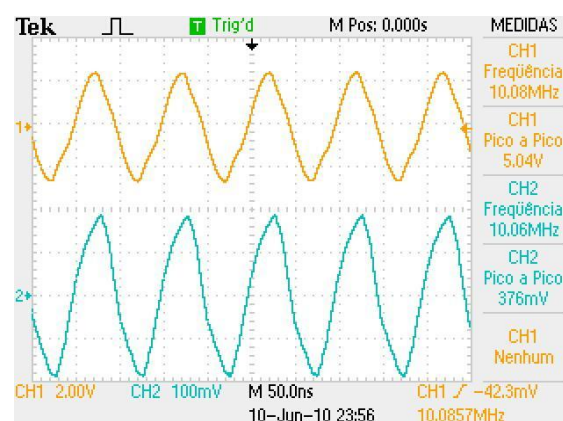
Tabela 5.2 - Resultados da análise sinusoidal do circuito de teste

Geometria	Valor de tensão V_2 obtida por patamar (V)			
	1º	2º	3º	4º
Circular	1,90	0,38	0,11	0,04
Octogonal Regular	2,00	0,38	0,11	0,04
Quadrada	2,10	0,43	0,12	0,04
Octogonal	2,64	0,63	0,23	0,07
Rectangular	2,84	0,74	0,28	0,07

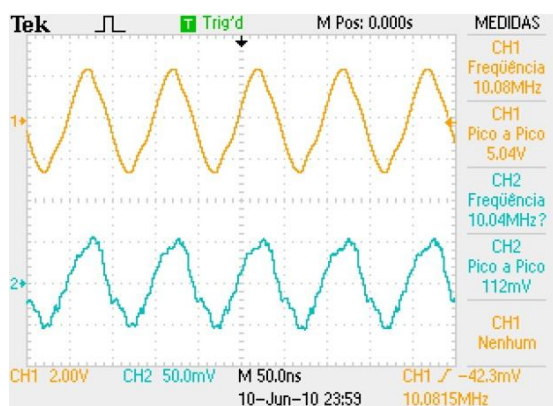
Como complemento apresenta-se também uma sequência de figuras das formas de onda obtidas no osciloscópio para as geometrias circular e quadrada nos quatro patamares.



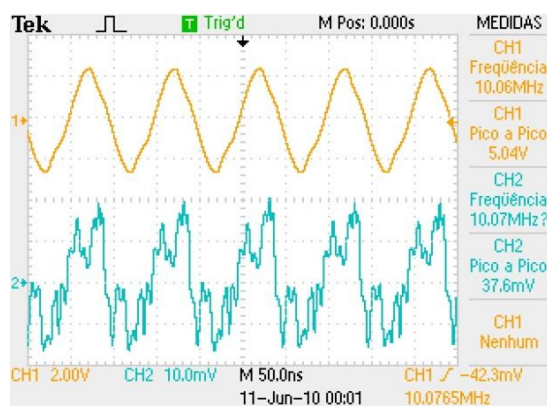
(a) 1º Patamar para bobina circular



(b) 2º Patamar para bobina circular

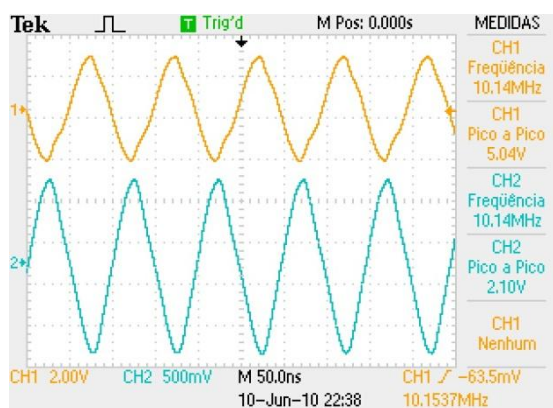


(c) 3° Patamar para bobina circular

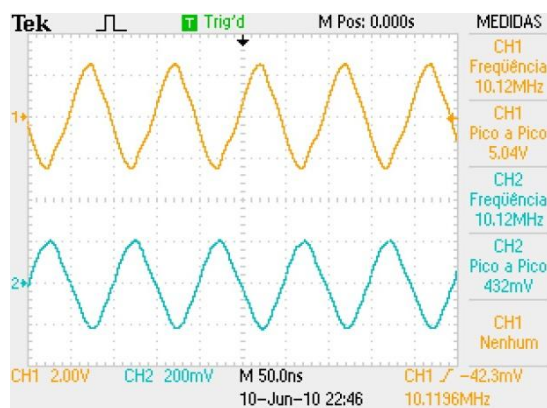


(d) 4° Patamar para bobina circular

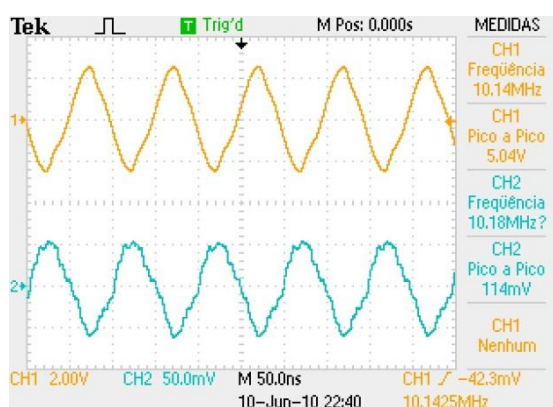
Figura 5.9 - Formas de onda obtidas para a geometria circular para os cinco patamares



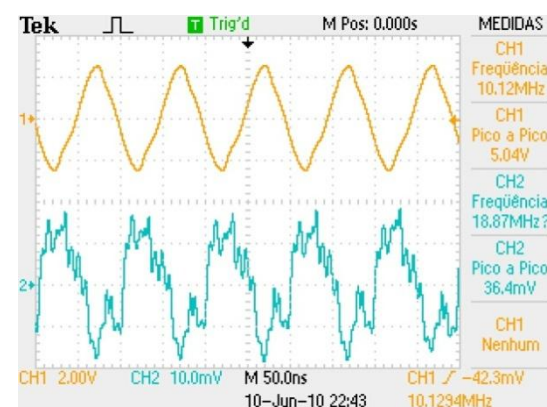
(a) 1° Patamar para bobina quadrada



(b) 2° Patamar para bobina quadrada



(c) 3° Patamar para bobina quadrada



(d) 4° Patamar para bobina quadrada

Figura 5.10 - Formas de onda obtidas para a geometria quadrada nos cinco patamares

Analisando os valores da tabela 5.2 facilmente se verifica que ao aumentar a distância entre as bobinas, ou seja, ao passar de um patamar para o seguinte, menor é a tensão medida nos terminais do condensador C_5 . Este resultado era esperado pois com o aumento da distância diminui o factor de acoplamento (k) entre as bobinas, e consequentemente diminui a indutância mútua do sistema.

Os valores obtidos na análise sinusoidal mostram também que para geometrias de área semelhante o comportamento da interface indutiva é muito próximo. Deste modo, os valores para as geometrias circular, quadrada e octogonal regular apresentam grande semelhança, sucedendo o mesmo para o par formado pelas geometrias rectangular e octogonal. Isto sucede pois quanto maior a área de cada geometria utilizada maior é a indutância tanto da bobina emissora como da receptora, obtendo-se uma interface indutiva com uma indutância mútua superior. Assim se explica que a geometria rectangular seja a que apresenta valores mais elevados para V_2 nos quatro patamares de teste, e a geometria circular os valores, em geral, mais baixos.

Analisando agora as figuras 5.9 e 5.10 em detalhe verifica-se então que para a geometria quadrada as formas de onda obtidas aos terminais de C_5 ($CH2$ -canal inferior) são ligeiramente menos distorcidas do que para a geometria circular. Relativamente à onda do canal 1 ($CH1$ -canal superior), que representa o sinal aplicado aos terminais da bobina primária, é visível uma ligeira distorção, não correspondendo o sinal a uma sinusóide perfeita. Isto resulta da distorção induzida pelo circuito utilizado a montante (AmpOp e TBJs), com o objectivo de reduzir a resistência parasita adicionada ao circuito pelo gerador de formas de onda.

De acrescentar que todas as formas de onda apresentadas nos dois conjuntos de figuras anteriores foram obtidos utilizando no osciloscópio a opção de média, no caso com 64 amostras. Esta opção foi tomada com o objectivo de tornar as formas de onda mais estáveis e possibilitar a obtenção de um valor para a tensão pico a pico de V_2 o mais correcto possível.

O facto de se apresentar apenas as formas de onda da geometria circular e quadrada é justificado pelo facto de se pretender de futuro implementar um implante em que a bobina receptora apresente a menor área possível para os valores de indutância que forem pretendidos. Desta forma estas geometrias enquadram-se melhor neste requisito em comparação com as geometrias rectangular e octogonal. Relativamente à geometria octogonal regular, esta não foi considerada pois os valores obtidos para esta geometria são bastante semelhantes ao da geometria circular, apresentado apenas um ténue acréscimo.

Finalizado o estudo da análise sinusoidal do circuito de teste segue-se o estudo teórico da função de transferência do sistema e a sua posterior comparação com os valores experimentais obtidos nesta secção.

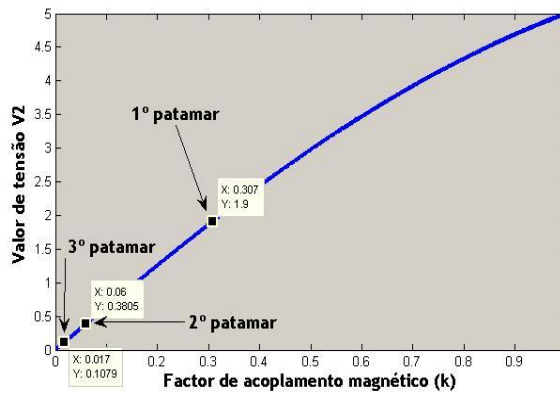
5.2.2 - Validação do modelo teórico

O estudo realizado nesta secção é baseado na função de transferência do sistema, apresentada no capítulo 4, equação 4.15. Foram realizados vários cálculos em MATLAB, com o objectivo de obter resultados que descrevam qual o comportamento teórico esperado para o sistema. Desta forma, pretende-se obter um paralelismo entre os resultados experimentais e teóricos para a simulação sinusoidal do circuito de teste.

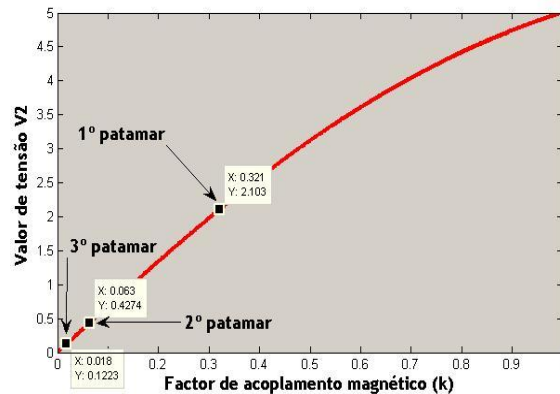
O estudo incidiu sobre uma previsão teórica da influência do acoplamento magnético no valor de tensão obtido aos terminais do condensador do dispositivo receptor. Desta forma,

para cada geometria de bobina foi realizado um estudo independente. Para valores de indutância e de resistência eléctrica foram utilizados os valores experimentais obtidos para cada geometria, documentados na secção 4.2.

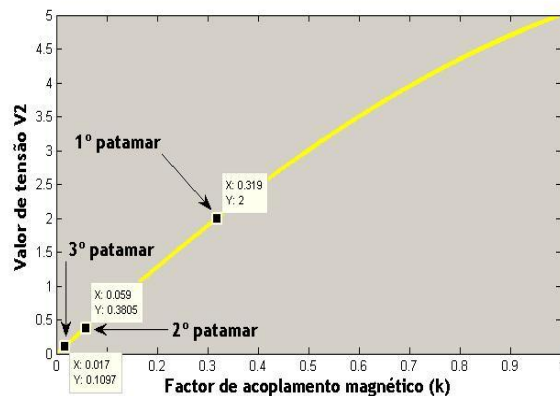
Recorrendo então à equação da função de transferência, e mantendo apenas constantes os valores da tensão aos terminais da bobina emissora ($V_2 = 5$ V) e da capacidade do circuito receptor ($C_5 = 98$ pF), obtiveram-se os resultados apresentados na figura seguinte.



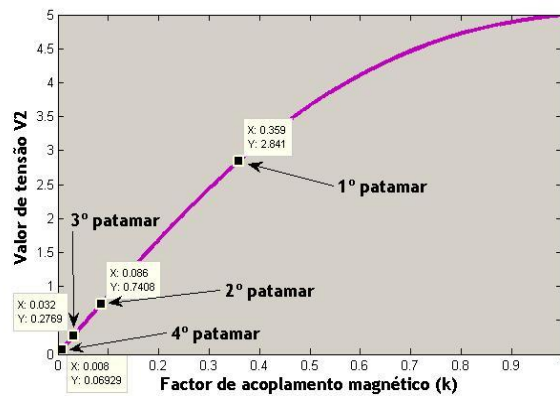
(a) Geometria circular



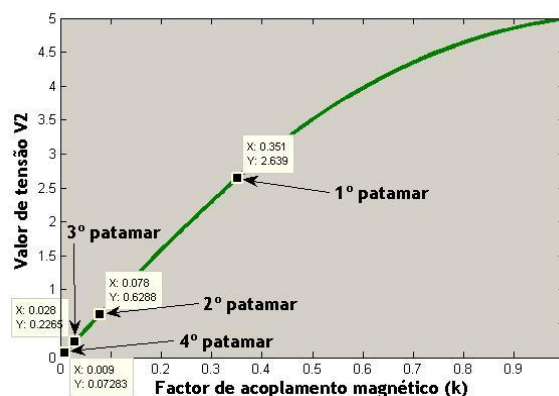
(b) Geometria quadrada



(c) Geometria octogonal regular



(d) Geometria rectangular



(e) Geometria octogonal

Figura 5.11 - V_2 em função do acoplamento magnético para as diferentes geometrias

A figura anterior apresenta para as diferentes geometrias o valor da tensão V_2 teoricamente previsto em função do acoplamento magnético verificado na interface indutiva. Analisando cada gráfico em pormenor é possível concluir que a geometria rectangular é a que apresenta a curvatura mais pronunciada, ou seja, decai mais lentamente para valores de k elevados. Inversamente, as geometrias circular e octogonal regular são as que apresentam menor curvatura, aproximando-se mesmo a função de uma recta. Estes resultados vão de encontro com os valores medidos experimentalmente na secção anterior.

De referir, que as setas apresentadas nos gráficos anteriores correspondem aos valores obtidos experimentalmente em cada geometria para os diferentes patamares utilizados. Pelo facto de alguns dos valores obtidos terem valores de tensão próximos não foi possível apresentar marcadores para todos os patamares utilizados na medição experimental.

Na tabela seguinte apresenta-se uma análise dos valores experimentais, utilizando a equação da função de transferência para calcular o acoplamento magnético correspondente a cada geometria e patamar.

Tabela 5.3 - Valor de acoplamento magnético (k) por geometria e patamar

Geometria	Valor de acoplamento magnético (k) por patamar			
	1º	2º	3º	4º
Circular	0,307	0,060	0,017	0,006
Octogonal Regular	0,319	0,059	0,017	0,006
Quadrada	0,321	0,063	0,018	0,006
Octogonal	0,351	0,078	0,028	0,009
Rectangular	0,359	0,086	0,032	0,008

Os valores da tabela anterior permitem efectuar a mesma verificação realizada aquando da medição dos valores experimentais, apresentados na tabela 5.2. Ou seja, também neste caso se verifica grande similaridade nos valores obtidos para as geometrias circular, octogonal regular e quadrada, assim como entre as duas geometrias restantes. Isto acontece pois os valores de tensão utilizados para determinar o acoplamento magnético em cada patamar e para cada geometria corresponderam aos valores experimentais da tabela 5.2.

A semelhança referida do valor do acoplamento magnético entre as três geometrias de área inferior e entre as duas de área superior é mais visível nos três primeiros patamares de medição. Isto deriva do facto de os valores da tensão obtidos aos terminais de C_5 serem mais precisos nestes patamares, enquanto para o último patamar as formas de onda obtidas apresentam maior distorção, logo uma precisão mais reduzida.

Realizando uma análise geral, conclui-se que o paralelismo desejado entre a análise teórica e os valores experimentais foi atingido, pois todos os valores de tensão medidos experimentalmente, por geometria e patamar, estão compreendidos na curva da função de transferência que descreve o modelo teórico previsto para cada geometria utilizada.

5.3 - Avaliação da influência do tecido humano

Tal como foi mencionado o sistema desenvolvido é vocacionado para aplicação no desenvolvimento de micro-dispositivos médicos. Mais concretamente, o sistema pretende emular a interface indutiva entre um implante humano passivo e o exterior.

Deste modo, um problema inerente a um sistema deste género corresponde à necessidade de determinar o efeito do tecido humano na transferência de potência entre a bobina emissora e a receptora. Esta secção aborda este tema, onde serão apresentados os resultados experimentais alcançados para a simulação da influência do tecido no circuito de teste.

De antemão pode-se desde já referir que é teoricamente expectável que ocorra uma atenuação da potência transmitida, resultado de uma redução do acoplamento magnético da interface indutiva, que será tanto maior quanto maior for a espessura da pele em si. Esta atenuação deriva dos obstáculos introduzidos pela barreira transcutânea, correspondendo estes ao espalhamento e à absorção do sinal transmitido, tal como referido em [22]. Isto é explicado no facto de se adicionar um meio distinto, o tecido, onde as ondas do campo electromagnético não se propagam do mesmo modo que no ar.

Conjuntamente, é esperada uma redução da frequência de ressonância do dispositivo secundário proveniente de capacidades parasitas adicionadas ao modelo equivalente do sistema pelo tecido. A análise a esta condicionante será abordada na secção 6.2, referente aos resultados experimentais da captação da frequência de oscilação característica da malha RLC do circuito receptor.

Em relação ao tecido em si, devido à impossibilidade de usar tecido humano nas medições no circuito de teste, foi utilizado alternativamente tecido de porco, que apresenta bastantes semelhanças. Mais especificamente, a experimentação consistiu na introdução de uma fêvera de porco, com uma determinada espessura, entre as duas bobinas que perfazem a interface indutiva. Este género de procedimento é o geralmente adoptado como é exemplo o trabalho realizado em [22] e [23].

O espaçamento entre as duas bobinas estará, no caso de um implante humano, limitado à espessura da pele do paciente, sendo que esta varia normalmente entre os 1 e 2 cm [24]. Desta forma, nas simulações experimentais realizou-se um espaçamento entre as duas bobinas de 1,6 cm (2º patamar), tal como se pode verificar na figura seguinte.

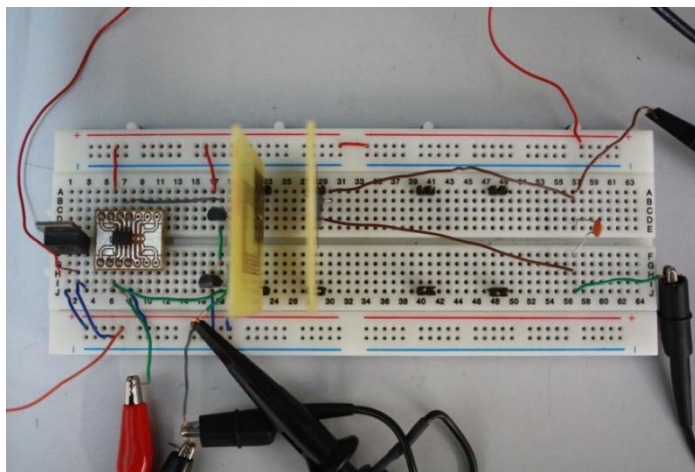


Figura 5.12 - Esquema do circuito de teste utilizado para simulação do tecido de porco

Nas simulações experimentais foi utilizada apenas uma das geometrias dos indutores planares fabricados, a rectangular. O motivo incidiu na necessidade de obter formas de onda com elevado grau de baixa distorção, sendo esta a geometria mais apropriada para satisfazer esta premissa, pois é a que apresenta maior valor de indutância logo uma maior indutância mútua do sistema.

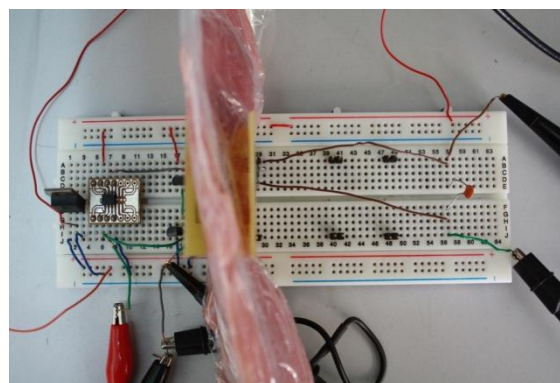
Tal como na secção 5.2.1, a tensão utilizada aos terminais da bobina primária foi de 5 V e a frequência de operação de 10 MHz. A esta frequência é teoricamente previsto alterações entre os valores obtidos com e sem tecido de porco, pois só com frequências abaixo dos 1 MHz é que, segundo [22], não são esperadas variações significativas entre os dois tipos de meio presentes, ar e tecido.

O valor do condensador C_s utilizado nestas simulações foi de 100 pF, logo a capacidade total, incluindo as capacidades parasitas, foi de 188 pF.

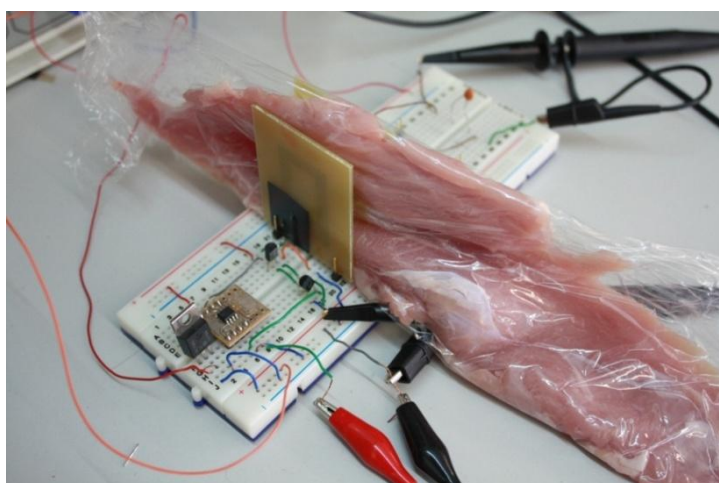
De seguida apresentam-se os resultados obtidos na simulação da influência do tecido de porco na transferência de potência do dispositivo primário para o secundário. Primeiramente são exibidas as fotos do procedimento implementado e posteriormente as formas de onda obtidas no osciloscópio.



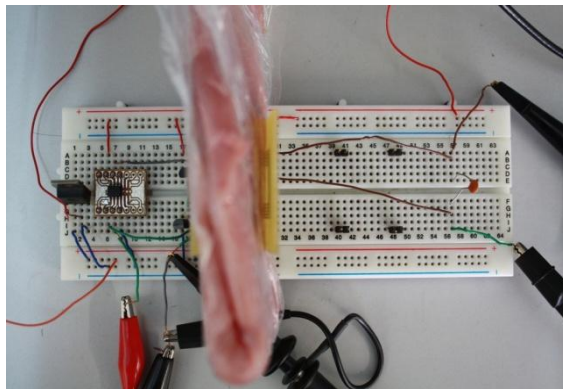
(a) Fêvera de porco utilizada na experiência



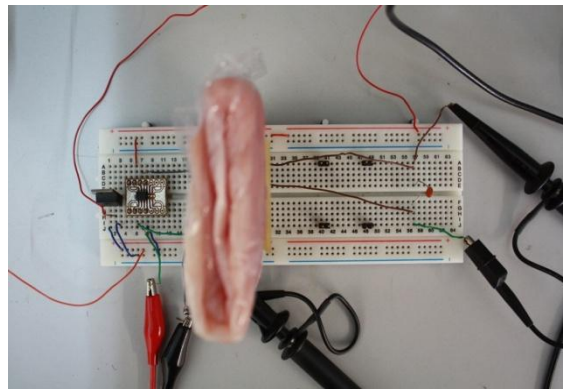
(b) Simulação da 1ª espessura



(c) Vista geral do circuito de teste com a fêvera de porco entre as bobinas

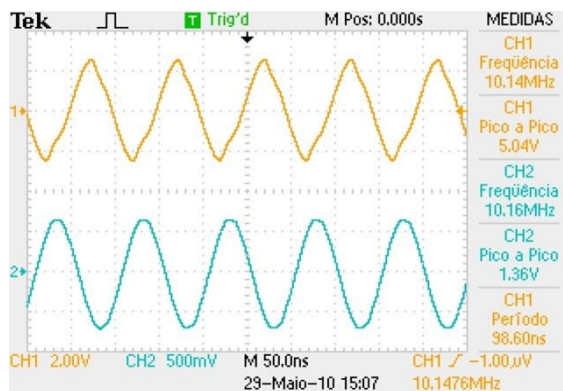


(d) Simulação da 2ª espessura

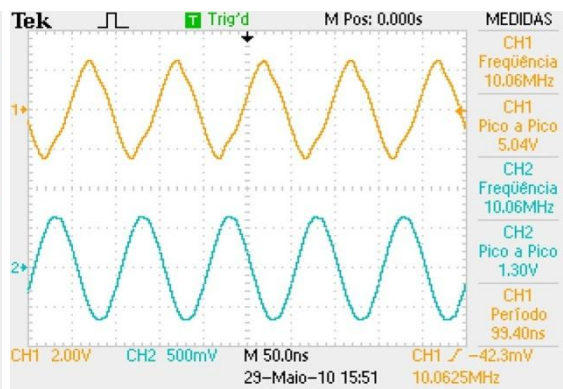


(e) Simulação da 3ª espessura

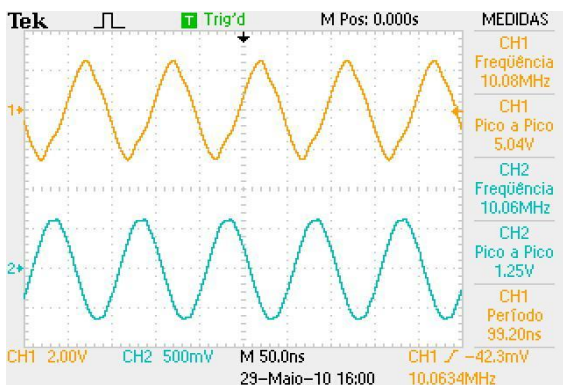
Figura 5.13 - Fotos do procedimento implementado na simulação do tecido de porco



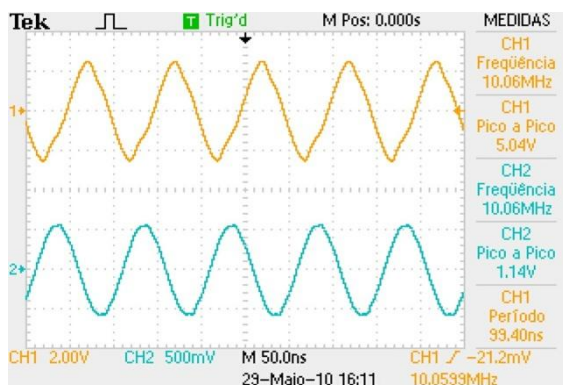
(a) Sem tecido de porco



(b) Com 1ª espessura de tecido



(c) Com 2ª espessura



(d) Com 3ª espessura de tecido

Figura 5.14 - Formas de onda obtidas para diferentes espessuras da fêvera de porco

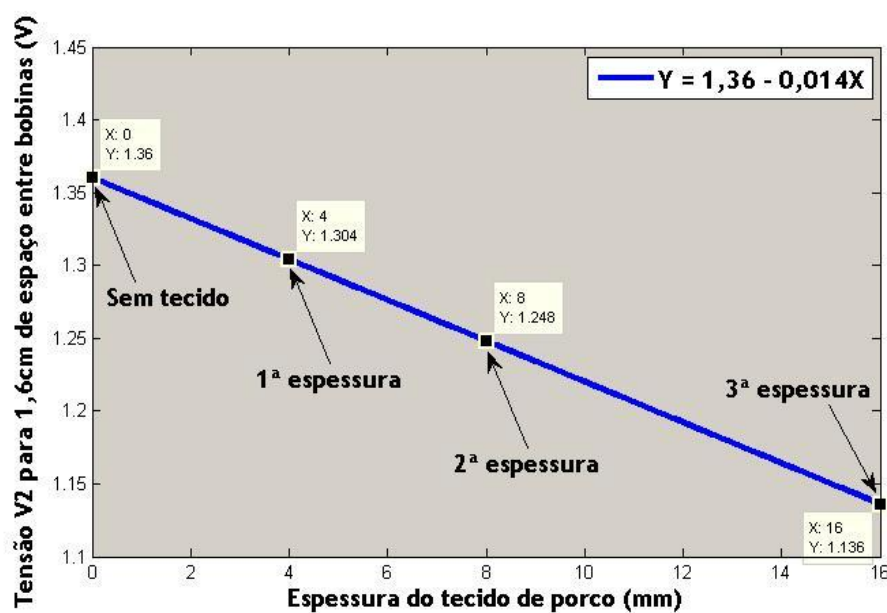
Como é verificável no conjunto de fotos da figura 5.13, utilizou-se apenas uma fêvera de porco para simulação do efeito do tecido na interface indutiva. Foram utilizadas três espessuras distintas de espessura, sendo que a 2ª e 3ª espessura foram obtidas dobrando progressivamente a fêvera em si mesmo. Assim, espessuras consecutivas apresentam o dobro da espessura original. Os valores obtidos para a tensão V_2 em função da espessura utilizada estão expostos na tabela seguinte.

Tabela 5.4 - Valores da tensão V_2 obtidos em função da espessura do tecido

Simulação	Espessura aproximada do tecido (mm)	Tensão V_2 (V)
Sem tecido	—	1,36
Com 1ª espessura	≈4	1,30
Com 2ª espessura	≈8	1,25
Com 3ª espessura	≈16	1,14

Comparando os valores de V_2 obtidos em função da espessura do tecido verifica-se um factor de proporcionalidade quase perfeito entre as duas variáveis. A variação de tensão ocorrida entre a 1ª espessura de tecido e o caso em que o único meio existente é o ar (sem tecido) é de 60 mV, entre a 1ª e a 2ª espessura é de 50 mV e entre a 2ª e a 3ª espessura é de 110 mV. Estes valores estão relacionados com os da espessura respectiva pois, como é visível na tabela, espessuras consecutivas apresentam o dobro da espessura originária.

Assim, foi possível aproximar a atenuação provocada pelo tecido de porco por cerca de 14 mV por milímetro de espessura do tecido. A figura seguinte foi elaborada em MATLAB e apresenta a variação esperada para espessuras até aos 1,6 centímetros, baseada nos resultados experimentais obtidos.

Figura 5.15 - V_2 em função da espessura do tecido de porco entre as bobinas

Os valores de V_2 medidos para as diferentes espessuras aproximam-se muito dos valores dos pontos marcados na figura anterior, onde o declive da função apresentada corresponde aos 14 mV por milímetro de espessura referidos. Esta atenuação pode também ser expressa em termos relativos, por exemplo em decibéis, obtendo-se para este caso um decaimento aproximado de 0,09 dB por milímetro, considerando como valor de referência a tensão V_2 obtida sem inserção de tecido.

Finalizando então este estudo do efeito da inserção do tecido de porco na interface indutiva pode-se concluir que se comprovou a atenuação teoricamente esperada, tendo mesmo sido definido um factor de atenuação relacionado com a espessura de tecido de porco utilizado na interface indutiva.

Capítulo 6

Capacidade do Implante

Um objectivo fundamental deste projecto corresponde à obtenção em tempo real do valor da capacidade do implante, que permitirá determinar, através de cálculos matemáticos posteriores, o valor da pressão sanguínea correspondente.

Neste capítulo são apresentadas diferentes abordagens para obter o valor da capacidade do implante no circuito emissor, apresentando-se posteriormente os resultados experimentais da implementação das abordagens escolhidas.

6.1 - Diferentes abordagens para o cálculo da capacidade

Serão apresentados de seguida diferentes métodos que permitem a obtenção do valor da capacidade do implante, e a teoria associada, para posteriormente ser realizada uma discussão crítica que fundamente a escolha de um método em particular para utilizar no projecto.

1) Análise da resposta a um degrau:

O circuito secundário do sistema pode ser visto como uma malha RLC série, sendo que este tipo de malhas pode ser caracterizado pela sua resposta a um degrau ou impulso.

Nesta abordagem pretende-se analisar a tensão aos terminais da bobina emissora, a qual é afectada por indução magnética pela corrente que flui no implante, e desta forma detectar a resposta da malha RLC a um sinal de entrada que corresponderá a uma onda quadrada.

Essa análise baseia-se na medição da frequência de oscilação do sinal obtido aos terminais da bobina emissora, sendo que a frequência poderá ser medida recorrendo a um circuito auxiliar que realize uma PLL (*Phase-Locked Loop*) ou então recorrendo por exemplo a um conversor de frequência para tensão (*Frequency to Voltage Converter*).

2) Medição da impedância vista da entrada, Z_{LINK} :

Tal como foi demonstrado na análise do circuito equivalente do sistema (secção 4.1) é possível obter uma expressão que determina a impedância de todo o circuito vista da

entrada. Esta abordagem pressupõe a medição dessa mesma impedância com o recurso a uma metodologia que a possibilite, sendo determinado posteriormente o valor referente à capacidade do dispositivo secundário.

Os métodos que poderão ser utilizados para determinar essa impedância correspondem à utilização de um medidor RLC, de um circuito TDR (*Time Domain Reflectometer*), recorrer a um circuito que implemente uma RTL (*Return Loss Bridge*) ou então efectuar uma análise dos parâmetros s que caracterizam o sistema.

De seguida são apresentados os fundamentos teóricos subjacentes a cada um dos métodos atrás referidos.

6.1.1 - Análise da resposta natural de um circuito RLC série [25]

Tal como foi referido o circuito que constitui o implante (figura 6.1) corresponde a um circuito RLC série, o qual pode ser analisado pela sua resposta a um degrau.

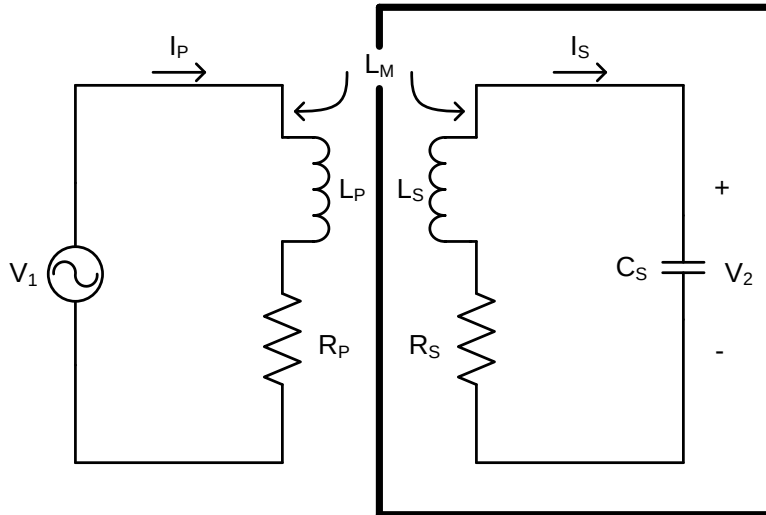


Figura 6.1 - Circuito equivalente do sistema evidenciando a malha RLC do implante

Um circuito RLC série é descrito por uma equação diferencial de segunda ordem com coeficientes constantes, a qual se apresenta de seguida:

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{di}{dt} + \frac{i}{LC} = 0 \quad (6.1)$$

Da equação anterior obtém-se uma expressão para as suas raízes:

$$s_{1,2} = -\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} \quad (6.2a)$$

$$\text{com } \alpha = \frac{R}{2L} \quad (6.2b)$$

$$\text{e } \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (6.2c)$$

Na expressão anterior a corresponde à frequência de *Neper* e ω_0 à frequência natural não amortecida ou frequência de ressonância. Analisando a mesma expressão verifica-se que existem três casos distintos para os quais se obtêm três tipos de raízes também distintas:

- Caso $a > \omega_0$ obtém-se duas raízes reais distintas;
- Caso $a = \omega_0$ obtém-se duas raízes reais iguais;
- Caso $a < \omega_0$ obtém-se duas raízes complexas conjugadas.

Dos três casos apresentados apenas um tem particular interesse neste estudo pois na malha RLC que constitui o implante verifica-se a relação $a < \omega_0$, resultado este que se obtém através das ordens de grandeza esperadas para R , L e C no circuito secundário. Este caso é denominado de regime subamortecido ou periódico amortecido.

É pelo facto de o caso em estudo corresponder a este tipo de regime que se torna deveras importante descrever esta propriedade da malha RLC pois apenas neste regime o sinal que caracteriza a resposta do circuito é periódico. É recorrendo a esta propriedade, a periodicidade do sinal, que se pretende posteriormente determinar no circuito primário do sistema a capacidade do implante.

O regime subamortecido apresenta as seguintes raízes:

$$s_{1,2} = -\alpha \pm j \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} = -\alpha \pm j \omega_d, \quad (6.3a)$$

$$\text{com } \omega_d^2 = \omega_0^2 - \alpha^2, \quad (6.3b)$$

em que ω_d é denominada de frequência amortecida.

A equação que caracteriza a resposta deste tipo de regime é a seguinte:

$$i(t) = B_1 e^{-\alpha t} \cos(\omega_d t) + B_2 e^{-\alpha t} \sin(\omega_d t) \quad (6.4)$$

Analisando a equação verifica-se que a resposta é oscilatória, com uma frequência de oscilação igual à frequência amortecida, e que a amplitude de oscilação decresce exponencialmente a uma taxa dependente do valor de α .

É esta frequência de oscilação que se pretende captar no circuito primário já que esta oscilação também poderá ser observada no dispositivo primário como resultado do princípio de indução magnética. Uma vez captada esta frequência será possível obter o valor da capacidade do implante.

No caso do circuito equivalente do sistema, figura 6.1, as equações que caracterizam a frequência de ressonância e a frequência de *Neper* diferem das equações 6.2b e 6.2c, pois é necessário ter em conta a contribuição da indutância mútua do sistema na malha RLC do dispositivo secundário. Deste modo as equações destas duas frequências são as seguintes:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C_S L_S (1 - k^2)}} \quad (6.5)$$

$$\alpha = \frac{R_S}{2 L_S (1 - k^2)} \quad (6.6)$$

A obtenção das duas equações anteriores baseou-se na equação 4.16c, onde a função de transferência do sistema foi simplificada na sua forma canónica. Deste modo, a frequência de ressonância, ou não amortecida, corresponde à frequência natural amortecida pois $\alpha \ll \omega_0$. De salientar que a variável α , a frequência de Neper, corresponde também ao coeficiente de amortecimento da frequência de oscilação característica da malha RLC.

Para captar esta frequência de oscilação existem então dois métodos que poderão ser utilizados, o recurso a um circuito que realize uma PLL ou então a um conversor de frequência para tensão.

São de seguida analisados os dois métodos em questão.

1) *Phase-Locked Loop* [26]

Um *Phase-Locked Loop*, ou malha de captura de fase, é um sistema de controlo com realimentação negativa que permite obter na sua saída um sinal sincronizado em frequência com um determinado sinal de referência na entrada. Este tipo de sistema é muito utilizado na electrónica das telecomunicações com principal aplicação na desmodulação de um sinal FM.

O modo de funcionamento de uma PLL pode ser descrito pelo diagrama de blocos que se segue:

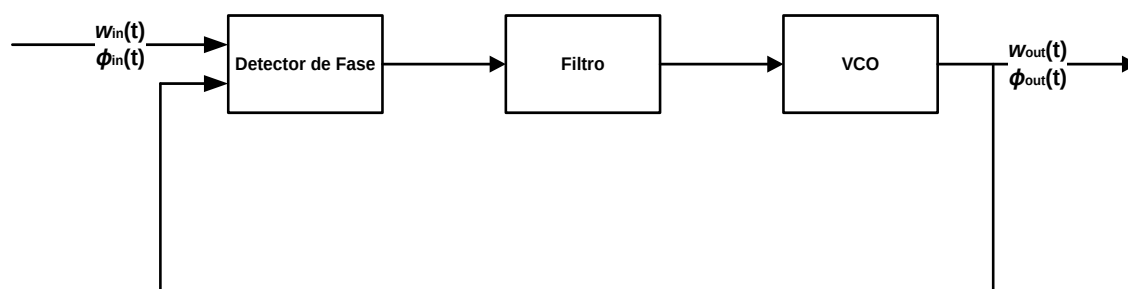


Figura 6.2 - Diagrama de blocos de uma PLL

O objectivo do sistema é forçar o VCO (*Voltage-Controlled Oscillator*) a replicar na saída, com o menor erro possível, a frequência e a fase do sinal de entrada.

Inicialmente o detector de fase compara a fase do sinal de entrada e do sinal realimentado, gerando na sua saída um sinal de erro proporcional (com um ganho) a essa diferença de fase. Este sinal é posteriormente filtrado para remover componentes do sinal indesejadas e depois de filtrado obtém-se um sinal DC, ou AC de variação muito pequena, que alimenta o VCO e que corresponde à sua tensão de controlo.

Finalmente o VCO gera um sinal com uma frequência dependente da tensão de referência que corresponde tanto ao sinal de saída como ao sinal de realimentação do sistema. Assim, o erro de fase resultante do detector é progressivamente reduzido e a frequência à saída do oscilador é ajustada até corresponder à frequência do sinal de entrada.

Após a captura de fase estar concluída a frequência de oscilação do sinal de saída corresponde na exactidão à do sinal de entrada, mas um ligeiro desvio de fase subsiste.

É esta propriedade de um circuito que realize uma PLL que leva a que este tipo de circuito revele potencialidade para ser utilizado no projecto a desenvolver, pois permitiria

captar a frequência de oscilação no dispositivo primário resultante da resposta a um degrau da malha RLC do implante.

2) Frequency to voltage converter [27]

Com este método pretende-se recorrer a um circuito integrado que realiza uma conversão da frequência de um determinado sinal de entrada para um valor de tensão correlacionado com essa mesma frequência.

O tipo de abordagem neste caso corresponde ao usualmente utilizado para a medição das rotações por minuto pois o circuito integrado referido pode ser inserido num sistema que realize um velocímetro, para medição da velocidade de deslocação de um veículo terrestre, ou em qualquer tipo de sistema de controlo de velocidade.

Assim, medindo a valor de tensão gerado à saída do circuito será possível determinar qual a frequência do sinal de referência sendo que a relação entre estas duas variáveis é dependente da topologia do circuito que se utilizar.

Este representa então um possível método a usar durante o projecto pois possibilita a medição da frequência de oscilação resultante da aplicação de um impulso na malha RLC do implante.

6.1.2 - Medição da impedância vista da entrada

Para a obtenção do valor da capacidade do implante pode então recorrer-se a outra abordagem, respectivamente a medição da impedância do circuito equivalente vista da entrada.

Um dos métodos que permite esta medição corresponde à utilização de um medidor RLC, um aparelho que permite obter o valor da impedância entre dois terminais. Este aparelho foi o utilizado quando foram desenvolvidas experimentalmente bobinas para um circuito de teste do sistema permitindo obter o valor da sua indutância e também da sua resistência eléctrica.

Existem outros dois métodos cuja teoria envolvida é apresentada de seguida.

1) Time Domain Reflectometer (TDR) [28]

Um circuito que realize um TDR, ou reflectómetro de domínio do tempo, é utilizado principalmente durante todo o ciclo de vida de um sistema de cablagem. Seja no caso de se tratar de cabos entrelaçados ou de cabos coaxiais um circuito deste tipo é utilizado durante a fase de construção e de manutenção dos mesmos, possibilitando a descoberta e caracterização de possíveis falhas.

O seu funcionamento assemelha-se à de um radar. Um impulso é gerado e transmitido, e quando este chega ao final do cabo ou a uma falha intermédia parte ou toda a energia do impulso é reflectida no sentido inverso para o TDR. Esta energia reflectida é então medida no TDR e apresentada em função do tempo num medidor de formas de onda. O resultado final pode também ser apresentado em função do comprimento do cabo, no caso de se tratar de um teste de falhas, pois a velocidade de propagação de um sinal num determinado meio de transmissão é constante e possível de determinar.

O comprimento do impulso gerado por um TDR deve ser escolhido consoante o tipo de cabo que se pretende testar. Quanto maior for o comprimento do impulso maior será a energia transmitida e mais longe o sinal conseguirá “viajar” pelo cabo. Um cabo tem associada uma determinada atenuação que, caso a energia do sinal transmitido seja insuficiente para o comprimento do cabo em teste, pode tornar impossível detectar qualquer energia que seja reflectida.

Um circuito que realize um TDR é normalmente comercializado como um dispositivo electrónico que efectua todas operações descritas, mas um circuito como este pode também ser construído experimentalmente utilizando um gerador de formas de onda, um osciloscópio e um divisor resistivo, tal como mostra o diagrama seguinte:

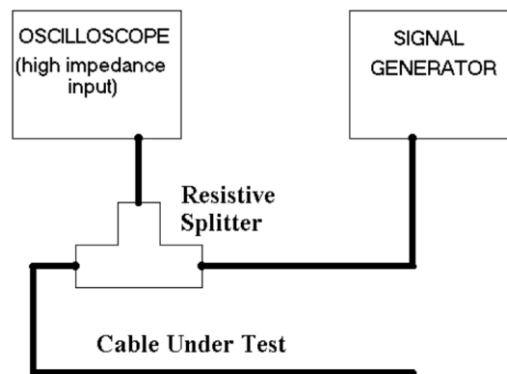


Figura 6.3 - Método de construção experimental de um TDR [28]

A teoria por detrás do funcionamento de um TDR é resultado da aplicação da teoria associada às linhas de transmissão. Uma linha de transmissão é um conjunto de condutores utilizado para transmitir um sinal eléctrico e é caracterizada por uma determinada velocidade de propagação e por uma impedância característica. A reflexão ocorre sempre que o sinal transmitido encontra uma variação de impedância, pois nesta situação parte do sinal é transmitido e a outra parte é reflectida. A reflexão pode ocorrer numa falha intermédia na linha ou então, como é mais usual, no final da linha devido a uma diferença entre a impedância característica da linha e a impedância de carga. A diferença entre estas impedâncias define a amplitude do sinal reflectido sendo que esta é caracterizada pelo coeficiente de reflexão, ρ_R , que se calcula através da expressão seguinte:

$$\rho_R = \frac{V_R}{V_T} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (6.7)$$

Na expressão anterior V_R é a amplitude de sinal reflectido, enquanto V_T é a do sinal transmitido. Por sua vez Z_L é a impedância de carga da linha e Z_0 corresponde à impedância característica da linha.

Após a análise do funcionamento de um TDR torna-se evidente qual a vantagem da sua utilização no projecto que se pretende desenvolver. Assim, utilizando um gerador de formas de onda, um osciloscópio e um cabo com uma impedância previamente conhecida é possível determinar a impedância de entrada do circuito equivalente do sistema através da medição da quantidade de energia reflectida.

2) Return Loss Bridge (RTL) [29]

Um circuito que realize uma RTL corresponde a um comparador RF de banda larga e é geralmente utilizado na determinação da impedância de cabos coaxiais, antenas ou filtros. O seu princípio consiste em comparar uma impedância desconhecida, que poderá ser por exemplo a impedância característica de um cabo, com uma impedância conhecida de antemão. Como função da diferença entre estas duas impedâncias é gerado um valor de tensão DC, que será tanto maior quanto maior for essa diferença.

Dependendo da topologia do circuito que for utilizado, a partir da medição da tensão DC gerada é possível determinar o valor da impedância desconhecida. Este tipo de circuito fornece isolamento DC de forma a evitar carga adicional no circuito resultante do equipamento de teste.

Depois de descrita a sua funcionalidade percebe-se a utilidade que um circuito deste género traria para o projecto em desenvolvimento. Tal como no caso anterior (TDR) seria possível determinar a impedância de entrada do circuito equivalente recorrendo a uma impedância de referência, mas neste caso medindo o valor da tensão DC gerada.

3) Análise dos parâmetros s [30] [31]

Os parâmetros s são bastante úteis para caracterizar na totalidade um sistema de dois portos. Para a sua determinação não são utilizadas ligações de curto-circuito ou de circuito aberto, contrariamente ao que sucede para os parâmetros z , y e h , sendo apenas necessário que a entrada e saída estejam terminadas com a impedância resistiva característica do sistema. Num sistema de linhas coaxiais, esta impedância corresponde geralmente aos 50 Ω .

Este tipo de terminações facilita a utilização de altas frequências de sinal em contraste com terminações em curto-circuito ou circuito aberto. Os parâmetros s , ou *scattering parameters*, são indicados para descrever o comportamento eléctrico de sistemas lineares, e embora sejam aplicáveis a todas as gamas de frequência são principalmente utilizados em sistemas que operem na gama das radiofrequências.

Os s -parameters são dados como valores complexos, apresentando uma relação entre a amplitude e a fase, e são medidos em termos da incidência e reflexão de tensão utilizando um analisador vectorial. s_{ii} representa o coeficiente de reflexão no porto i quando o outro porto está terminado na impedância característica, enquanto s_{ij} é o ganho do porto j para o porto i considerando as mesmas condições.

Um sistema para ser descrito pelos parâmetros s pode ter um qualquer número de portos, em que como porto se considera qualquer ponto em que a corrente eléctrica entra ou sai do sistema. Deste modo, considerando um sistema de N portos, a matriz s que o caracteriza é composta por N^2 elementos.

A imagem que se apresenta de seguida corresponde à caracterização de um sistema de dois portos utilizando os parâmetros s :

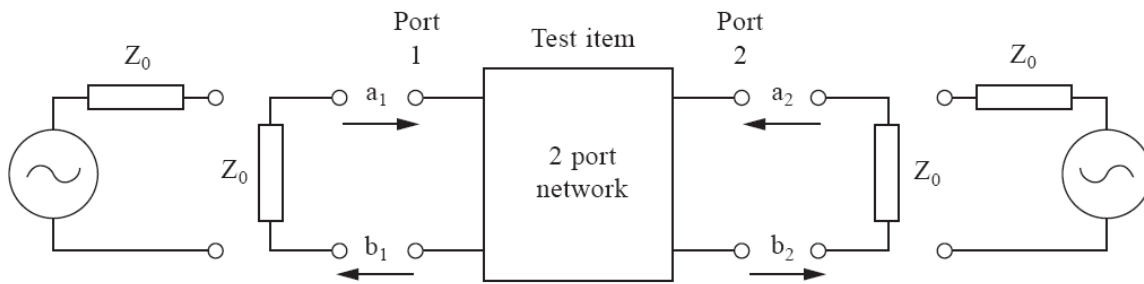


Figura 6.4 - Sistema de dois portos para caracterização dos parâmetros s [30]

Como se pode verificar para a determinação de qualquer um dos parâmetros s é necessário no mínimo a terminação de um dos portos com a impedância característica, Z_0 . As expressões para cálculo dos quatro parâmetros são as seguintes:

$$\text{Coeficiente de reflexão no porto de entrada} \quad s_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad (6.8)$$

$$\text{Coeficiente de transmissão directa} \quad s_{21} = \frac{b_2}{a_1} \quad (6.9)$$

$$\text{Coeficiente de transmissão inversa} \quad s_{12} = \frac{b_1}{a_2} \quad (6.10)$$

$$\text{Coeficiente de reflexão no porto de saída} \quad s_{22} = \frac{b_2}{a_2} \quad (6.11)$$

As expressões s_{12} e s_{21} correspondem ao ganho de tensão no sentido inverso e directo, respectivamente, enquanto os parâmetros s_{11} e s_{22} são equivalentes à expressão do coeficiente de reflexão de uma linha de transmissão, ρ_R , anteriormente referido na equação 6.7. O que difere nos dois parâmetros anteriores é o porto de entrada, onde é conectado o analisador vectorial, e o porto contrário que está terminado com a impedância característica, Z_0 .

Os factores a_N e b_N indicam respectivamente as ondas energéticas incidentes e reflectidas no sistema. É possível obter a relação entre estes factores e os parâmetros s recorrendo à matriz s :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}, \quad (6.12a)$$

$$\text{com} \quad b_1 = s_{11} a_1 + s_{12} a_2 \quad (6.12b)$$

$$\text{e} \quad b_2 = s_{21} a_1 + s_{22} a_2 \quad (6.12c)$$

Após esta introdução teórica aos parâmetros s é perceptível a sua grande utilidade para o projecto em desenvolvimento. Utilizando o analisador vectorial conectado ao dispositivo

primário do sistema e terminando o dispositivo secundário com a impedância característica é possível medir o parâmetro s_{11} , e como o valor de Z_0 é conhecido, determinar o valor de Z_L correspondente.

A importância de Z_L advém de esta impedância ser equivalente à impedância do sistema vista da entrada, Z_{LINK} , cuja expressão foi introduzida no capítulo 4. Determinando Z_{LINK} é possível obter o valor da capacidade do implante pois todas as outras variáveis presentes nas equações 4.19 e 4.20 são conhecidas.

Na secção 6.3 é apresentada a implementação deste método na análise do circuito de teste para determinação do valor da capacidade do dispositivo secundário, C_S .

6.2 - Detecção da frequência de oscilação da malha RLC

Nesta secção são apresentados os resultados experimentais da implementação da detecção da frequência de oscilação resultante da aplicação de um impulso na malha RLC que constitui o dispositivo secundário. Recorreu-se então a um circuito de teste semelhante ao utilizado no capítulo 5 para a análise sinusoidal do sistema.

Tal como no capítulo 5, apresentam-se simulações complementares utilizando o *software* CADENCE. O objectivo é comprovar as metodologias e fundamentos inerentes ao teste experimental que se pretende efectuar.

Na parte final da secção são apresentados os resultados experimentais para a simulação da influência da inserção de tecido de porco na interface indutiva para este tipo de teste.

6.2.1 - Resultados experimentais para a simulação do circuito de teste

Definiu-se então um esquema para o circuito de teste, apresentado na figura seguinte, que é muito semelhante ao utilizado no capítulo anterior para a análise sinusoidal.

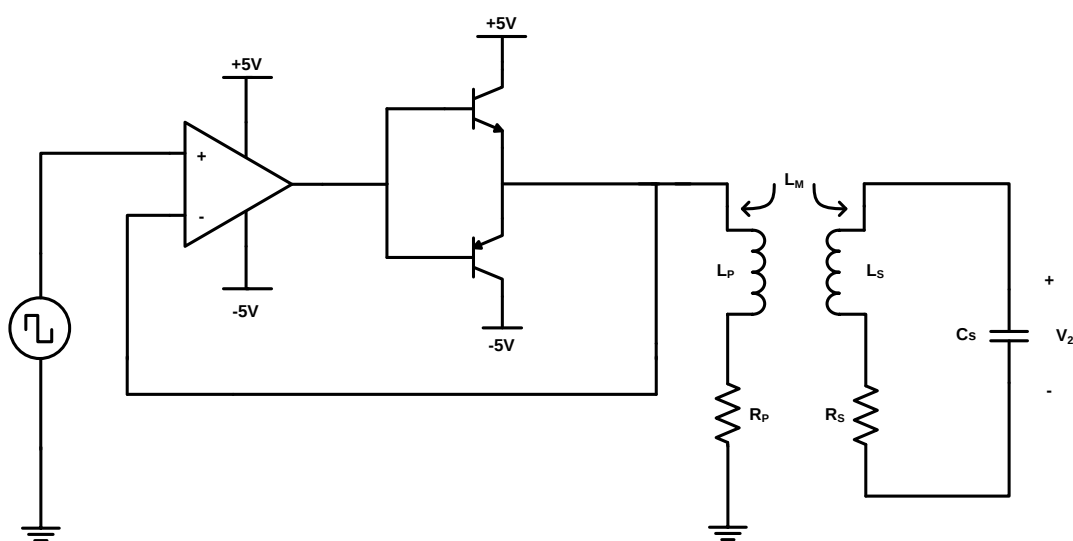


Figura 6.5 - Esquema do circuito de teste para detecção da oscilação da malha RLC

A única diferença deste esquema em relação ao anterior corresponde à forma de onda do sinal de entrada, que neste caso é quadrada. O objectivo é obter as formas de onda aos terminais de C_S e L_P para verificar se em ambos os casos é visível a frequência de oscilação resultante da aplicação de um impulso na malha RLC que constitui o circuito ressonante. Na medição aos terminais de C_S é esperado obter essa oscilação independentemente da separação entre as duas bobinas, mas aos terminais de L_P a obtenção dessa oscilação deverá estar limitada apenas a valores elevados de acoplamento magnético da interface indutiva.

Pelo facto de neste caso o objectivo ser a medição de uma frequência de oscilação e não a amplitude do sinal obtida, ao utilizar o osciloscópio para medir as formas de onda será utilizada na ponta de prova uma atenuação de dez vezes, pois permite detectar mais facilmente a oscilação que se pretende medir. Também por este motivo, foi utilizada uma capacidade C_S de valor 100 pF, pois através de simulações iniciais concluiu-se que seria impossível detectar essa oscilação com uma capacidade de 10 pF. Desta forma, a capacidade total do circuito receptor será de 139 pF, contando já com a capacidade parasita da ponta de prova.

Nesta verificação experimental a frequência do sinal de entrada será de 100 kHz, de forma a ser visível a oscilação pretendida após as transições de descida ou subida da onda quadrada, que simulam os impulsos a aplicar no dispositivo secundário.

Para provar a teoria apresentada simulou-se inicialmente o sistema num *software* informático, o CADENCE. O esquemático do circuito implementado foi o da figura que se segue. Os valores de indutância utilizados na simulação computacional foram novamente os da geometria rectangular, 1,093 μ H, e foi utilizado um condensador de 10 pF.

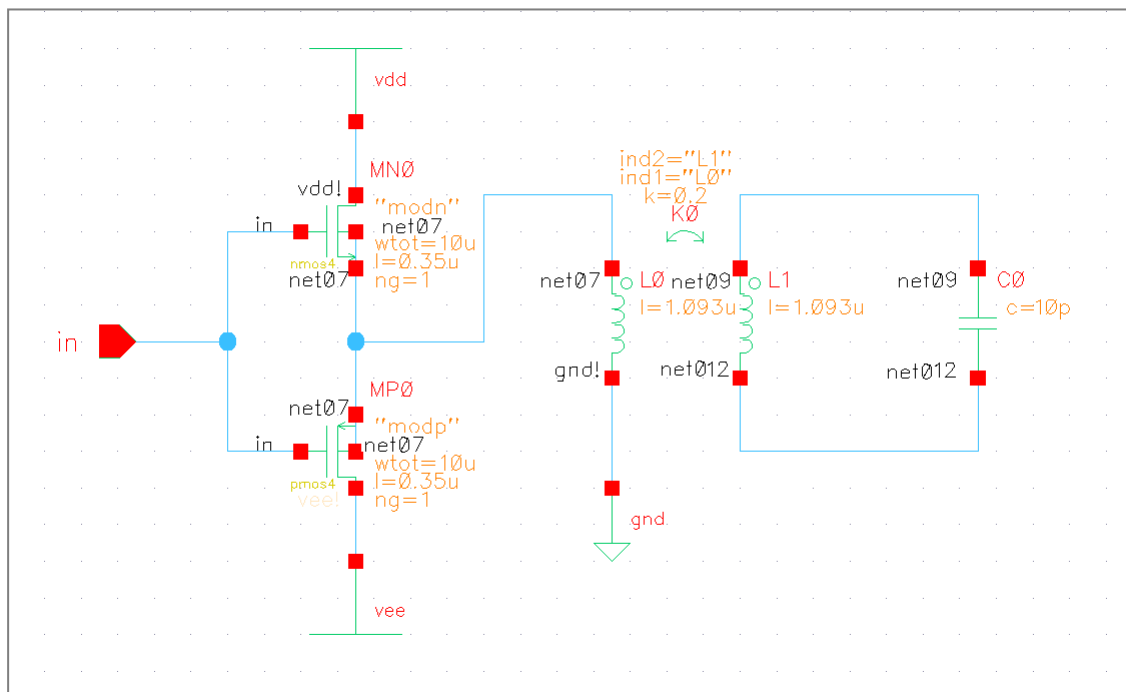


Figura 6.6 - Esquemático utilizado no CADENCE para análise da resposta da malha RLC

Como se pode verificar nesta simulação foram utilizados dois transístores CMOS em montagem colector comum, um de modo N e outro de modo P. Este tipo de transístores

apresenta um comportamento muito semelhante aos TBJs, e o objectivo neste caso é o de isolar o sinal de entrada da bobina emissora, de forma a ser possível obter as formas de onda aos seus terminais.

As figuras seguintes apresentam as formas de onda obtidas para dois diferentes valores de acoplamento magnético, $k=0,5$ e $0,2$.

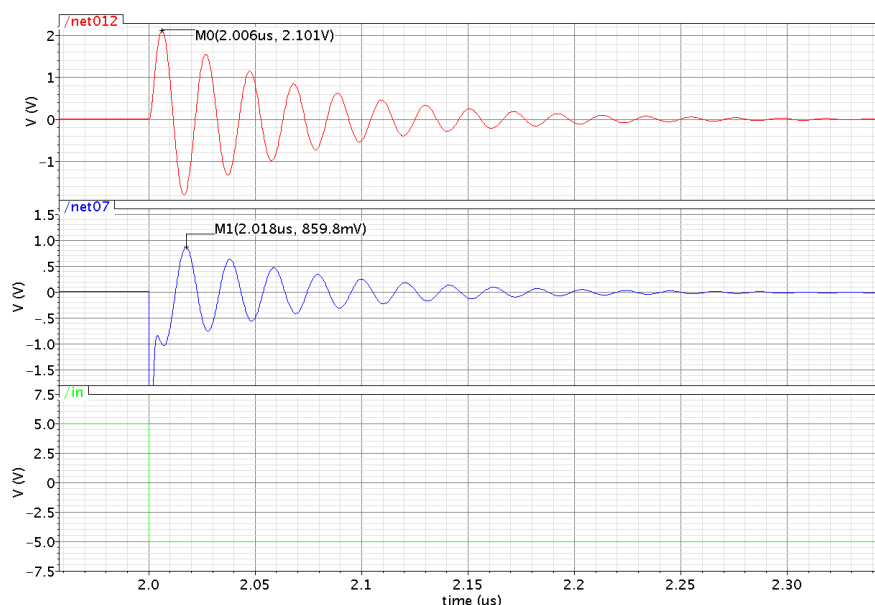


Figura 6.7 - Formas de onda obtidas no CADENCE na análise de resposta para $k=0.5$

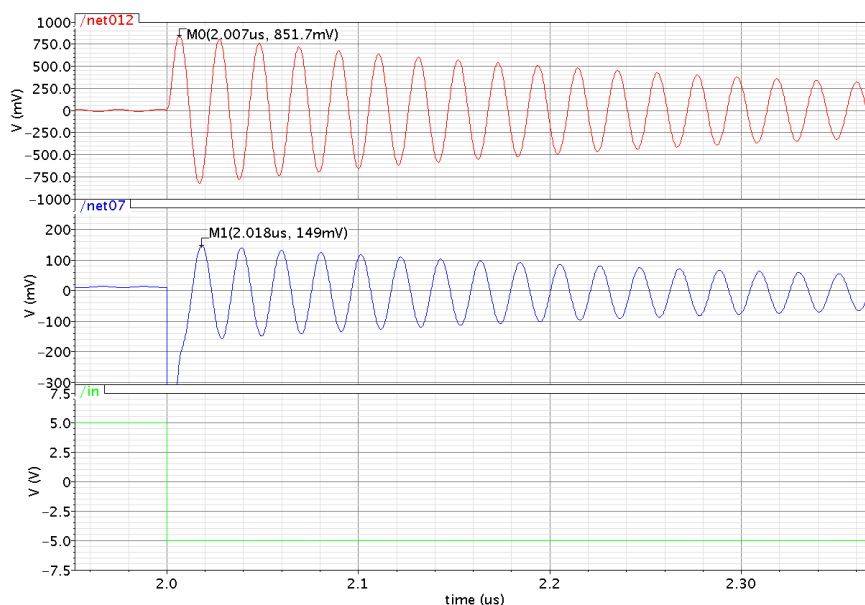


Figura 6.8 - Formas de onda obtidas no CADENCE na análise de resposta para $k=0.2$

Os dois resultados comprovam a metodologia que se pretende implementar a nível experimental no circuito de teste. A frequência de oscilação resultante da aplicação de um impulso na malha RLC foi obtida tanto aos terminais de C_s ($C0$) como de L_p ($L0$). Tal como foi teoricamente previsto, com o decréscimo do acoplamento magnético da interface indutiva

diminuiu também a amplitude da oscilação dos dois sinais medidos. Essa mesma amplitude, como seria de esperar é superior no circuito receptor (*net012*) em relação ao circuito emissor (*net07*), pois a oscilação visível no dispositivo primário é resultado do efeito de indução magnética que propaga a oscilação originária no dispositivo secundário.

Outro resultado visível nas figuras 6.7 e 6.8 corresponde ao facto da atenuação da amplitude da oscilação ser superior para $k=0,5$, comparativamente a $k=0,2$. Isto justifica-se pelo facto do coeficiente de amortecimento, α , aumentar com o aumento do factor de acoplamento magnético da interface indutiva, k , tal como demonstrado anteriormente na equação 6.6. Por outro lado, verifica-se também que a frequência de oscilação é praticamente igual nos dois casos, o que confirma a consideração realizada anteriormente - $\omega_d \approx \omega_0$.

Tendo ficado demonstrado a teoria subjacente ao tipo de simulação que se pretende realizar são apresentados em seguimento os resultados experimentais adquiridos na simulação do circuito de teste.

Tal como na análise sinusoidal foram utilizados quatro patamares de medição de forma a simular diferentes factores de acoplamento magnético. As distâncias entre bobinas utilizadas foram então de 0,5 cm, 1,6 cm, 2,5 cm e 4,5cm. Nas figuras seguintes são apresentadas as formas de onda obtidas apenas para a geometria quadrada.

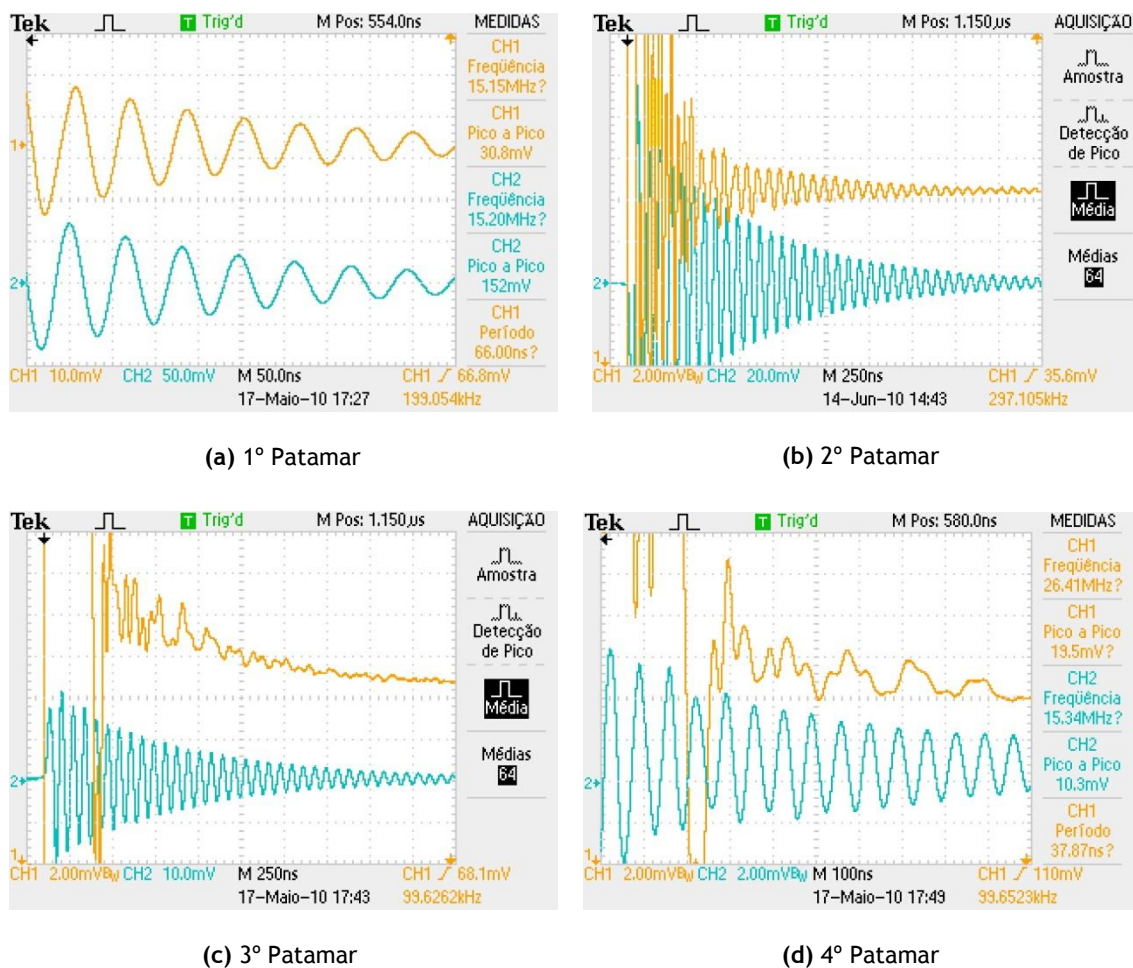


Figura 6.9 - Resposta ao impulso por patamar para geometria quadrada

Como é visível na figura 6.8b as formas de onda foram obtidas analisando a média de 64 amostras, de forma a obter sinais mais estáveis. Comparando as formas de onda para os diferentes patamares verifica-se que apenas nos 1º e 2º patamares foi possível medir no dispositivo primário (CH1-canal superior) a frequência de oscilação característica da malha RLC do circuito receptor, enquanto no dispositivo secundário (CH2-canal inferior) essa oscilação é visível para os quatro patamares de simulação, comprovando o que foi teoricamente previamente.

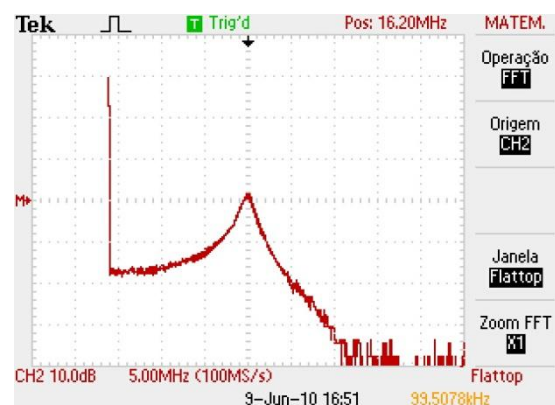
É de salientar que para o 1º patamar obteve-se uma frequência de oscilação muito próxima para as duas formas de onda, cerca de 15,2 MHz, e a oscilação da onda obtida no dispositivo primário foi muito perfeita.

No sentido de ter valores da frequência de oscilação mais precisos recorreu-se a uma opção do osciloscópio digital utilizado que permite obter a transformada rápida de *Fourier* (FFT-Fast Fourier Transform) para os dois canais de medição. Esta transformada decompõe um sinal em componentes de diferentes frequências, sendo uma aproximação da transformada de *Fourier* discreta (DFT-Discrete Fourier Transform). A importância deste tipo de transformada reside no facto de se pretender medir uma frequência de oscilação logo é de esperar a obtenção de um pico na FFT a essa frequência característica.

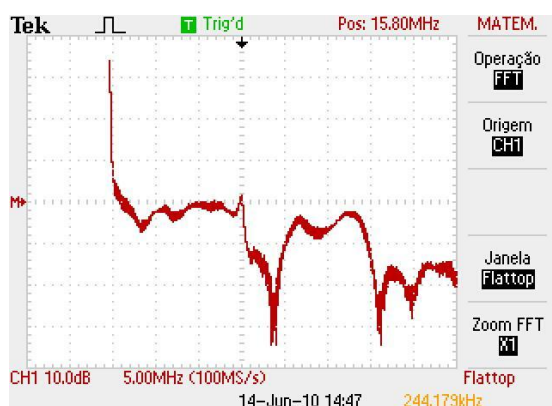
A figura seguinte apresenta a FFT obtida para os diferentes patamares de medição.



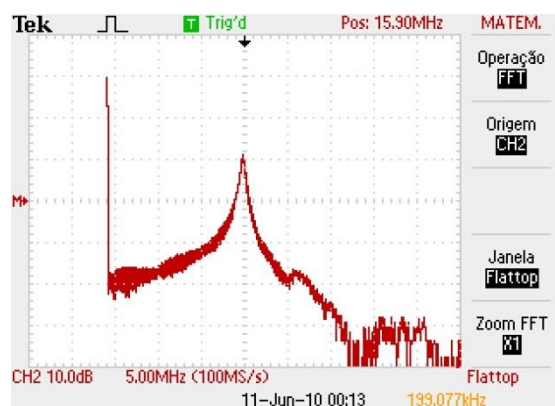
(a) 1º patamar canal 1



(b) 1º patamar canal 2



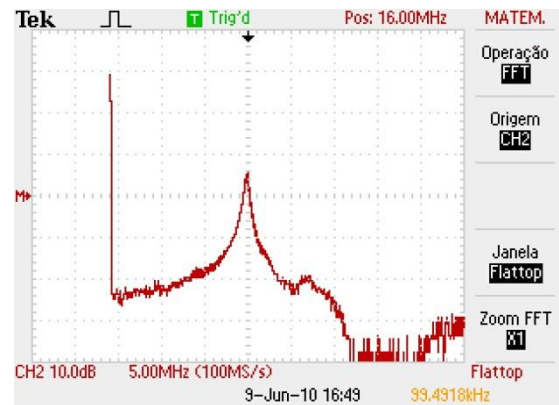
(c) 2º patamar canal 1



(d) 2º patamar canal 2



(e) 3º patamar canal 1



(f) 3º patamar canal 2



(g) 4º patamar canal 2

Figura 6.10 - FFTs para os diferentes patamares utilizando a bobina de geometria quadrada

O conjunto de imagens apresentado demonstra que apenas no 1º e 2º patamar de medição, com uma distância máxima de 1,6 cm, foi possível captar no dispositivo primário (CH1) a frequência de oscilação da malha RLC do circuito receptor. Como se pode verificar na figura 6.9e já não é detectável qualquer pico na FFT à frequência de oscilação esperada. Em relação à detecção no dispositivo secundário (CH2) a essa frequência é visível um pico predominante para todos os patamares utilizados. Estes resultados estão de acordo com a previsão realizada anteriormente.

No que concerne aos valores obtidos para a frequência de oscilação estes estão compreendidos entre os 16,0 e os 16,2 MHz. Tal como foi supracitado na secção 6.1 esta frequência corresponde à frequência característica da resposta a um impulso de uma malha RLC no regime subamortecido. Neste caso essa frequência corresponde à frequência de ressonância, f_0 , pois na expressão de cálculo da frequência angular amortecida, ω_d , o valor da frequência de Neper, a , pode ser desprezado. A expressão que nos permite determinar f_0 é a seguinte:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_s C_s (1 - k^2)}} \quad (6.13)$$

Utilizando a expressão anterior e substituindo L pela indutância da bobina quadrada, 0,683 μH , e C pela capacidade total no circuito secundário, 139 pF, obtemos então a frequência de ressonância teoricamente prevista. O valor de f_0 esperado está compreendido no intervalo definido entre os 17,2MHz e os 16,3 MHz, para os diferentes valores de k das quatro medições, valores estes relativamente próximos dos obtidos nas simulações experimentais. A diferença verificada poderá estar relacionada com o facto do valor experimental da indutância ter sido medido a uma frequência de 10 MHz e no caso desta simulação da resposta ao impulso do circuito secundário ser impossível determinar qual a frequência de referência, podendo existir uma variação ligeira no valor de indutância. Simultaneamente, este desvio poderá estar associado a capacidades parasitas adicionadas pelo próprio circuito de teste.

Com todos os resultados experimentais e computacionais apresentados ficou demonstrado que é possível obter o valor da capacidade do implante no circuito emissor utilizando o método da resposta ao impulso da malha RLC do circuito receptor. O único senão corresponde ao distanciamento entre as bobinas que para possibilitar a detecção da frequência no dispositivo primário tem de ser muito reduzida.

Relativamente a um método auxiliar a implementar no dispositivo primário que possibilite a geração de um sinal de amplitude constante e à frequência de ressonância do dispositivo secundário, recorrendo a uma PLL por exemplo, a sua implementação será complicada. A razão reside na dificuldade de captar uma oscilação de período tão reduzido e de um sinal já por si com elevada distorção. Outra solução para a determinação da capacidade do implante será exposta na secção 6.3.

6.2.2 - Medição da influência do tecido de porco na detecção da frequência de ressonância da malha RLC

É agora abordada a influência da inserção do tecido de porco na detecção no circuito emissor da frequência de ressonância da malha RLC que constitui o circuito que simula o implante.

Tal como se referiu na secção 5.3 é teoricamente esperado uma redução da frequência de ressonância do dispositivo secundário, derivado a capacidades parasitas adicionadas ao modelo equivalente do sistema pelo novo meio inserido na interface indutiva, o tecido de porco. Estas capacidades parasitas poderão ser explicadas pelo meio em si, pois o tecido de porco apresenta elevado grau de humidade, e também pelas transições entre os meios ar-tecido-ar na interface indutiva.

Tal como na secção 5.3 procedeu-se à simulação experimental do efeito do tecido de porco, mas neste caso utilizando uma onda quadrada de sinal de entrada, com frequência de 100kHz, para determinar a resposta ao impulso do circuito receptor ressonante. A distância entre bobinas foi também de 1,6 cm e as espessuras de tecido utilizadas foram as mesmas (4 mm, 8 mm e 16mm), pois esta simulação foi realizada em simultâneo com a da análise sinusoidal documentada na secção 5.3.

A análise da frequência de ressonância foi realizada novamente com recurso à opção de visualizar no próprio osciloscópio a transformada rápida de *Fourier* (FFT) e a geometria de bobinas utilizada foi a rectangular. Os resultados obtidos estão expostos na figura seguinte.

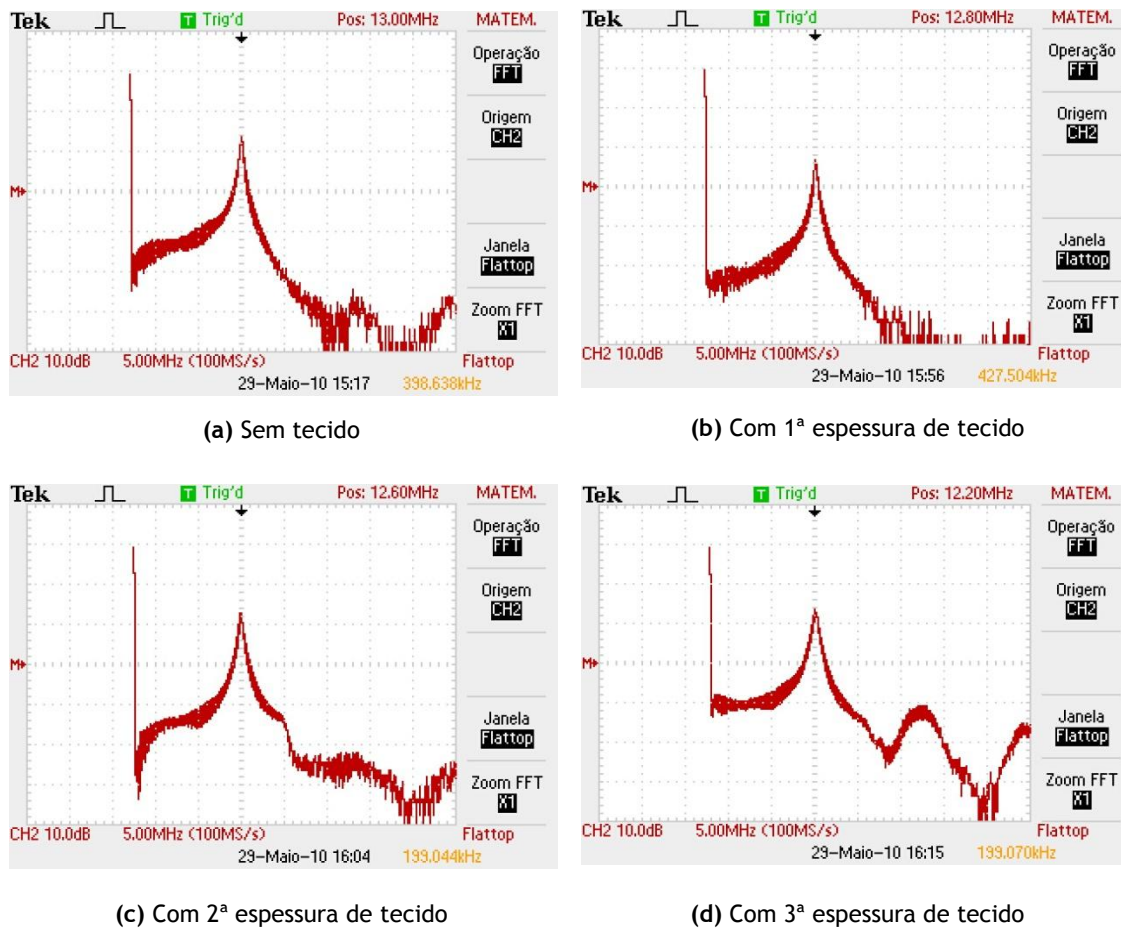


Figura 6.11 - FFTs obtidas na simulação do tecido de porco

As FFTs apresentadas dizem respeito apenas ao canal 2. Isto é justificado por se pretender determinar a influência da inserção do tecido na interface indutiva e, desta forma, ser apenas necessário apresentar os resultados obtidos para um dos canais, sendo canal 2 o que apresenta uma FFT com um pico à frequência de ressonância mais acentuado.

Relativamente à frequência de ressonância obtida na figura 6.11a, sem tecido de porco entre as bobinas, a frequência obtida está muito próxima da teoricamente prevista, que utilizando a expressão 6.13 seria de 12,96 MHz. As frequências de ressonância relativas às diferentes espessuras de tecido, tal como nos valores obtidos para a atenuação na secção 5.3, apresentam proporcionalidade entre a frequência e a espessura utilizada.

Analisando ao detalhe, a variação da 1ª espessura de tecido para o caso em que não existe tecido é de 200 kHz, da 1ª para a 2ª espessura é também de 200 kHz, e da 2ª para a 3ª espessura é de 400 kHz. Estes decréscimos da frequência são proporcionais à espessura respectiva pois espessuras consecutivas têm o dobro da espessura original.

Deste modo, é possível aproximar o decréscimo da frequência de ressonância do circuito secundário provocado pelo tecido de porco por aproximadamente 50 kHz por milímetro de espessura. A figura seguinte, produzida em MATLAB, apresenta o decréscimo esperado para espessuras até aos 16 milímetros, estando baseada nos resultados anteriores.

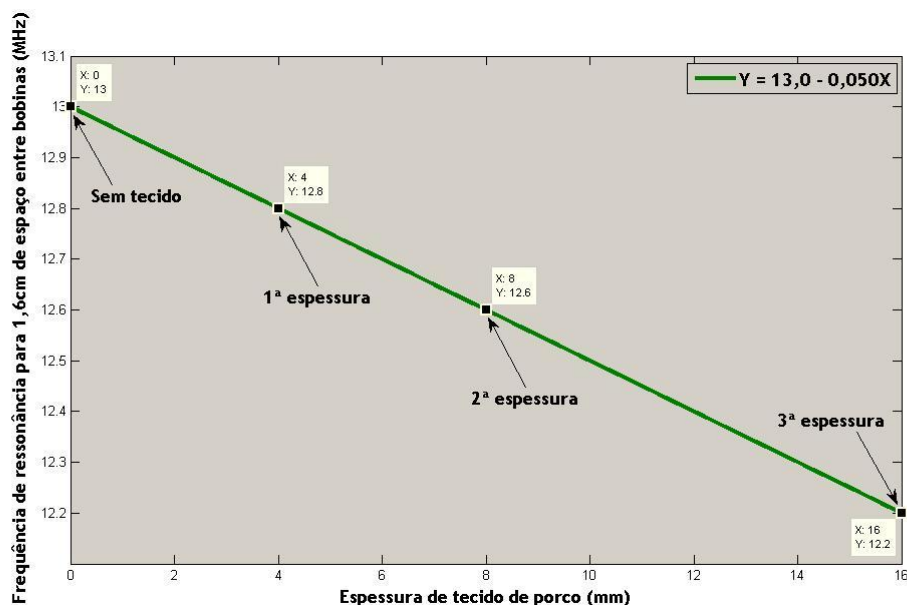


Figura 6.12 - f_0 em função da espessura de tecido entre as bobinas

Os valores de f_0 medidos para as diferentes espessuras correspondem aos valores dos pontos marcados na figura anterior, onde o declive da função apresentada corresponde aos 50 kHz por milímetro de espessura.

Finalizado então este estudo do efeito da inserção do tecido de porco na interface indutiva pode-se concluir que se comprovou a adição das capacidades parasitas teoricamente esperadas, tendo sido mesmo definido um factor de atenuação para a frequência de ressonância relacionado com a espessura de tecido de porco utilizado na interface indutiva.

6.3 - Determinação de C_s utilizando os parâmetros s

Nesta secção são apresentados os resultados experimentais de outro método para a determinação da capacidade do implante, que corresponde à utilização dos parâmetros s de modo a permitir obtenção da impedância do sistema vista da entrada. Tal como na secção anterior recorreu-se a um circuito de teste semelhante ao utilizado no capítulo 5.

O objectivo é verificar se é viável a implementação deste método para determinação de C_s no dispositivo primário. Adicionalmente, será efectuada uma validação teórica dos resultados experimentais utilizando as duas equações que caracterizam Z_{LINK} apresentadas no capítulo 4.

Em primeiro lugar, são apresentados os resultados obtidos através da simulação experimental do circuito de teste, e posteriormente é realizada uma confrontação com os resultados teoricamente previstos.

Para a análise experimental definiu-se então um novo esquema para o circuito de teste, que se apresenta na figura seguinte:

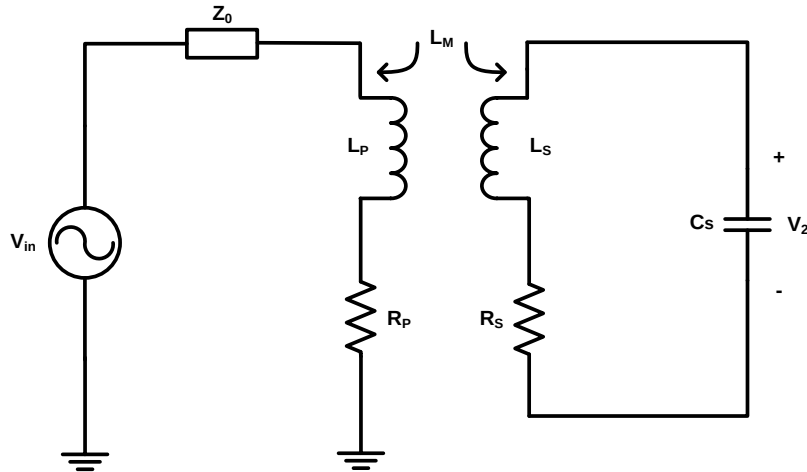


Figura 6.13 - Esquema do circuito utilizado para medição de Z_{LINK}

Analisando a figura verifica-se que apenas foi mantida uma parte do circuito do dispositivo primário, não estando presente nem o amplificador operacional nem os transístores em montagem colector comum, e que foi adicionada a impedância Z_0 .

A não existência do AmpOp e dos TBJs é explicada pelo facto de se utilizar um analisador vectorial para efectuar as medições experimentais. Este aparelho para além de alimentar o circuito adiciona uma impedância característica, Z_0 , de valor 50Ω , que não corresponde neste caso a uma resistência parasita, mas sim a uma impedância de referência que possibilita a determinação dos parâmetros s que descrevem o sistema. Deste modo, não faz qualquer sentido utilizar montagens adicionais para minimizar a resistência a montante da bobina do dispositivo primário.

De modo a determinar os parâmetros s na entrada do sistema tem de estar presente a impedância característica, tal como referido na introdução aos parâmetros s na secção 6.1. Assim se justifica a inserção de Z_0 no circuito emissor.

Com este tipo de montagem pretende-se medir no analisador vectorial o parâmetro s_{11} , introduzido na equação 6.8, e utilizando a definição do coeficiente de reflexão, ρ_R , equação 6.7, determinar a respectiva impedância Z_{LINK} do sistema. Como o parâmetro s_{11} corresponde ao coeficiente de reflexão na entrada, para o seu cálculo podem ser utilizadas as duas expressões anteriores (6.7 e 6.8). Deste modo, obtém-se a seguinte relação entre Z_{LINK} , Z_0 e s_{11} :

$$\rho_R = s_{11} = \frac{Z_{LINK} - Z_0}{Z_{LINK} + Z_0} \Leftrightarrow Z_{LINK} = -Z_0 \left(\frac{s_{11} + 1}{s_{11} - 1} \right) \quad (6.12)$$

A equação anterior foi utilizada no próprio analisador vectorial de forma a obter directamente os valores de Z_{LINK} experimentais. De salientar que foram medidos em separado a parte real e a parte imaginária desta impedância, de forma a possibilitar uma análise independente das duas componentes.

A simulação experimental com o recurso ao analisador vectorial foi novamente efectuada numa câmara anecóica à semelhança das medições das indutâncias das bobinas implementadas em placas de circuito impresso. O objectivo mantém-se inalterado, que é o de minimizar ao máximo o ruído exterior, de modo a que este não influencie negativamente as medições a realizar.

Devido a se utilizar o analisador vectorial foi necessário utilizar um conector especializado para o aparelho, tal como nas medições das indutâncias, para possibilitar a medição de Z_{LINK} aos terminais de L_p . De forma equivalente à mencionada no capítulo 4, este conector adiciona uma resistência eléctrica e uma indutância parasita ao sistema, cuja influência estará sempre presente nos valores obtidos nas medições experimentais.

O procedimento de teste consistiu na utilização de diferentes valores de capacidade para o dispositivo secundário, entre os 1 pF e os 100 pF, com o objectivo de caracterizar a dependência de Z_{LINK} com a capacidade C_s , tanto da parte real como da imaginária. Posteriormente, é realizada a validação dos resultados através de uma análise teórica, utilizando as expressões dessas duas componentes da impedância vista de entrada, equações 4.19 e 4.20, definidas na secção 4.1.

O circuito de teste foi analisado experimentalmente a uma frequência de operação de 10 MHz, e a distância entre bobinas utilizada foi de 1,6 cm (2° patamar), do que resulta um coeficiente de acoplamento magnético de aproximadamente 0,086, valor consultado na tabela 5.3. A geometria das bobinas planares escolhida foi a rectangular por ser a que garante uma maior indutância, e consequentemente uma maior transmissão de potência entre os dois dispositivos. Na tabela seguinte estão expostos os resultados obtidos no analisador vectorial para as diferentes capacidades.

Tabela 6.1 - Valores experimentais de Z_{LINK} para diferentes valores da capacidade C_s

Capacidade (pF)	Impedância vista da entrada	
	$\Re(Z_{LINK})$ (Ω)	$\Im(Z_{LINK})$ (Ω)
1	1,3(2)	74,99
4	1,3(1)	75,02
10	1,3(3)	75,04
48	1,3(3)	75,20
68	1,3(4)	75,31
100	1,3(3)	75,56

Na tabela anterior a parte real de Z_{LINK} apresenta uns parênteses na segunda casa decimal, e a justificação para tal corresponde ao facto de esse valor apresentar um elevado grau de incerteza, já que não foi possível estabilizar o valor obtido no analisador vectorial, mesmo utilizando uma média de 128 amostras. Deste modo com os resultados apresentados da parte real, e considerando apenas o valor até às décimas, apenas se pode concluir que esta componente não apresenta grande variação com o aumento da capacidade C_s .

Em relação à parte imaginária, já se conseguiu obter medições precisas, e analisando os valores obtidos, verifica-se que esta componente de Z_{LINK} aumenta ligeiramente com o respectivo aumento da capacidade utilizada no dispositivo secundário.

Adicionalmente e com o objectivo de verificar a influência do factor de acoplamento magnético nas duas componentes de Z_{LINK} efectuaram-se duas medições suplementares utilizando para distância entre bobinas 0,5 cm (1° patamar). Neste caso, o valor de k é de aproximadamente 0,359. Os valores obtidos utilizando capacidades de 10 pF e 48 pF foram os seguintes:

Tabela 6.2 - Medições suplementares de Z_{LINK} para $k=0,359$

Capacidade (pF)	Factor de acoplamento (k)	Impedância vista da entrada	
		$\Re(Z_{LINK})$ (Ω)	$\Im(Z_{LINK})$ (Ω)
10	0,086	1,3(3)	75,04
	0,359	1,3(4)	75,73
48	0,086	1,3(3)	75,20
	0,359	1,3(6)	78,32

A tabela anterior demonstra uma maior dependência com o valor da capacidade utilizado para a componente imaginária de Z_{LINK} . Utilizando uma distância inferior entre bobinas, 0,5 cm, o valor real de Z_{LINK} manteve-se na mesma ordem de grandeza e novamente com um elevado grau de incerteza, enquanto para a parte imaginária obteve-se uma amplificação do valor obtido. Simultaneamente, na parte imaginária verifica-se um aumento da diferença entre os valores obtidos para ambas as capacidades de teste, pois no caso de $k=0,086$ a diferença situa-se aproximadamente em duas casas decimais, enquanto para $k=0,359$ essa aumenta para quase três ohms.

A verificação anterior permite concluir que a impedância do sistema vista da entrada apresenta uma dependência considerável no coeficiente de acoplamento magnético da interface indutiva.

Para concluir a análise experimental de Z_{LINK} realizaram-se medições adicionais para determinar se existem efeitos parasitas resultantes da implementação do próprio circuito de teste numa placa de montagem, que possam estar a ser contabilizados nos resultados apresentados nas duas tabelas anteriores. Esta questão foi levantada pois na medição das componentes de Z_{LINK} realizadas no analisador vectorial eram visíveis picos de sinal a frequências não esperadas que poderão corresponder a frequências de ressonância suplementares. Entre outros factores, estas podem ser o resultado das camadas de metal condutor que constituem as *breabords*, por exemplo.

Para a medição destes efeitos parasitas efectuaram-se medições em que apenas se colocou o conector ligado aos terminais da bobina primária na placa de montagem, sem estar colocada qualquer bobina secundária no circuito de teste, e posteriormente confrontaram-se os valores obtidos com o caso em que se liga directamente o indutor ao conector. Utilizando este procedimento obteve-se uma impedância parasita para a componente imaginária, adicionada pela *breaboard*, de aproximadamente 3,21 ohms, logo os valores reais de $\Im(Z_{LINK})$ apresentados nas duas tabelas anteriores correspondem ao valor apresentado menos a referida impedância parasita. Relativamente à parte real obteve-se uma impedância parasita de aproximadamente 0,1 ohms. No entanto, não se retiraram conclusões neste caso, pois tal como supramencionado os valores de $\Re(Z_{LINK})$ medidos no analisador vectorial são bastante imprecisos.

Estando finalizada a análise experimental da medição da impedância vista da entrada com o recurso ao analisador vectorial, é efectuada de seguida a análise teórica deste método de determinação da capacidade do implante.

Com esse objectivo foram realizadas simulações em MATLAB de forma a obter a dependência esperada teoricamente das duas componentes de Z_{LINK} com a variação da capacidade no dispositivo secundário. Para esta análise teórica utilizaram-se as equações

definidas no capítulo 4 que definem a parte real e imaginária de Z_{LINK} , equações 4.19 e 4.20 respectivamente.

Tal como nas medições experimentais utilizou-se uma frequência de operação de 10 MHz e a geometria escolhida correspondeu à rectangular. Como na análise experimental a influência do conector, necessário para a ligação entre o circuito de teste e o analisador vectorial, está sempre presente, os valores de indutância e de resistência eléctrica utilizados foram os da tabela 4.5, que contabilizam o efeito parasita provocado pelo conector.

A figura seguinte apresenta os resultados teóricos obtidos no MATLAB para a simulação da dependência de C_S nas duas componentes de Z_{LINK} , considerando um factor de acoplamento magnético de 0,086 (2º patamar):

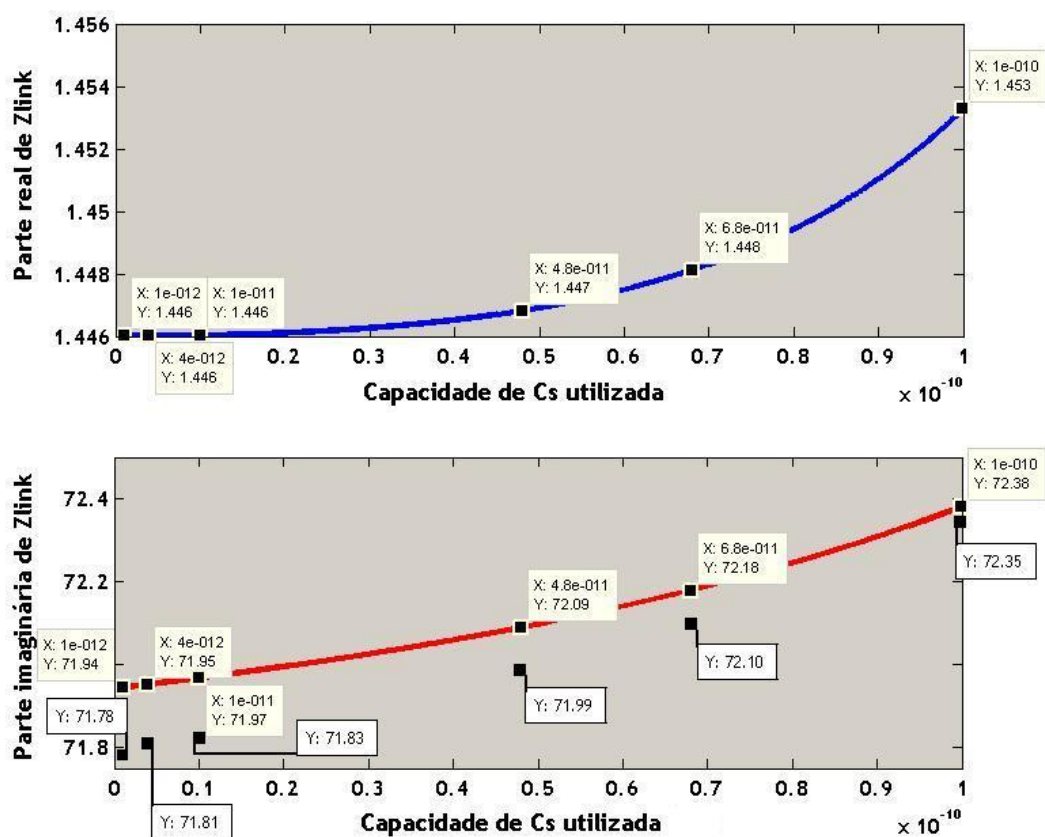


Figura 6.14 - Dependência teórica de C_S nas duas componentes de Z_{LINK}

Analisando os dois gráficos apresentados na figura anterior verifica-se que teoricamente as duas componentes de Z_{LINK} são proporcionais ao aumento da capacidade do implante. No gráfico da parte imaginária, além da variação teórica prevista de $\Im(Z_{LINK})$ em função de C_S são também apresentados seis marcadores adicionais, fora da recta da função. Estes correspondem aos valores de $\Im(Z_{LINK})$ obtidos experimentalmente para as diferentes capacidades utilizadas, tendo já sido decrementada a impedância parasita adicionada pela placa de montagem.

No gráfico da parte real não foi realizado o mesmo género de operação, pois os valores experimentais obtidos apresentam um erro elevado associado não permitindo efectuar uma correcta confrontação com os valores teóricos visíveis na figura anterior.

Por conseguinte, a análise teórica restringiu-se à parte imaginária de Z_{LINK} . Comparando os valores experimentais e os teóricos verifica-se uma grande proximidade entre ambos e o factor de acréscimo entre capacidades consecutivas é bastante similar. O desvio verificado pode justificar-se na dificuldade de garantir um factor de acoplamento magnético equivalente (0,086) entre os dois tipos de simulação e também no erro associado aos diferentes condensadores utilizados na análise experimental do circuito de teste.

De seguida apresenta-se a análise teórica da componente imaginária de $\Im(Z_{LINK})$ considerando um acoplamento magnético de 0,359 correspondente à distância entre bobinas do 1º patamar.

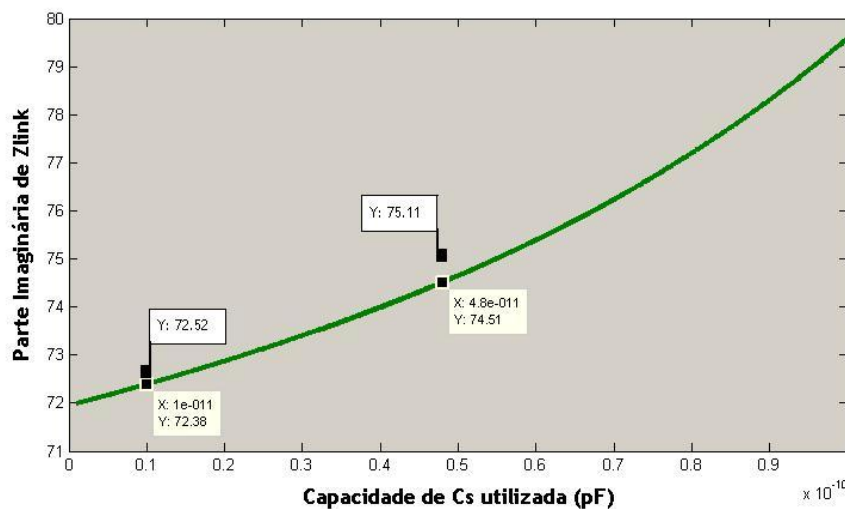


Figura 6.15 - Dependência de C_s em $\Im(Z_{LINK})$ para $k=0,359$

Analisando o gráfico anterior pode-se concluir que, tal como documentado na tabela 6.2, aumentando o factor de acoplamento magnético aumenta a dependência de $\Im(Z_{LINK})$ em C_s , ou seja, aumenta a diferença entre a impedância obtida para as duas capacidades apresentadas. Tal como na figura 6.14, foram adicionados na figura anterior marcadores com os valores experimentais obtidos para um k de aproximadamente 0,359.

Foi novamente obtido um grande paralelismo entre os valores teóricos previstos e os valores medidos no analisador vectorial, sendo a diferença verificada justificada pelas razões supramencionadas.

Os resultados obtidos e apresentados nas figuras 6.14 e 6.15 permitem concluir que o método da medição da impedância vista da entrada possibilita uma determinação da capacidade do implante no circuito emissor bastante precisa, considerando apenas a componente imaginária de Z_{LINK} . O método apresenta apenas um obstáculo à sua posterior implementação no sistema, que consiste na sua dependência considerável no coeficiente de acoplamento magnético verificado entre as bobinas. Isto corresponde a um entrave à sua implementação pois é bastante difícil garantir um determinado valor de k desejado para a interface indutiva do sistema.

Capítulo 7

Conclusão

Este corresponde ao capítulo final da dissertação. Aqui é efectuada primeiramente uma análise global de todo o trabalho apresentado no documento na secção de conclusões. Para finalizar, é abordado o trabalho a realizar de futuro, que se enquadra no projecto desta dissertação e se considera ter particular interesse para futura implementação da interface indutiva no projecto do implante humano pretendido.

7.1 - Conclusões

O trabalho apresentado nesta dissertação aborda o projecto de uma interface indutiva para aplicação em micro-dispositivos médicos. O projecto enquadra-se num outro projecto de maior dimensão em que é pretendida a produção a curto prazo de um implante humano orientado para a monitorização do aneurisma aórtico-abdominal, através da detecção do valor da capacidade do implante no dispositivo exterior.

No trabalho realizado nesta dissertação utilizou-se um protótipo do implante recorrendo a um circuito de teste implementado numa placa de montagem. O circuito de teste utilizado é bastante semelhante ao modelo equivalente do sistema, apresentado no capítulo 4, sendo constituído por um dispositivo secundário, que emula o implante, e que é alimentado por um dispositivo primário recorrendo ao princípio de indução magnética.

A transferência de potência entre os dois dispositivos é realizada através de uma interface indutiva, que consiste na utilização de dois indutores, um em cada dispositivo, e que tem associado um determinado coeficiente de acoplamento magnético. O projecto de indutores consistiu então num tema fundamental de estudo no decorrer do projecto.

No capítulo 3 procedeu-se ao levantamento de diferentes técnicas de micro-fabricação de indutores, tendo sido definido que a tecnologia a utilizar de futuro na produção do implante humano corresponderá à implementação de um indutor planar sobre um substrato flexível constituído por uma película de polímero. A justificação para esta escolha reside no facto de esta técnica possibilitar a colocação do implante no organismo humano de uma forma pouco evasiva.

No entanto, como no projecto desenvolvido o implante humano é simulado através de um circuito de teste, as técnicas para o fabrico dos indutores utilizadas foram distintas. Apenas se teve em consideração as dimensões previstas para a bobina do implante, que será da ordem dos 2 cm de diâmetro, logo as bobinas utilizadas apresentam dimensões semelhantes.

Neste sentido, na secção 4.2 são apresentados os dois tipos de indutores fabricados experimentalmente e são enumeradas várias fórmulas para o cálculo da indutância de indutores de diferente geometria. Foram então fabricadas bobinas circulares de secção de fio circular e bobinas planares de secção de fio rectangular. O método utilizado para o fabrico das bobinas circulares foi um pouco rudimentar justificando o elevado erro verificado entre os valores teóricos calculados para a indutância e os valores medidos experimentalmente.

Relativamente às bobinas planares, estas foram implementadas em placas de circuito impresso, tendo sido construídos indutores de cinco diferentes geometrias. A medição da sua indutância foi realizada numa câmara anecóica de forma a obter valores com elevado grau de precisão e sem influência de ruído exterior. Desta forma, os valores de indutância medidos foram muito semelhantes aos teoricamente previstos, utilizando a expressão apropriada, tendo-se obtido um erro máximo de 1,79 %. Esta análise foi apenas efectuada para três das cinco geometrias de indutores pois não foram encontradas fórmulas de indutância específicas para as geometrias rectangular e octogonal.

Nas medições experimentais efectuadas para os indutores fabricados procedeu-se também à medição de outro componente presente no modelo equivalente do sistema, a resistência eléctrica. Esta resistência assume dois tipos, DC e AC, sendo que a R_{DC} deriva da resistividade eléctrica característica do material condutor, e a R_{AC} é resultado do efeito pelicular que advém da tendência de a corrente alternada não se distribuir uniformemente dentro de um condutor eléctrico.

Contabilizando os valores experimentais obtidos para a resistência eléctrica e os da indutância concluiu-se que estes são proporcionais à área respectiva do indutor, ou seja, quanto maior o indutor maior é a sua indutância e a resistência eléctrica, resultado este que era teoricamente expectável. Adicionalmente, e confrontando os valores obtidos para os dois tipos de indutores fabricados ficou definido que os indutores a utilizar na simulação do circuito de teste corresponderiam às bobinas planares implementadas em PCBs.

O passo seguinte do projecto, documentado no capítulo 5, consistiu na análise do sistema em regime sinusoidal através da simulação experimental do circuito de teste. Com esta simulação pretendeu-se determinar a influência das diferentes geometrias na transferência de potência verificada entre os dois dispositivos do sistema. O circuito de teste simula o modelo equivalente do sistema, descrito na secção 4.1, com o objectivo de validar o modelo e a equação da função de transferência do sistema definida. Para completar esta análise efectuou-se também uma simulação computacional do sistema utilizando o *software* informático CADENCE, que comprovou as metodologias e fundamentos inerentes ao teste experimental referido.

O esquema do circuito de teste utilizado diferiu um pouco do modelo equivalente do sistema apresentado na figura 4.1, pois teve de se ter em conta efeitos parasitas adicionados pelos aparelhos electrónicos utilizados na simulação experimental. Assim, foi adicionado um AmpOp, em montagem seguidora de tensão, e dois TBJs, em montagem de colector comum, para isolar a fonte de sinal do circuito a montante pois esta tem associada uma impedância característica de 50 Ω .

No entanto, existiu um factor parasita que não foi possível anular, que correspondeu à capacidade adicionada ao circuito pela ponta de prova do osciloscópio, necessária para medição da tensão aos terminais do condensador do circuito receptor. Esta capacidade parasita foi medida experimentalmente, tendo-se obtido 88 pF no caso de não se utilizar atenuação na ponta de prova, e de 39 pF caso se utilize uma atenuação de dez vezes. Como na análise sinusoidal foi utilizada uma ponta de prova sem atenuação, este foi um factor limitativo porque impossibilitou o teste de uma capacidade C_s semelhante à que se pretende implementar de futuro no implante, que será na ordem das unidades de *pico farad*.

No teste experimental foi utilizada uma frequência de operação de 10 MHz, valor inferior ao da frequência de ressonância característica do circuito receptor, considerando as cinco diferentes geometrias de indutores planares e uma capacidade total de C_s de aproximadamente 98 pF. Deste modo, a transmissão de potência entre os dois dispositivos não sofrerá a amplificação característica à frequência de ressonância e será possível obter uma correcta comparação entre as distintas geometrias de indutores.

Para a análise sinusoidal do circuito de teste foram feitas para cada geometria quatro medições distintas que corresponderam às quatro distâncias (patamares) entre bobinas de teste. O objectivo foi não só medir a tensão aos terminais de C_s mas também determinar o factor de acoplamento magnético associado a cada medição.

Os resultados experimentais obtidos permitiram concluir que o aumento da distância entre bobinas resulta na diminuição da tensão medida aos terminais do condensador. Simultaneamente, verificou-se que quanto maior a indutância da geometria utilizada maior é a transmissão de potência considerando o mesmo distanciamento.

A análise teórica realizada com o recurso ao MATLAB e tendo como base a equação da função de transferência do sistema, equação 4.15, comprovou os valores experimentais obtidos. Todos os valores de tensão medidos no osciloscópio, por patamar e geometria, ficaram compreendidos na curva da função de transferência que descreve o modelo teórico previsto para cada geometria utilizada. Desta forma, foi possível associar a cada medição o factor de acoplamento magnético respectivo.

No capítulo 6 foram apresentadas diferentes abordagens para a determinação no circuito emissor do valor da capacidade do dispositivo secundário. Tal como foi mencionado o condensador presente no “bio-dispositivo” é o componente responsável por desempenhar a função pretendida para o implante. Com o conhecimento do seu valor será possível numa fase posterior do projecto determinar através de cálculos matemáticos o valor da pressão arterial em tempo real.

As duas abordagens apresentadas corresponderam respectivamente à detecção no dispositivo primário da frequência de ressonância característica da malha RLC que constitui o dispositivo secundário após a aplicação de um impulso à entrada, e à medição no circuito emissor da impedância do sistema vista da entrada. Para cada uma foram enumerados diferentes métodos de implementação possíveis.

Posteriormente foram apresentados os resultados da implementação dos dois métodos de detecção escolhidos que corresponderam à medição da frequência de ressonância do implante e à medição de Z_{LINK} com recurso à análise dos parâmetros s .

Assim, na secção 6.2 foi realizada a medição experimental da frequência de ressonância característica da malha RLC do dispositivo secundário, aos terminais da bobina emissora e de C_s . O esquema do circuito utilizado apenas sofreu uma alteração em comparação com o do capítulo 5 que correspondeu ao sinal de entrada, que passou de onda sinusoidal a quadrada,

de modo a simular um impulso nas suas transições de subida e descida. Tal como no capítulo 5 foi efectuada uma simulação inicial do esquema no CADENCE que comprovou a metodologia subjacente ao teste experimental a efectuar.

Deste modo, realizou-se de seguida a simulação experimental do circuito de teste. Neste caso foi utilizada uma capacidade para o dispositivo secundário de 100 pF de forma a garantir que a oscilação provocada pelo impulso de entrada era captada no dispositivo primário. As medições com a ponta de prova foram realizadas com atenuação de dez vezes pois se verificou que desta forma era mais facilmente detectada a oscilação, o que resultou numa capacidade total do circuito receptor de 139 pF. À semelhança da análise sinusoidal foram utilizados os mesmos quatro patamares de medição para possibilitar simulações com diferentes valores de k .

Os resultados obtidos foram apresentados em dois tipos de análise experimental. Por um lado foram apresentadas as formas de onda obtidas no circuito emissor para os diferentes patamares e por outro, no sentido de obter valores mais precisos, apresentou-se a FFT do sinal obtido aos terminais de L_p e C_s . A geometria de bobinas escolhida para este teste experimental foi a quadrada.

A análise de resultados permitiu concluir que só o 1º e 2º patamar, ou seja uma distância máxima de 1,6cm, permitiu captar a frequência de ressonância pretendida no dispositivo primário. Quanto ao dispositivo secundário, em todas as distâncias de teste foi possível detectar essa oscilação através de um pico bem definido na FFT, apresentando os valores da frequência de ressonância medidos grande similaridade.

Posteriormente foi realizada uma análise teórica dos resultados experimentais obtidos. Recorrendo à equação 6.13, demonstrou-se que a gama de valores obtidos para a frequência de ressonância nos diferentes patamares foi bastante próxima da teoricamente expectável. Os desvios verificados poderão ser explicados numa ligeira variação do valor de indutância das bobinas pois o valor de indutância utilizado foi o relativo a uma frequência de 10 MHz, mas, no caso de esta simulação, é impossível determinar qual a frequência de referência.

Uma análise global da implementação deste método de detecção da frequência de ressonância para determinação da capacidade do implante permite concluir que os resultados foram promissores. Existe apenas uma contrariedade, que corresponde a se ter verificado que a separação útil para garantir a detecção da oscilação pretendida no dispositivo primário é bastante reduzida. Simultaneamente, existe uma complicação adicional. Pelo facto de a frequência de ressonância ser elevada e o sinal já por si apresentar alguma distorção será difícil implementar um método auxiliar no dispositivo primário que possibilite a geração de um sinal de amplitude constante e à frequência de ressonância do dispositivo secundário, como é exemplo o método da *Phase-Locked Loop*.

Na secção 6.3 é realizada a implementação do método de medição da impedância do sistema vista da entrada utilizando os parâmetros s . O esquema do circuito de teste utilizado foi bastante mais simples pois neste caso não foi necessário utilizar montagens adicionais para minimizar a resistência a montante da bobina do dispositivo primário. As medições foram realizadas na câmara anecóica com recurso ao analisador vectorial. Deste modo, foi utilizado um conector para o aparelho, cuja resistência eléctrica e indutância parasitas estarão sempre presentes na simulação do circuito.

Utilizando as equação definidas na secção 6.1 para o parâmetro s_{11} , equação 6.8, e para o coeficiente de reflexão, ρ_R , equação 6.7, determinou-se a respectiva equação para a

impedância Z_{LINK} do sistema. Assim, procedeu-se à medição experimental no analisador vectorial da parte real e imaginária de Z_{LINK} .

O procedimento de teste consistiu na utilização de diferentes valores de capacidade para o dispositivo secundário, entre os 1 pF e os 100 pF, com o objectivo de caracterizar a dependência de Z_{LINK} com a capacidade C_s , tanto da parte real como da imaginária. A frequência do sinal sinusoidal de alimentação foi de 10 MHz, e a distância entre bobinas utilizada foi de 1,6 cm (2º patamar). A geometria das bobinas planares escolhida foi novamente a rectangular pelas razões já mencionadas.

Nos resultados obtidos não foi possível obter para a componente real um valor preciso em virtude de ter sido impossível estabilizar o valor medido no analisador vectorial. Para a parte imaginária isso já não sucedeu, e a partir dos resultados obtidos concluiu-se que esta componente aumenta ligeiramente com o aumento da capacidade no dispositivo secundário.

Posteriormente, foram efectuadas novas medições, mas utilizando a distância entre bobinas referente ao 1º patamar. Os valores obtidos para $\Re(Z_{LINK})$ mantiveram-se bastante instáveis não permitindo a sua correcta análise, mas para $\Im(Z_{LINK})$ obteve-se uma amplificação dos valores comparativamente aos do 2º patamar.

Adicionalmente, realizou-se uma análise experimental suplementar. Esta consistiu na verificação de efeitos parasitas que pudessem ser resultado da implementação do circuito de teste na *breadboard*. Este teste experimental permitiu concluir que a própria placa de montagem adiciona uma impedância parasita de 0,1 ohms na parte real e de 3,21 ohms na parte imaginária. Consequentemente, os valores obtidos nas duas simulações anteriores necessitaram de ser revistos.

Após as simulações experimentais foi efectuada uma análise teórica dos resultados. Estas basearam-se na implementação em MATLAB das equações referentes à impedância do sistema vista da entrada apresentadas no capítulo 4, equações 4.19 e 4.20. A análise teórica baseou-se apenas na componente imaginária pelas razões referidas. Desta forma, apresentou-se a dependência teoricamente esperada entre C_s e $\Im(Z_{LINK})$ para os dois patamares de medição utilizados na simulação experimental. Da confrontação entre os valores teóricos e os experimentais obteve-se um grande paralelismo entre ambos. As diferenças verificadas entre a teoria e a experiência podem ser justificadas pela dificuldade de garantir um coeficiente de acoplamento magnético equivalente nas duas análises.

Após a análise deste método pode-se concluir que este possibilita uma determinação da capacidade do implante no circuito emissor bastante precisa, considerando apenas a componente imaginária de Z_{LINK} . O único senão corresponde à grande dependência no coeficiente de acoplamento magnético verificado entre as bobinas que constituem a interface indutiva.

Para finalizar falta referir um teste experimental adicional que foi realizado para completar o projecto, que correspondeu à avaliação da influência no sistema da inserção de tecido humano. Sendo o sistema vocacionado para aplicação em pacientes humanos, entre as duas bobinas do sistema existirá um meio adicional ao ar, a pele, onde a propagação do campo magnético não é equivalente. Deste modo recorreu-se à utilização de tecido de porco, que apresenta bastantes semelhanças com tecido humano, para simular este meio distinto e determinar quais as consequências inerentes.

Teoricamente era expectável uma atenuação da potência transmitida, resultado de obstáculos introduzidos pela barreira transcutânea, e também uma redução da frequência de ressonância do implante resultado de capacidades parasitas adicionadas pelo tecido.

Deste modo foram realizadas medições experimentais considerando uma distância entre bobinas de 1,6 cm, e utilizando diferentes espessuras de fêvera de porco. A geometria de indutores utilizada correspondeu à rectangular.

Os resultados das simulações experimentais estão documentadas na secção 5.3 e subsecção 6.2.2, pois foi realizado por um lado o teste da influência do tecido na transmissão de potência entre os dois dispositivos e por outro lado a determinação da influência na frequência de ressonância da malha RLC que constitui o implante.

Para a análise de potência obteve-se uma tensão aos terminais do condensador do implante quase directamente proporcional à espessura de tecido de porco utilizado. Foi mesmo possível aproximar o efeito da inserção do tecido de porco na interface indutiva por um factor de atenuação de 14 mV por milímetro de tecido, ou em termos relativos de 0,09 dB por milímetro.

Relativamente ao efeito provocado pelo tecido de porco na frequência de ressonância do implante, os valores de frequência obtidos apresentaram também proporcionalidade com a espessura de tecido utilizada, tendo-se obtido um factor de atenuação de 50 kHz por milímetro de tecido, como consequência da adição de capacidades parasitas ao circuito de teste.

7.2 - Trabalho futuro

Nesta secção é abordado o trabalho a realizar de futuro relacionado com a dissertação. Tal como foi mencionado a dissertação enquadra-se num outro projecto mais abrangente com o qual se pretende a produção de um implante humano orientado para o tratamento do aneurisma aórtico-abdominal. Neste sentido, é fundamental que o projecto da interface indutiva apresentado nesta dissertação esteja o mais completo possível de modo a otimizar o sistema a implementar de futuro, que será composto por um leitor, o dispositivo exterior, e o implante. Assim, serão apenas referidas algumas considerações relativamente a novas simulações experimentais que poderão complementar o projecto da interface indutiva.

Em primeiro lugar e considerando as duas bobinas que constituem a interface indutiva, será importante efectuar simulações experimentais utilizando diferentes relações de tamanho entre ambas para determinar como o sistema responde a essas alterações. A dimensão da bobina do implante tem um tamanho máximo praticamente definido, mas no caso da bobina exterior esta poderá ser bastante superior, caso seja necessário.

Ainda em relação aos indutores, poderão também ser efectuadas novas medições experimentais utilizando bobinas planares de dimensões iguais às fabricadas nesta dissertação, mas aumentando o seu preenchimento. Desta forma será possível aumentar a respectiva indutância e por conseguinte alimentar um dispositivo que simula o implante a distâncias superiores.

Relativamente ao circuito de teste como um todo, será importante implementá-lo em duas placas de circuito impresso distintas, correspondentes aos dois dispositivos que constituem o sistema. Deste modo, deixarão de existir efeitos parasitas adicionados pela própria *breadbord* tal como foi verificado na secção 6.3.

Para finalizar, poderão também ser realizadas novas simulações para detecção da influência do tecido humano no sistema. No trabalho realizado nesta dissertação foi considerado que o espaçamento entre as duas bobinas, no caso de um implante humano, seria

de aproximadamente 1 ou 2 cm. No entanto, segundo [32] , a espessura da parede abdominal varia entre os 3,5 e os 5 cm aproximadamente, considerando indivíduos de diferente índice de massa corporal. Portanto, para complementar o estudo apresentado poderão ser realizadas novas simulações com tecido de porco, utilizando espessuras superiores, com o objectivo de comprovar os factores de atenuação por milímetro de espessura que foram definidos nesta dissertação.

Referências

- [1] N. Black, J. Brickey, C. Wang and Prof. H. Espinosa, “Flexible Wireless Passive Pressure Sensors for Biomedical Applications”, in *Tech. Dig. Solid-State Sensor, Actuator, and Microsystems Workshop*, 9 de Dezembro de 2007
- [2] J. Coosemans and R. Puers, “An autonomous bladder pressure monitoring system”, in *Sensors and Actuators*, 2005, pp.155-161
- [3] M. Catrysse, B. Hermans and R. Puers, “An inductive power system with integrated bi-directional data-transmission”, in *Sensors and Actuators*, 2004, pp. 221-229
- [4] Michael A. Fonseca, Mark G. Allen, Jason Kroh and Jason White, “Flexible wireless passive pressure sensors for biomedical applications”, in *Solid-state sensors, actuators, and microsystems workshop*, 4-8 de Junho de 2006
- [5] HealthSpy. Disponível em <http://www.health-spy.com/spectrum.png>. Acesso em 25/Junho/2010
- [6] Moodle da FEUP. Disponível em <http://moodle.fe.up.pt/0809/file.php/247/LISI.RFID.pdf>. Acesso em 25/Junho/2010
- [7] Grupo de Teleinformática e Automação. Disponível em www.gta.ufrj.br/grad/07_1/rfid/RFID_arquivos/o%20que%20e_arquivos/image001.jpg. Acesso em 25/Junho/2010
- [8] Sun Developer Network. Disponível em <http://java.sun.com/developer/technicalArticles/javame/nfc/>. Acesso em 25/Junho/2010
- [9] NFC Forum. Disponível em <http://www.nfc-forum.org/home>. Acesso em 25/Junho/2010
- [10] NFC technology overview. Disponível em http://www.nfc-forum.org/events/oulu_spotlight/Technical_Architecture.pdf. Acesso em 25/Junho/2010
- [11] Federal Communications Commission. Disponível em <http://www.fcc.gov/oet/rfsafety>. Acesso em 25/Junho/2010
- [12] David C. Wyld, (2009, Dezembro). Old Age Problems, New Age Technologies: Radio Frequency Identification Aids in Identifying The Elderly, *HealthMad* [medicina]. Disponível em <http://healthmad.com/conditions-and-diseases/old-age-problems-new-age-technologies-radio-frequency-identification-aids-in-identifying-the-elderly/>

- [13] David K. Cheng, *Field and waves electromagnetic*. Prentice Hall, 2ª edição, 1989
- [14] Digikey, distribuidora de componentes electrónicos. Disponível em <http://media.digikey.com/photos/AlfaMag%20Electronics%20Photos/SWC%20C5%20SERIES.jpg>. Acesso em 25/Junho/2010
- [15] Shobak Ramakrishnan Kythakyapuzha, “Modeling of spiral inductors and transformers”, Tese de mestrado, Dep. of Elec. Eng. and Comp. Eng., Kansas State University, 2001
- [16] Joachim N. Burghartz, D. C. Edelstein, Mehmet Soyuer, H. A. Ainspan, and Keith A. Jenkins, “RF circuit design aspects of spiral inductors on silicon”, in *IEEE journal of solid-state circuits*, vol. 33, no. 12, Dezembro de 1998
- [17] Alireza Zolfaghari, Andrew Chan, and Behzad Razavi, “Stacked Inductors and Transformers in CMOS Technology”, in *IEEE journal of solid-state circuits*, vol. 36, no. 4, Abril de 2001
- [18] Tuan Huu Bui, “Design and Optimization of a 10 nH Square-Spiral Inductor for Si RF ICs”, Tese de mestrado, Dep. of Elec. and Comp. Eng, University of North Carolina, 2009
- [19] Marc T. Thompson, (1999, Dezembro), Inductance calculation techniques Part II: Approximations and handbook methods, *Power Electronics Technology* [indústria electrónica]. Disponível em <http://www.thompsonrd.com/induct2.pdf>
- [20] H. M. Greenhouse, “Design of Planar Rectangular Microelectronic Inductors”, in *IEEE Transactions on Parts, Hybrids, and Packaging*, vol. php-10, no. 2, Junho de 1974
- [21] Sunderarajan S. Mohan, Maria del Mar Hershenson, Stephen P. Boyd, and Thomas H. Lee, “Simple Accurate Expressions for Planar Spiral Inductances”, in *IEEE Journal of solid-state circuits*, vol.34, no.10, Outubro de 1999
- [22] K. S. Guillory, A. K. Misener, A. Pungor, “Hybrid RF/IR Transcutaneous Telemetry for Power and High-Bandwidth Data”, in *Proceedings of the 26th Annual International Conference of the IEEE EMBS*, Estados Unidos da América, 1-5 de Setembro de 2004
- [23] Hidetoshi Matsuki, “Energy Transfer System Utilizing Amorphous Wires for Implantable Medical Devices”, in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol.31, no.2, Março de 1995
- [24] Chang. G. Kim, Bo. H. Cho, “Transcutaneous energy transmission with double tuned duty cycle control”, in *IEEE*, 1996
- [25] Página pessoal de Ana Maria Mendonça na FEUP. Disponível em <http://paginas.fe.up.pt/~amendon/TC-acetatos/acetatos-RLC.pdf>. Acesso em 25/Junho/2010
- [26] School of Electronic and Communications Engineering. Disponível em <http://www.electronics.dit.ie/staff/ypanarin/Lecture%20Notes/DT021-4/8PLL.pdf>. Acesso em 25/Junho/2010
- [27] National Semiconductor. Disponível em <http://www.national.com/mpf/LM/LM2917.html>. Acesso em 25/Junho/2010
- [28] ePanorama.net. Disponível em <http://www.epanorama.net/circuits/tdr.html>. Acesso em 25/Junho/2010

- [29] QSL.net. Disponível em <http://qsl.net/n/n9zia/rlb/index.html>. Acesso em 25/Junho/2010
- [30] Ian Hickman, *Practical Radio-Frequency Handbook*, Newnes, 3^a edição, 2002
- [31] Peter Vizmuller, *RF Design Guide: Systems, Circuits and Equations*, Artech House, 1^a edição, 1995
- [32] Mamata Narendran, Michael S. Baggish, “Mean Distance Between Primary Trocar Insertion Site and Major Retroperitoneal Vessels During Routine Laparoscopy”, in *Journal of Gynecologic Surgery*, vol. 18, no. 4, 2002

