



**Alcília Micarla
Afonseca Duarte**

Sensores Passivos em Suporte de Papel



**Alcídia Micarla
Afonseca Duarte**

Sensores Passivos em Suporte de Papel

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Dr. Nuno Borges de Carvalho, Professor Catedrático do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro, e coorientação do Dr. Pedro Pinho, Professor Adjunto do Instituto Superior de Engenharia de Lisboa.

Dedico este trabalho aos meus pais e às minhas irmãs que sempre me deram apoio incondicional mesmo estando longe.

Júri

Presidente

Doutor Dinis Gomes Magalhães dos Santos
Professor Catedrático do Departamento de Electrónica,
Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

Vogal/Arguente

Prof. Dr. Rafael Ferreira da Silva Caldeirinha
Professor Coordenador do Departamento de Engenharia
Electrotécnica da Escola Superior de Tecnologia e Gestão
do Instituto Politécnico de Leiria

Vogal/Orientador

Doutor Nuno Miguel Borges de Carvalho
Professor Catedrático do Departamento de Electrónica,
Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

Agradecimentos

Aos meus familiares que acreditaram em mim, ao meu namorado pela força, aos meus amigos e também aos meus colegas do curso, principalmente ao Roberto Magueta.

Não poderia de deixar de agradecer ao meu orientador Doutor Nuno Borges de Carvalho e coorientador Doutor Pedro Pinho pela orientação e disponibilidade para execução e conclusão da dissertação. Agradeço ainda ao Engenheiro Ricardo Gonçalves e ao Hugo Mostardinha pela prontidão a ajudar-me quando foi necessário.

Palavras-chave**RFID, dielétricos, papel, antenas, sensores de temperatura****Resumo**

O presente trabalho propõe-se superar o problema do funcionamento da tecnologia RFID num meio em presença de líquidos. Desta forma procedeu-se ao desenvolvimento de um rótulo que visa ser aplicado em garrafas de vinho ou champanhe. Incorporar RFID em rótulos permite maior velocidade e robustez na identificação do produto, sendo o principal interesse a sua versatilidade que permitirá associar diferentes funcionalidades.

Para construir as antenas das *tags* foi necessário primeiramente estudar as características do meio dielétrico, tendo sido necessário para isso, desenvolver um método de caracterização dielétrica. Estudou-se o papel e o vidro usando um método baseado em linhas de transmissão. Uma vez estudadas as características dielétricas, foram dimensionadas e produzidas diferentes antenas, nomeadamente o rótulo com a presença de uma garrafa com água.

Keywords

RFID, dielectrics, paper, antennas, temperature sensors.

Abstract

This work proposes a possible solution, in order to make RFID technology functional in the proximity of liquid. Thus we developed an intelligent label to be applied to wine or champagne bottles. Incorporate RFID in labels allows greater speed and robustness in product identification, being the versatility of it the main interest that will allow to associate different functionalities.

To develop the tags antennas we had to first, study the dielectric characteristics, for which we developed a dielectric characterization method, based on transmission lines. Paper and glass were studied using this method. After the extraction of the different types of antennas were scaled and produced, namely the label for a water filled glass bottle.

Índice

Índice de figuras	v
Lista de tabelas	ix
Lista de símbolos	xi
Lista de acrónimos	xiii
Capítulo 1 : Introdução	1
1.1 Enquadramento	1
1.2 Motivação e Objetivos	3
1.3 Estrutura da dissertação	4
1.4 Contribuições originais desta dissertação	5
Capítulo 2 : Caracterização eletromagnética de dielétricos	7
2.1 Introdução	7
2.2 Permitividade	7
2.3 Permeabilidade	8
2.4 Condutividade	9
2.5 Métodos de caracterização dielétrica	10
2.5.1 Condensador de placas paralelas	11
2.5.2 Espaço Livre	13
2.5.3 Cavidade ressonante	14
2.5.3.1 Cavidade cilíndrica	15
2.5.3.2 Cavidade retangular	16
2.5.4 Sonda Coaxial	17
2.5.5 Transmissão/Reflexão	19
2.5.6 Linhas de transmissão impressas	19
2.5.6.1 <i>Microstrip</i>	20
2.5.6.2 Coplanares	22
2.5.6.3 <i>Stripline</i>	23
Capítulo 3 : Caraterização dielétrica do papel	25
3.1 Fundamentação teórica	25
3.1.1 Constante dielétrica	27
3.1.2 Tangente de perdas	34
3.2 Procedimento	48
3.3 Verificação do método desenvolvido	50
3.4 Medidas e resultados	53

3.4.1 Papel prensado	54
3.4.2 Papel normal	55
3.4.3 Vidro.....	56
Capítulo 4 : Conceitos fundamentais de antenas.....	57
4.1 Diagrama de radiação	57
4.2 Diretividade	59
4.3 Eficiência/Rendimento de uma antena	60
4.4 Ganho	60
4.5 Impedância de entrada	60
4.6 Largura de banda.....	62
4.7 Polarização	63
4.9 Comunicação entre as antenas.....	64
4.10 Antenas impressas (<i>microstrip</i>).....	66
4.11 Simulação e Medições de uma <i>patch</i> com substrato de papel	69
Capítulo 5 : Introdução aos sistemas RFID	73
5.1 Componentes básicos.....	74
5.2 Exemplos de utilização prática	75
5.3 Classificação de <i>Tags</i>	75
5.3.1 <i>Tags</i> passivas	75
5.3.2 <i>Tags</i> ativas.....	78
5.3.3 <i>Tags</i> semi-passivas.....	78
5.4 Tipos de comunicação	78
5.4.1 Acoplamento indutivo	78
5.4.2 Acoplamento eletromagnético	79
5.4.3 SAW (<i>Surface Acoustic Wave</i>).....	80
5.5 Capacidade de armazenamento	81
5.6 Modos de funcionamento	81
5.7 Frequências de operação e potência máxima	82
5.8 Protocolos	84
Capítulo 6 : Projeto de antenas RFID em suporte de papel	87
6.1 Antena RFID típica.....	89
6.2 Antena com plano refletor	92
6.3 Projeto de um rótulo.....	96
6.3.1 Plano refletor junto ao rótulo	97
6.3.2 Plano refletor atrás da garrafa	100

Capítulo 7 : Conclusões e trabalho futuro para melhoria do rótulo.....	107
7.1 Conclusões	107
7.2 Trabalho futuro.....	109
Anexos	111
A – Relações trigonométricas	111
B – Características dos <i>Chips</i>	111
B1 – <i>Chip</i> da NXP	111
B2 – <i>Chip</i> da muRata (usado nos rótulos).....	112
C – Código (MatLab) desenvolvido	113
C1 – Função que calcula a constante dielétrica	113
C2 – Função que determina o índice onde ocorre a frequência de ressonância	114
C3 – Função que calcula a tangente de perdas	114
C4 – Converte o S_{11} no valor de impedância correspondente	115
Bibliografia	117

Índice de figuras

Figura 1-Diagrama fasorial da permissividade	8
Figura 2 – Representação de uma resistência	9
Figura 3 - Condensador de placa paralelas	11
Figura 4 – Campo elétrico no condensador: (a) sem dielétrico , (b) induzido pelo dielétrico, (c) campo resultante	13
Figura 5 - Medição ao espaço livre	14
Figura 6 – Transmissão da cavidade ressonante sem amostra e com amostra	15
Figura 7 - Cavidade cilíndrica	15
Figura 8 - Cavidade ressonante retangular	16
Figura 9 - Sonda coaxial em materiais: (a) estado líquido, (b) em estado sólido.....	17
Figura 10 - Reflexão do sinal	17
Figura 11 - Montagem do método da sonda coaxial	18
Figura 12 - Passos para determinação do ϵ usando o método SC.....	18
Figura 13-Cabo coaxial com uma amostra.....	19
Figura 14 - Linha <i>Microstrip</i>	20
Figura 15- Linhas de força do campo elétrico numa linha <i>microstrip</i>	21
Figura 16 – Linha coplanar: (a) com plano de massa na superfície inferior, (b) sem plano de massa na superfície inferior	22
Figura 17 – <i>Stripline</i>	24
Figura 18 - Modelo de uma linha de transmissão.....	26
Figura 19- Linha terminada em aberto	27
Figura 20- Comparação das Impedâncias Características determinadas a partir do Z_{in} Vs $TxLine$, onde as linhas têm: (a) $\epsilon_r = 3$, $\tan(\delta) = 0.01$, $h=2\text{mm}$, $l=32\text{mm}$, $w=0.8\text{mm}$, (b) $\epsilon_r = 1.7$, $\tan(\delta) = 0.01$, $h=1\text{mm}$, $l=36\text{mm}$, $w=4\text{mm}$	29
Figura 21- Impedância característica na presença ou não de perdas, onde as linhas têm: (a) $\epsilon_r=2$, $h=2\text{mm}$, $l=20\text{mm}$, $w=3\text{mm}$, (b) $\epsilon_r = 10$, $h=3\text{mm}$, $l=32\text{mm}$, $w=2\text{mm}$	31
Figura 22- Linha terminada em curto-circuito	31
Figura 23- Carta de Smith.....	33
Figura 24- Carta de smith para uma linha com diferentes perdas	34
Figura 25- Variação da impedância de entrada à frequência de ressonância com a condutividade	38
Figura 26- Variação da impedância de entrada à frequência de ressonância em função de Z_0W	41
Figura 27- Coeficiente τ para $\tan(\delta) = 0.01$: (a) em função de σ , (b) em função de $1/\sigma$	42
Figura 28- Coeficiente τ para $\tan(\delta) = 0.01$ em função de $1/\sigma$	43

Figura 29- Diagrama representativo do cálculo da tangente de perdas de forma iterativa	45
Figura 30- Erro na determinação da tangente de perdas em função da condutividade	48
Figura 31- Determinação da constante dielétrica	49
Figura 32- Constante dielétrica do FR4 com a frequência	51
Figura 33- <i>Microstrip</i> com substrato em papel normal.....	55
Figura 34- Modelo de um sistema de transmissão/recepção de comunicação sem fios.....	57
Figura 35- Diagrama de radiação de uma antena isotrópica	58
Figura 36- Diagrama de radiação do monopolo considerando plano de massa infinito	58
Figura 37- Diagrama de radiação de um dipolo	59
Figura 38- Diagrama de radiação de uma antena direcional	59
Figura 39- Modelo elétrico de uma antena emissora	61
Figura 40- Modelo elétrico de uma antena recetora.....	61
Figura 41- Exemplo da impedância de entrada de uma antena ao longo da frequência para uma <i>patch</i>	62
Figura 42- Exemplo de uma resposta S_{11} de uma antena	63
Figura 43- Exemplo de um meio com obstáculos.....	65
Figura 44- Transmissão e recepção em antenas	65
Figura 45- Exemplo de uma estrutura impressa do tipo <i>microstrip</i>	66
Figura 46- Alimentação por: (a) linha de transmissão, (b) cabo coaxial, (c) fenda	67
Figura 47- Dimensões de uma <i>patch</i> retangular	67
Figura 48- Aproximação da impedância de entrada de uma <i>patch</i>	69
Figura 49- <i>Patch</i> com substrato de papel prensado a 2.4GHz	69
Figura 50- Carta de Smith da <i>Patch</i> com substrato de papel prensado	70
Figura 51- Módulo do S_{11} para resultados simulados e medidos.....	70
Figura 52- Montagem para a medição do diagrama de radiação	71
Figura 53- Diagrama de radiação da <i>Patch</i>	72
Figura 54- Componentes básicos de um sistema RFID	74
Figura 55- Exemplos de <i>tags</i> passivos: (a) com antena, (b) com bobina	76
Figura 56- Diagrama de blocos de uma <i>tag</i> RFID	77
Figura 57- Sinal modulado em amplitude: (a) directamente, (b) FSK (<i>Frequency Shift Keying</i>)	77
Figura 58- Sistema por acoplamento indutivo	79
Figura 59- Sistema por acoplamento eletromagnético	79
Figura 60- <i>Tag</i> SAW	80
Figura 61- Exemplo de funcionamento para os três modos (FDX,HDX,SEQ)	81
Figura 62- Espectro de frequências.....	82

Figura 63- Potências máximas.....	84
Figura 64- Leitor <i>Alien</i> RFID, ALR – 8800.....	87
Figura 65- Antena RFID típica: (a) simulada, (b) produzida	89
Figura 66- S_{11} da Antena RFID típica.....	89
Figura 67- Impedância de entrada para a antena RFID típica mais condensador	90
Figura 68- Diagrama de radiação 3D do ganho da antena RFID típica	91
Figura 69- Diagramas de radiação 2D do ganho da antena RFID típica	91
Figura 70- Alcance da leitura da Antena RFID típica	92
Figura 71- Antena RFID com plano refletor: (a) vista de frente, (b) vista de trás	93
Figura 72- S_{11} da Antena RFID com plano refletor	93
Figura 73- Impedância de entrada para a antena com plano refletor mais condensador ..	94
Figura 74- Diagrama de radiação 3D da Antena RFID com plano refletor.....	94
Figura 75- Diagramas de Radiação 2D da Antena RFID com plano refletor	95
Figura 76- Alcance da leitura da da Antena RFID com plano refletor.....	96
Figura 77- Protótipo com plano refletor junto ao rótulo: (a) simulada, (b) produzida	97
Figura 78- S_{11} do Protótipo com plano refletor junto ao rótulo	97
Figura 79- Impedância de entrada para a rótulo com plano refletor junto a si mais condensador.....	98
Figura 80- Diagrama de radiação 3D do Protótipo com plano refletor junto ao rótulo	98
Figura 81- Diagramas de radiação em 2D do Protótipo com plano refletor junto ao rótulo	99
Figura 82- <i>Tag</i> RFID <i>Alien</i>	100
Figura 83- Protótipo com plano de passa atrás da garrafa.....	101
Figura 84- Garrafa com um rótulo RFID: (a) face do rótulo, (b) antena do rótulo, (c) plano refletor	101
Figura 85- S_{11} do Protótipo com plano de passa atrás da garrafa	102
Figura 86- Impedância de entrada para a rótulo com plano refletor atrás da garrafa mais condensador.....	103
Figura 87- Diagrama de radiação 3D do Protótipo com plano de massa atrás da garrafa	103
Figura 88- Diagramas de radiação em 2D do Protótipo com plano de massa atrás da garrafa	104
Figura 89- Medição do Alcance de leitura de um rótulo RFID numa garrafa	105
Figura 90- <i>Chip</i> da NXP	111
Figura 91- <i>Chip</i> da muRata.....	112

Lista de tabelas

Tabela 1- Comparação das Impedâncias Caraterísticas determinadas a partir do Z_{in} Vs T_xLine	29
Tabela 2- Impedância de entrada à frequência de ressonância para diferentes linhas	36
Tabela 3- Impedância de entrada à frequência de ressonância para $\tan(\delta) = 0.01$ e diferentes condutividades	39
Tabela 4- Impedância de entrada à frequência de ressonância para $\tan(\delta)=0.03$ e diferentes condutividades	39
Tabela 5- Impedância de entrada à frequência de ressonância para $\tan(\delta)=0.05$ e diferentes condutividades	40
Tabela 6- Coeficientes K e τ	42
Tabela 7- Coeficientes das equações τ e k	43
Tabela 8- Constante dielétrica do FR4 e do plástico desprezando as perdas	51
Tabela 9- Constante dielétrica do FR4 e do plástico considerando as perdas	52
Tabela 10- Constante dielétrica do FR4 para uma linha mais larga	52
Tabela 11- Impedância de entrada das linhas de FR4 e de plástico à frequência de ressonância	53
Tabela 12- Constante dielétrica do papel prensado desprezando as perdas e W_{eff}	54
Tabela 13- Constante dielétrica do papel prensado considerando as perdas	54
Tabela 14- Tangente de perdas do papel prensado.....	54
Tabela 15- Constante dielétrica do papel normal	55
Tabela 16- Tangente de perdas do papel normal.....	55
Tabela 17- Constante dielétrica do vidro.....	56
Tabela 18- Tipos de polarização	64
Tabela 19- Protocolos RFID.....	85
Tabela 20- Caraterísticas do TSSOP8.....	111
Tabela 21- Impedâncias do LXMS31ACNA - 010 e do LXMS31ACNB – 020	112

Lista de símbolos

S	Parâmetros Scattering
S_{11}	Coefficiente de reflexão do porto 1
S_{21}	Coefficiente de transmissão do porto 1 para o porto 2
Z_0	Impedância característica de uma linha de transmissão
Z_{in}	Impedância de entrada de uma linha de transmissão
ρ_{in}	Coefficiente de reflexão de entrada de uma linha de transmissão
γ	Constante de propagação
α	Constante atenuação
α_d	Constante atenuação do dielétrico
α_c	Constante atenuação do condutor
β	Constante de fase
E	Campo Elétrico
H	Campo Magnético
λ	Comprimento de onda
λ_0	Comprimento de onda de ressonância
f	Frequência
f_0	Frequência de ressonância
j	Unidade imaginária, $\sqrt{-1}$
ϵ_0	Permitividade dielétrica do vazio, $8.85 \times 10^{-12} F/m$
ϵ, ϵ^*	Permitividade dielétrica
ϵ'	Parte real da permitividade dielétrica
ϵ''	Parte imaginária da permitividade dielétrica
ϵ_r	Constante dielétrica relativa
ϵ_{ref}	Constante dielétrica efetiva
χ_e	Suscetibilidade elétrica
$\tan(\delta)$	Tangente de Perdas
μ_0	Permeabilidade magnética do vazio, $4\pi \times 10^{-7} H/m$
μ, μ^*	Permeabilidade magnética
μ'	Parte real da permeabilidade magnética
μ''	Parte imaginária da permeabilidade magnética
μ_r	Permeabilidade magnética relativa
χ_m	Suscetibilidade magnética
σ	Condutividade elétrica

Q	Carga
D	Diretividade de uma antena
η	Rendimento de uma antena
G	Ganho de uma antena
A_e	Área efetiva de uma antena
L_f	Atenuação em Espaço Livre

Lista de acrónimos

ADS	Advanced Design System
CC	Curto-Circuito
CST	Computer Simulation Technology
DC	Corrente contínua
DETI UA	Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro
FDX	Full Duplex
HF	High Frequency
HDX	Half Duplex
ISO	International Standards Organization
LB	Largura de Banda
LF	Low Frequency
MF	Medium Frequency
MUT	Material Under Test
PCB	Printed Circuit Board
PNA	Performance Network Analyzer
RF	Rádio Frequência
RFID	Radio-Frequency IDentification
RO	Read Only
RW	Read Write
SAW	Surface Acoustic Wave
SC	Sonda Coaxial
SEQ	Sequential
UHF	Ultra High Frequency
VHF	Very High Frequency
VNA	Vector Network Analyzer
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
WLAN	Wireless Local Area Network
WORM	Write Once Ready Many

Capítulo 1 : Introdução

No presente capítulo será analisado a aplicabilidade da tecnologia RFID, o seu principal problema e necessidades à procura de soluções vantajosas em relação àquilo que existe hoje. Será ainda apresentado qual a razão de se optar por trabalhar com RFID assim como os objectivos que se pretende atingir. Para concluir o capítulo é indicado a estrutura pela qual o trabalho se encontra organizado.

1.1 Enquadramento

A tecnologia RFID (*Radio Frequency Identification*), tal como o código de barras ou reconhecimento por voz tem a função de identificar pessoas ou objetos [1]. O RFID tem a função de armazenar, ler, gravar e manipular dados remotos através de comunicação por radiofrequência, utilizando dispositivos como *tags* e leitores [2]. O leitor estará ainda ligado a uma unidade de gestão que processa os dados. O RFID é usado em muitas aplicações, desde prevenção de roubo automóvel, pagamento de portagens, gestão de tráfego, estacionamento automático, controlo de acesso a edifícios, entre outros. O início da história do RFID é antigo, provavelmente por volta do 1º século AC quando os chineses usaram campos magnéticos na forma de pedras-íman [1].

Porque estão todos tão entusiasmados com o RFID? Há mesmo empresas que consideram obrigatório que os seus fornecedores utilizem *tags* RFID, tais como a *Albertsons*, *Best Buy*, *Target*, *Tesco* no Reino Unido, *Metro* na Alemanha ou a *Wal-Mart*. Por exemplo a FDA (*Food and Drug Administration*) usa o RFID para prevenir a falsificação de medicamentos. Cerca de 10% das drogas nos Estados Unidos são falsas, na Europa a estimativa é de 20 a 25% enquanto que em África é de 80%. Inserindo *tags* nos itens quando estes são fabricados pode-se fazer um rastreamento durante a passagem entre os fornecedores, basta fazer um registro de quem, quando e onde tocaram no item [3]. É possível criar-se festas com RFID. A *StartCap* é a primeira tampa de garrafa digital, criada pelos ingleses da *Work Club*. Esta tem uma *tag* RFID que quando é rompida permite por exemplo mudanças na iluminação, na música ou o lançamento de fogo-de-artifício [4]. Os robôs que se imaginava existirem apenas em filmes de ficção científica tornaram-se reais. Por exemplo a KH Lloreda de Barcelona desenvolveu um sistema automatizado para transportar seus produtos de limpeza

doméstica desde a fabricação até à sua distribuição eliminando quase o trabalho manual [5]. O Grupo Pão de Açúcar num dos seus supermercados também utiliza o RFID. No seu quiosque de vinhos, em parceria com a *Microsoft*, *IBM*, *Intermec* e *RR Etiquetas*, todos os rótulos de vinhos disponíveis nessa loja têm *tags* RFID. Ao aproximar a garrafa do quiosque multimídia pode-se obter todas as informações sobre a bebida, como procedência, tipo da uva, preço ou até sugestões de acompanhamento [6].

Um *chip* de RFID barato, nos EUA, custa cerca de 25 centavos de dólar cada na compra de um milhão de *chips*, enquanto no Brasil, esse valor sobe para 80 centavos até 1 dólar a unidade. O RFID, embora cada vez mais usado, pelo menos actualmente, ainda não dispõe apenas de vantagens em todas as áreas. Se for usado num computador, o RFID é relativamente barato pois o custo acrescido é baixo, no entanto um *chip* em cada caixa de leite ou garrafa de sumo já é algo considerado caro. Há ainda o custo dos leitores e das infra-estruturas para obter e processar os dados que as *tags* fornecem [7]. A utilização ou não deste sistema deve ser ponderada entre os custos em causa e os benefícios obtidos que poderão ser a automação de processos, a integridade das informações mantendo-as actualizadas, a redução do tempo despendido a executar determinado processo e ainda a capacidade de explorar novas aplicações [8].

Com o aumento do número de empresas que aderem a esta tecnologia, a padronização e regulamentação desta tornou-se necessária. A *EPCglobal* normalizou a informação contida nas *tags* RFID contrapondo com o que ocorria no passado onde cada empresa tinha a sua própria codificação. Agora é mais fácil para os distribuidores conseguirem descodificar cada informação contida nas diversas *tags* existentes no mercado. É necessário analisar onde é instalado um sistema RFID e o meio por onde os campos electromagnéticos se propagam. Pela regulamentação, por exemplo no Brasil, na faixa UHF, a potência máxima de saída é de 30 dBm (1W) [9]. Isto significa, que estando limitado em potência, não se pode atingir alcances de leitura tão altos quanto o desejado. Como foi mencionado, o RFID tem muitas aplicações e em diversas áreas, estando em presença de diversos materiais como o papel, visto que este é usado em embalagens de produtos, livros ou rótulos de garrafas de vinho. Assim sendo, e não se podendo aumentar indefinidamente a potência, até porque seria pouco eficiente e dispendioso, a alternativa para se obter bons alcances passa por um dimensionamento extremamente preciso do sistema, o que remete para o estudo de materiais alternativos, tal como o papel. A caracterização dieléctrica do papel torna-se assim um meio para atingir o fim pretendido, a produção de *tags* RFID que sejam viáveis em termos de utilização.

Um dos principais problemas do RFID é o seu funcionamento na presença de líquidos, como por exemplo a água. Estes absorvem a energia, prejudicando a comunicação entre *tag* e leitor. Uma solução para este problema passa por ir alterando a frequência de ressonância e a impedância da antena, para que haja sempre uma sintonia apropriada, mesmo com a presença da água, maximizando assim a energia despendida no processo de comunicação. Outra solução passa por colocar um plano reflector atrás da *tag*, por exemplo, utilizando uma antena *microstrip*. Assim, a energia é redireccionada, evitando que esta seja absorvida por líquido que se encontre atrás do plano reflector [10].

1.2 Motivação e Objetivos

Havia um sábio chinês, Chuang-Tzu que dizia: “não sei se sou verdadeiramente um homem, que um dia sonhou ser uma borboleta, ou se sou uma borboleta, sonhando que é um homem”. A principal motivação deste trabalho passa conseguir abrir horizontes, quando há anos atrás se pensava que um objeto comunicar com outro era uma utopia, eis que o RFID veio mudar tudo isso. O RFID é uma tecnologia em desenvolvimento, uma tecnologia que cada vez mais tem conquistado espaço na vida das pessoas. Conhecer e trabalhar sobre algo que todos os dias está nas mãos de cada um, quer num telemóvel, num cartão multibanco ou num bilhete de autocarro, é uma das pretensões no desenvolvimento desta dissertação.

O objetivo é a produção de um rótulo com um sensor de temperatura, sendo que nesta dissertação o processo é desenvolvido até à fase em que se produz rótulos com RFID. Há vinhos e champanhe extremamente caros, sendo completamente inaceitável um cliente chegar a casa para consumir o que comprou, e não gostar do sabor devido à perda de qualidade do líquido em questão. A temperatura afeta a qualidade das bebidas, tendo-se assim como objetivo ser possível construir um sistema que apresente um histórico de temperaturas a que a bebida esteve sujeita, para que o cliente decida, em pleno uso da informação que lhe é concedida, se deve ou não comprar a garrafa.

Para que o objetivo seja atingido, é necessário estabelecer outras etapas do processo, nomeadamente a caracterização dos materiais existentes no meio em que estará a *tag* RFID, que no caso são o papel e o vidro. Assim sendo, um dos objetivos desta dissertação reside no desenvolvimento de um método de caracterização dielétrica. O objectivo seguinte passou por construir antenas RFID mais tradicionais, e verificar se de

facto funcionavam ou não. O objetivo final foi construir o rótulo RFID, sendo este o mais difícil de se atingir, pois na tecnologia RFID, o sistema é fortemente afetado pela presença de líquidos, algo que é inerente a uma garrafa de vinho ou champanhe.

1.3 Estrutura da dissertação

Esta dissertação encontra-se dividida em sete capítulos, sendo o primeiro uma breve apresentação do que se pretende fazer.

O segundo capítulo é dedicado ao estudo dos dielétricos e das suas características eletromagnéticas. É também apresentado um conjunto de métodos que permitem determinar a constante dielétrica relativa, que é a principal característica em estudo.

No capítulo três é desenvolvido um método de caracterização dielétrica e estudados diferentes substratos como o FR4, um plástico conhecido e o *Rogers RO6010*. Depois de averiguar a precisão do método, procedeu-se à caracterização de dois papéis diferentes, extraíndo-se a sua constante dielétrica e a sua tangente de perdas.

No quarto capítulo é abordado alguns conceitos sobre antenas, pois estas fazem parte do objetivo final. Aspectos como ganho, polarização ou impedância são determinantes na construção de qualquer antena. Construiu-se ainda um *patch*, pois é uma antena bastante dependente da constante dielétrica do substrato, e que permitirá confirmar se o papel foi bem caracterizado.

Como o objetivo é construir *tags* RFID em suporte de papel, surge então o capítulo cinco, onde é estudado a tecnologia RFID. Tipos de *tags* e de sistemas RFID são o foco deste capítulo.

No capítulo seis construiu-se as primeiras antenas RFID. Experimentou-se produzir antenas com e sem plano de massa. Construiu-se rótulos RFID para uma garrafa cheia de água. São apresentados dois protótipos diferentes.

Finalmente, por último é apresentado no capítulo sete as conclusões do trabalho realizado.

1.4 Contribuições originais desta dissertação

Foram submetidos os seguintes artigos, na sequência da realização desta dissertação:

- 1) Gonçalves, Ricardo; Duarte, Alcídia; Magueta, Roberto; Carvalho, Nuno B. e Pinho, Pedro; *RFID TAGS ON PAPER SUBSTRATE FOR BOTTLE LABELLING*; Conference on Electronics Telecommunications and Computers
- 2) Gonçalves, Ricardo; Magueta, Roberto; Duarte, Alcídia; Carvalho, Nuno B. e Pinho, Pedro; *Investigation into cork substrate printed antennas for RFID applications*, 7º Congresso do comité português da URSI
- 3) Gonçalves, Ricardo; Magueta, Roberto; Duarte, Alcídia; Carvalho, Nuno B. e Pinho, Pedro; *A simple method for substrate characterization at microwave frequencies*; a submeter
- 4) Rima, Sergi; Gonçalves, Ricardo; Magueta, Roberto; Duarte, Alcídia; Collado, Ana; Georgiadis, Apostolos; Carvalho, Nuno B. e Pinho, Pedro; *Low Profile Conformal UHF Antennas and RFID Tags on Cork Substrate*; a submeter

Capítulo 2 : Caracterização eletromagnética de dielétricos

2.1 Introdução

Cada material tem características elétricas próprias que dependem das suas propriedades dielétricas. Estas propriedades podem ser medidas, proporcionando aos cientistas e engenheiros informações adequadas do material para sua aplicação, nomeadamente no controlo de qualidade de um processo de fabrico ou na obtenção de projetos mais rigorosos.

O conhecimento das propriedades elétricas tem sido um fator de grande ajuda nos avanços do processamento industrial de alimentos, borracha, plástico, cerâmicas e demais materiais [11].

Aos materiais que são capazes de armazenar energia proveniente de um campo elétrico externo são denominados dielétricos [11]. Quando é aplicado um campo elétrico demasiadamente elevado, podem aparecer cargas livres que tornam o dielétrico num condutor. Este fenómeno, denominado de rutura dielétrica, ocorre devido à alta separação entre os eletrões e núcleos que facilita a ionização das moléculas e respetiva libertação de eletrões [12].

As propriedades de interesse no ponto de vista prática de um material, ou seja os mais importantes para a sua caracterização são [13]:

- Permitividade, ϵ ;
- Permeabilidade, μ ;
- Condutividade, σ .

Estas propriedades não são constantes, visto que dependem da frequência, temperatura, humidade, pressão e orientação da estrutura molecular [11].

2.2 Permitividade

A permitividade é uma grandeza utilizada para descrever as propriedades elétricas que influenciam a reflexão de ondas eletromagnéticas e a atenuação da energia das ondas no interior do material. Esta é um número complexo sendo dada pela equação (2.1) [14]:

$$\epsilon = \epsilon' - j\epsilon'' \quad (F/m) \quad (2.1)$$

Onde $j = \sqrt{-1}$.

A parte real ϵ' está relacionado com a capacidade de um material armazenar energia quando exposto a um campo elétrico e a parte imaginária ϵ'' é um fator que representa as perdas por histerese ou condutividade, e que se traduz na capacidade do material absorver ou dissipar energia. A permitividade dielétrica é normalmente representada pelo fasor da Figura 1. [14]

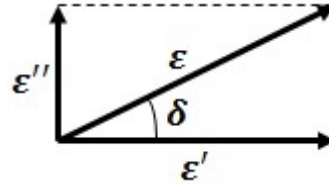


Figura 1-Diagrama fasorial da permitividade [11]

As perdas também podem ser representadas através da tangente de perdas, determinada pela (2.2), e que relaciona a parte real e imaginária da permitividade. [14]

$$\tan \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \quad (2.2)$$

A permitividade dielétrica do material é o produto entre a permitividade do vácuo ($\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12}$ F/m) e a permitividade relativa (ϵ_r) dada por:

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} = 1 + \chi_e \quad (2.3)$$

Onde χ_e é suscetibilidade elétrica.

2.3 Permeabilidade

A permeabilidade μ descreve a interação do material com o campo magnético. Por exemplo, o papel que é um material não ferromagnético e que terá uma permeabilidade perto da do vácuo, será mais resistente ao estabelecimento de linhas de força de fluxo magnético, comparativamente a materiais ferromagnéticos que apresentam permeabilidades altas. Esta grandeza é complexa e dada pela equação (2.4). [11]

$$\mu = \mu' - j\mu'' \quad (H/m) \quad (2.4)$$

A parte real μ' representa capacidade do material armazenar energia enquanto a parte imaginária μ'' representa as perdas magnéticas devido ao efeito pelicular, perdas por histerese e perdas devido às correntes de Foucault (perdas por indução).

Por vezes é indicado apenas a permeabilidade relativa, expressa por:

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} = \mu'_r - j\mu''_r = 1 + \chi_m \quad (2.5)$$

Onde $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ (H/m)}$ é a permeabilidade do vazio e χ_m é a suscetibilidade magnética.

2.4 Condutividade

A condutividade (σ) indica a capacidade de um material conduzir corrente elétrica. Esta é o inverso da resistividade (ρ), tal como indicado pela equação (2.6).

$$\sigma = \frac{1}{\rho} \quad (\text{S/m}) \quad (2.6)$$

Os dielétricos apresentam uma resistividade alta, ou seja uma condutividade baixa [15].

Se for aplicada uma diferença de potencial V a um material aparecerá uma corrente I . A relação entre o potencial e a corrente é definido como resistência e expresso segundo a lei de Ohm pela equação (2.7).

$$R = \frac{V}{I} \quad (\Omega) \quad (2.7)$$

Considere-se o material da Figura 2, onde se representa uma resistência com uma secção de área A , de comprimento l , resistividade ρ , sujeito a um campo eléctrico E e uma densidade de corrente J .

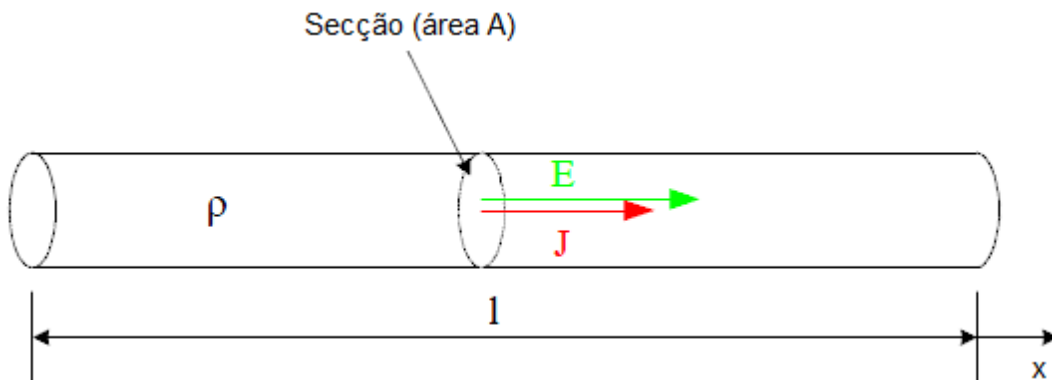


Figura 2 – Representação de uma resistência [15]

Sabe-se que a diferença de potencial é dada pela equação (2.8).

$$V = \oint \vec{E} \cdot d\vec{l} \quad (V) \quad (2.8)$$

Logo para um campo eléctrico independente de x , a diferença de potencial é dada pela equação (2.9).

$$V = E \times l \quad (\text{V}) \quad (2.9)$$

Sabe-se ainda que a corrente eléctrica, é dada em função da densidade de corrente numa determinada superfície pela equação.

$$I = \iint \vec{j} \cdot \vec{dA} \quad (\text{A}) \quad (2.10)$$

A expressão da densidade de corrente em função do campo eléctrico é dada pela equação (2.11).

$$J = \sigma E \quad (\text{A/m}^2) \quad (2.11)$$

Logo, para uma densidade de corrente \vec{j} constante ao longo da superfície integradora, a corrente é dada pela equação (2.12).

$$I = JA = \sigma EA \quad (\text{A}) \quad (2.12)$$

Através das equações (2.7), (2.9) e (2.12), pode-se determinar a condutividade de um material. Basta portanto aplicar uma tensão conhecida, medir a corrente no material e depois utilizar a equação (2.13).

$$R = \frac{V}{I} = \frac{El}{\sigma EA} = \frac{l}{\sigma A} \Rightarrow \sigma = \frac{Il}{VA} \quad (2.13)$$

2.5 Métodos de caracterização dielétrica

A escolha do método mais adequado para caracterizar um certo material depende de vários fatores como precisão, conveniência e forma dos materiais. Os mais importantes são [11]:

- Gama de frequência;
- Valores esperados de ε e μ ;
- Precisão de medida desejada;

- Propriedades do material (ou seja, homogéneo, isotrópico);
- Estado físico do material;
- Tamanho da amostra;
- Destrutiva ou não destrutiva para a amostra;
- Contato ou não com a amostra;
- Gama da temperatura;
- Custo.

2.5.1 Condensador de placas paralelas

Um condensador é constituído por três elementos, dois condutores semelhantes separados por um material isolante (dielétrico). A distância entre as placas tem de ser muito menor do que qualquer uma das outras dimensões das placas, para que se possa gerar um campo considerado uniforme. Existem vários tipos de condensadores, tais como de placas paralelas, esféricos e cilíndricos [12].

Usar um condensador de placas paralelas é um método simples, preciso, adequado para materiais finos, planos e para baixas frequências [11].

Admita-se que um condensador ideal foi carregado com uma carga Q_0 , e que posteriormente foi desligado da fonte. Na Figura 3, o condensador é apresentado com e sem dielétrico na situação onde já não está ligado à fonte.

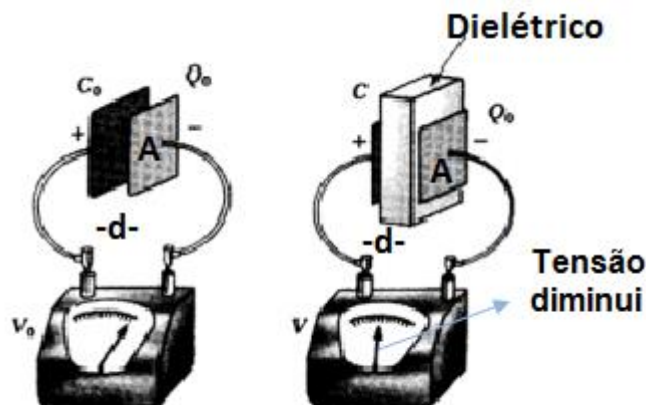


Figura 3 - Condensador de placa paralelas [16]

Como o condensador não está ligada à fonte, a carga Q_0 não varia. Sabendo que:

$$Q_0 = V_0 \times C_0 \quad (2.14)$$

$$Q_0 = V \times C \quad (2.15)$$

$$C_0 = \varepsilon_0 \times \frac{A}{d} \quad (2.16)$$

Onde:

A = área das placas do condensador

d = separação entre as placas

E que com a introdução do dielétrico a capacidade muda para:

$$C = \varepsilon_r \times \varepsilon_0 \times \frac{A}{d} \quad (2.17)$$

Obtém-se portanto, a partir das equações (2.16) e (2.17) a relação da equação (2.18).

$$C = \varepsilon_r \times C_0 \quad (2.18)$$

Para um $\varepsilon_r > 1$, pela equação (2.18), $C > C_0$, logo pela expressão (2.15), conclui-se que com a introdução do dielétrico, a tensão V diminui em relação a V_0 num fator ε_r .

Sabendo que:

$$\left. \begin{array}{l} V = \frac{Q_0}{C} = \frac{Q_0}{\varepsilon_r C_0} \\ V_0 = \frac{Q_0}{C_0} \end{array} \right\} \Rightarrow \frac{V}{V_0} = \frac{1}{\varepsilon_r} \quad (2.19)$$

E ainda que:

$$\left. \begin{array}{l} V = E \times d \\ V_0 = E_0 \times d \end{array} \right\} \Rightarrow \frac{V}{V_0} = \frac{E \times d}{E_0 \times d} = \frac{E}{E_0} \quad (2.20)$$

Pelas equações (2.19) e (2.20) obtém-se que:

$$\frac{E}{E_0} = \frac{1}{\varepsilon_r} \Leftrightarrow E = \frac{1}{\varepsilon_r} \times E_0 \quad (2.21)$$

Logo conclui-se também que o campo diminui quando é introduzido o dielétrico.

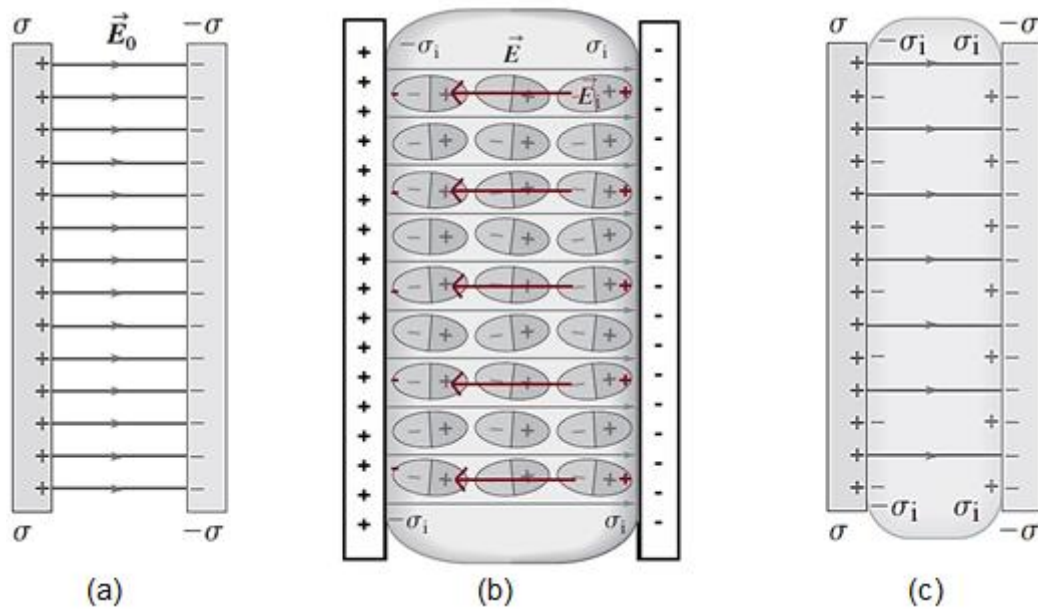


Figura 4 – Campo elétrico no condensador: (a) sem dielétrico , (b) induzido pelo dielétrico, (c) campo resultante [17]

O campo elétrico existente entre as placas polariza o dielétrico, pelo que as moléculas de momento bipolar não nulo ficam orientadas numa determinada direcção como ilustrado na Figura 4 (b), alinhando-se com o campo elétrico. Estas moléculas organizadas produzem um campo elétrico (E_i), que terá sentido contrário ao do campo produzido pelas placas [16].

Para medir o valor da permissividade primeiramente mede-se o valor da capacidade C_0 sem a presença de um material dielétrico (vácuo), em seguida coloca-se o dielétrico entre as placas do condensador, mantendo as mesmas dimensões, e mede-se o valor da capacidade C . A constante dielétrica relativa será dada pela equação (2.22).

$$\epsilon_r = \frac{C}{C_0} \quad (2.22)$$

2.5.2 Espaço Livre

No processo de medição não há contato com o dielétrico, que o torna fácil de realizar medidas sob altas temperaturas, em ambientes hostis e medições para altas frequências de 50MHZ a 30GHZ. É recomendável que o material seja grande, de superfície plana, homogéneo [18], [11].

O dielétrico é colocado entre duas antenas direcionais, como se pode observar na Figura 5, sendo ainda utilizado um analisador de redes para determinar os parâmetros de dispersão, S_{11}/S_{21} . A permitividade ou a permeabilidade podem ser determinadas de forma automática através, por exemplo, de um *software* da *Agilent*, como o 85071. Este *software* pode ser utilizado diretamente no analisador de redes, caso este seja compatível, como por exemplo nos analisadores de redes da família PNA (*Performance Network Analyzer*), ou em alternativa recorrer-se também a um computador [11].

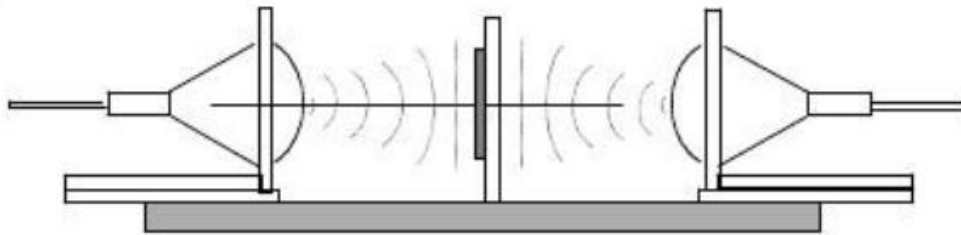


Figura 5 - Medição ao espaço livre [11]

Para se obter melhores resultados na medição deve-se colocar painéis absorventes em torno do local onde o dielétrico é medido [19].

2.5.3 Cavidade ressonante

Cavidades ressonantes são estruturas caracterizadas por um fator de qualidade Q e uma frequência de ressonância $f_0 = Q \times W$, em que W é a largura de banda da cavidade. Quando é inserido um pedaço de um dielétrico na cavidade haverá uma perturbação do campo eletromagnético. A frequência de ressonância e o fator de qualidade sofrerão um deslocamento dos seus valores iniciais, relativamente à situação onde a cavidade se apresentava sem a amostra [20]. Na Figura 6 é representada esta situação onde se pode observar duas curvas da transmissão, com e sem amostra.

Para determinar a constante dielétrica pode relacionar-se a parte real com a variação da frequência de ressonância e a parte imaginária com a variação do fator de qualidade [21].

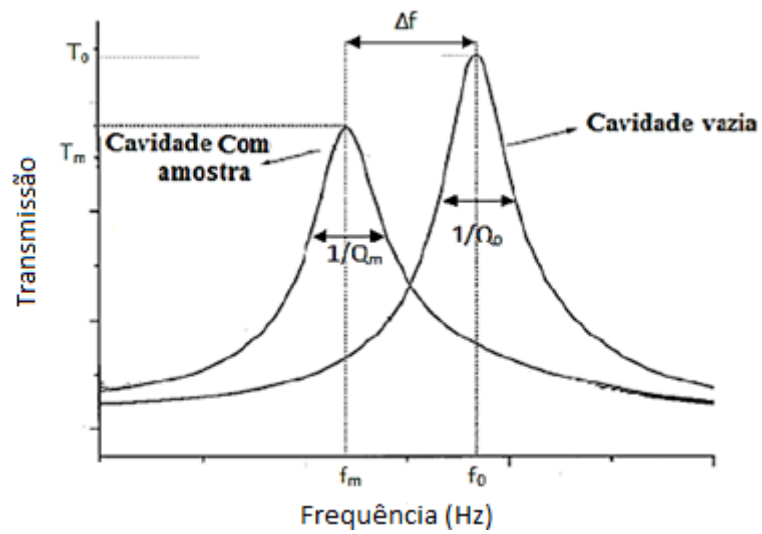


Figura 6 – Transmissão da cavidade ressonante sem amostra e com amostra [21]

Existem vários tipos de cavidades ressonantes, sendo que as mais usadas são a cavidade circular e a retangular.

2.5.3.1 Cavidade cilíndrica

Uma cavidade cilíndrica apresenta uma secção circular, tal como se pode observar na Figura 7. A amostra do dielétrico em estudo deverá ser colocada no interior desta.

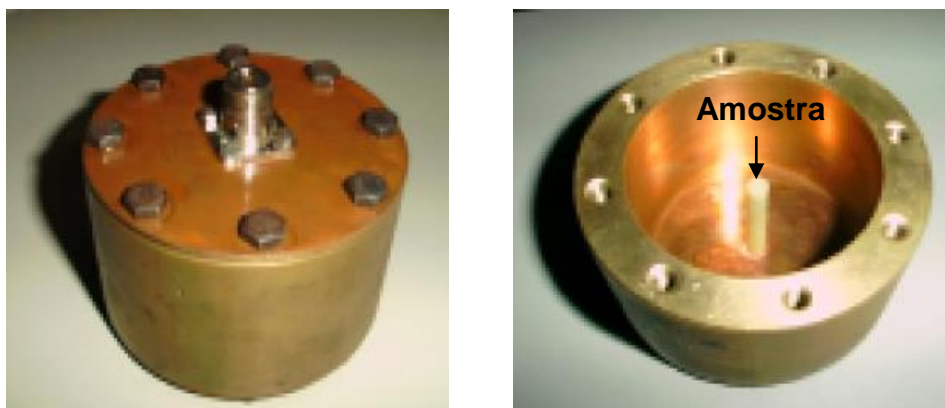


Figura 7 - Cavidade cilíndrica [22]

A permitividade pode ser calculada através das equações (2.23) e (2.24), recorrendo também à medição da frequência de ressonância de um material de permitividade conhecida ($\varepsilon_t = \varepsilon_t' - j\varepsilon_t''$) para o qual a ressonância ocorre à frequência f_t [20].

$$\varepsilon' = \frac{f_0 - f_m}{f_0 - f_t} (\varepsilon_t' - 1) + 1 \quad (2.23)$$

$$\varepsilon'' = \frac{P_0 - P_m}{P_0 - P_t} \varepsilon_t'' \quad (2.24)$$

Onde $P=T^{-1/2}$.

As restantes variáveis apresentadas nas equações (2.23) e (2.24) encontram-se representadas na Figura 6.

2.5.3.2 Cavidade retangular

Uma cavidade retangular apresenta uma secção retangular, e a amostra deverá ser colocada nesta, tal como se pode observar na Figura 8.

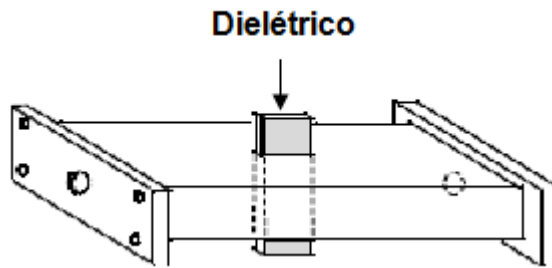


Figura 8 - Cavidade ressonante retangular [11]

A parte real e imaginária da permitividade da amostra, podem ser determinadas, respetivamente pelas equações (2.25) e (2.26) [11].

$$\varepsilon_R' = \frac{V_0(f_0 - f_m)}{2V_m f_m} + 1 \quad (2.25)$$

$$\varepsilon_R'' = \frac{V_0}{4V_m} \left(\frac{1}{Q_m} - \frac{1}{Q_0} \right) \quad (2.26)$$

Onde V_0 , f_0 e Q_0 correspondem ao volume, frequência e o fator da cavidade sem material e V_m , f_m e Q_m correspondem ao volume, frequência e o fator da cavidade com o material.

2.5.4 Sonda Coaxial

Um método simples e prático, (não destrutivo) e de precisão limitada na determinação de ϵ_r e $\tan(\delta)$. É mais adequado para dielétricos em estado líquido ou sólido, não magnéticos, isotrópicos, homogêneos, com superfícies planas e sem lacunas de ar [11]. A medição consiste em mergulhar a sonda num material líquido, ou simplesmente colocar a sonda em contacto com a superfície plana de um material sólido ou em pó.

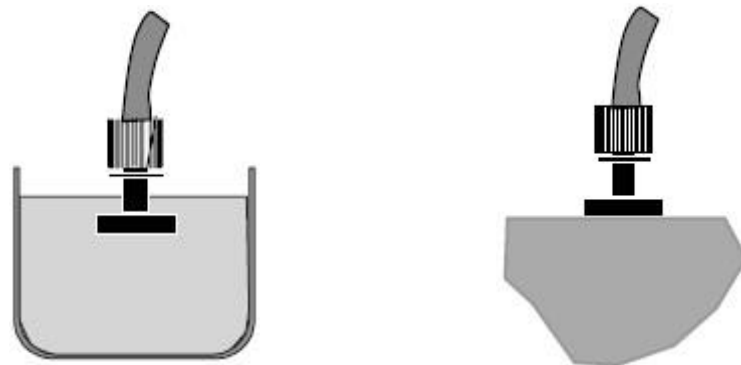


Figura 9 - Sonda coaxial em materiais: (a) estado líquido, (b) em estado sólido [11]

Quando a sonda é colocada no MUT os campos na extremidade da sonda sofrem alterações. Haverá reflexão de uma parte do sinal que poderá ser medida e relacionada com a constante dielétrica, através do coeficiente de reflexão que depende do material em estudo [11].

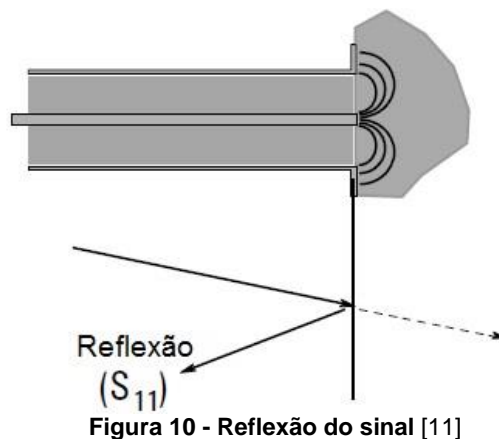


Figura 10 - Reflexão do sinal [11]

A medição pode ser realizada através da seguinte montagem da Figura 11.

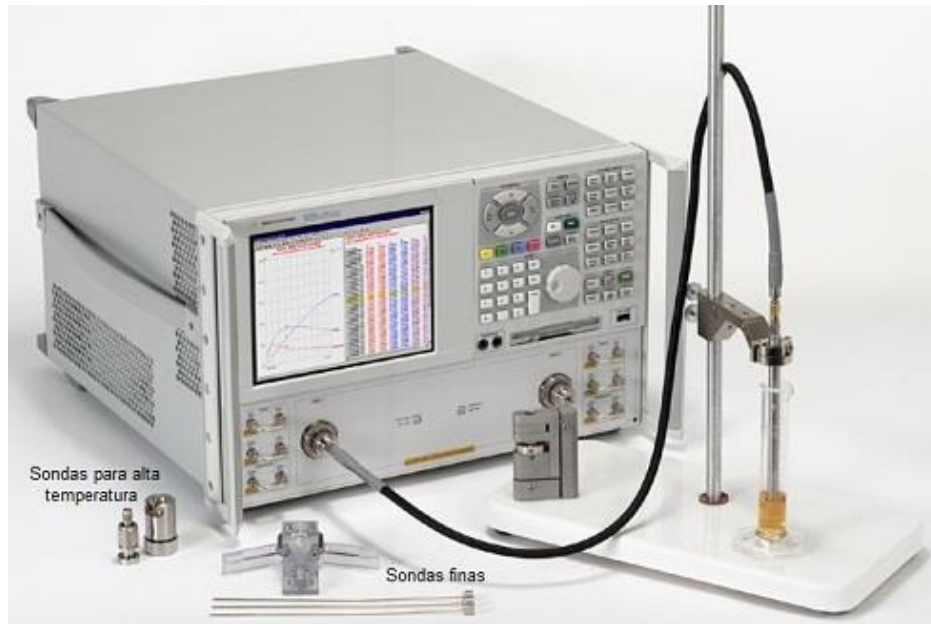


Figura 11 - Montagem do método da sonda coaxial [23]

Determinação do ϵ após a devida calibração, recorrendo ao kit 85070E da *Agilent*:

1. Colocar a ponta da sonda em contacto com o dielétrico;
2. Determinação do S_{11} através do analisador de redes;
3. Calculo do ϵ através do *software* que vem incluído no kit 85070E utilizando o S_{11} .

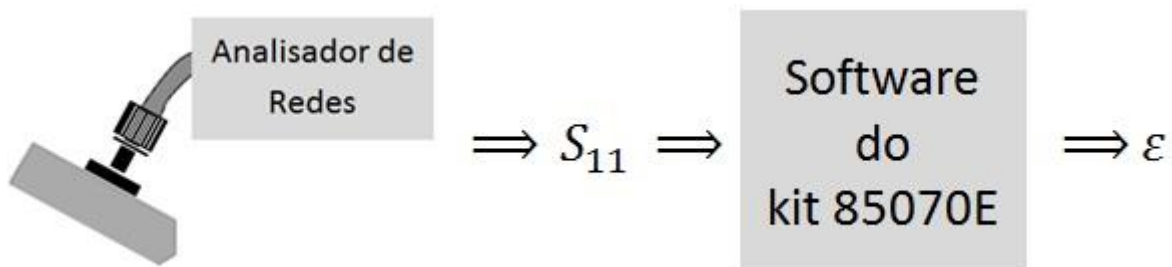


Figura 12 - Passos para determinação do ϵ usando o método SC

As medições estão sujeitas a erros, nomeadamente instabilidade do cabo, lacunas de ar entre a sonda e o dielétrico e ainda a espessura da amostra.

Para se obter uma medição correta é aconselhável esperar algum tempo para que a medição estabilize, minimizando assim o problema da instabilidade do cabo. Para o caso das lacunas de ar deve-se ter uma amostra com a superfície o mais plana possível. Esta amostra deve ser suficientemente grossa para que a sonda a veja como infinita [11].

2.5.5 Transmissão/Reflexão

Neste método, o material em estudo, é colocado dentro da linha de transmissão ou guia de onda, tal como ilustrado na Figura 13, e por isso convém que este seja maneável. Além disso, para reduzir as lacunas de ar, a amostra deve estar com dimensões apropriadas para que esta esteja bem justa às paredes do(s) condutor(es) da linha de transmissão / guia de onda. Ainda a precisão da medição é limitada quando o comprimento da amostra é múltiplo da metade do comprimento de onda no material [24].

Para este método será necessário [11]:

- Um analisador de redes (responsável pela medição dos parâmetros S_{11} e S_{21} , o qual deve ser previamente calibrado)
- Um *software* (como por exemplo o 85071E que permitirá calcular a permissividade e a permeabilidade do material)
- Um computador (se necessário, depende se o analisador de redes é compatível com o *software*, no caso de não ser, o computador apresentará os resultados).

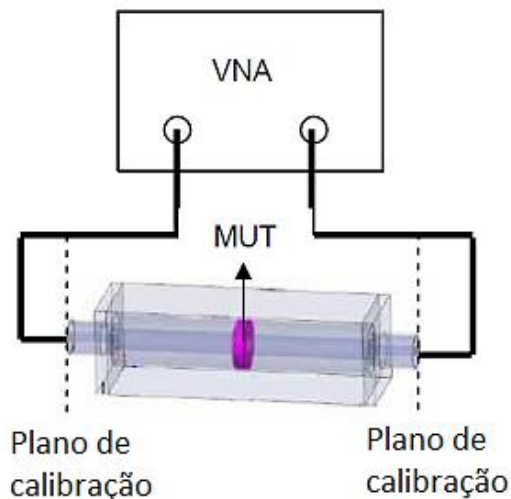


Figura 13-Cabo coaxial com uma amostra [24]

2.5.6 Linhas de transmissão impressas

Neste subcapítulo serão apresentadas três estruturas de linhas de transmissão impressa, a *microstrip*, a *stripline* e a coplanar. Para cada uma destas estruturas será apresentada a equação da impedância característica da linha, em função das suas dimensões e da

constante dielétrica do substrato. Pretende-se elaborar uma base matemática que possibilite o cálculo do ϵ_r a partir de Z_0 , valor que se pode medir com o auxílio de um analisador de redes.

2.5.6.1 Microstrip

Como se pode constatar na Figura 14, uma *microstrip* é constituída por dois condutores separados por um material dielétrico. É ainda possível observar-se as dimensões da linha, nomeadamente a espessura do substrato h e a largura do condutor da superfície superior W , que afetam a impedância característica da linha Z_0 .

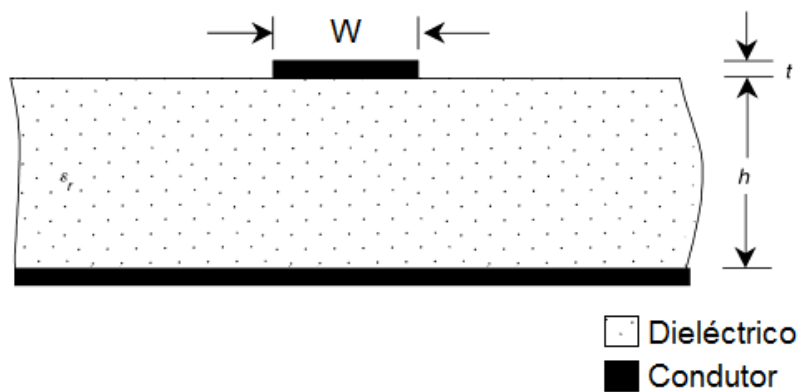


Figura 14 - Linha *Microstrip* [25]

As ondas eletromagnéticas propagam-se através do substrato, mas também através do ar. É utilizado o conceito de constante dielétrica relativa efetiva, ϵ_{ref} , para representar um meio equivalente ao meio formado pelo substrato e o ar. As equações (2.27) e (2.29) indicam a impedância característica da linha, e a partir destas determinou-se as equações (2.28) e (2.30) com as quais se pode obter ϵ_{ref} [26].

Para $\frac{W}{h} \leq 1$:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ref}}} \ln \left[\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right] \quad (2.27)$$

$$\Leftrightarrow \epsilon_{ref} = 3600 \left(\frac{\ln \left[\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right]}{Z_0} \right)^2 \quad (2.28)$$

Para $\frac{W}{h} \geq 1$:

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{ref}}} \frac{1}{\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left[\frac{W}{h} + 1.444 \right]} \quad (2.29)$$

$$\Leftrightarrow \varepsilon_{ref} = \left(\frac{120\pi}{Z_0} \frac{1}{\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left[\frac{W}{h} + 1.444 \right]} \right)^2 \quad (2.30)$$

Sabendo que:

$$\varepsilon_{ref} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (2.31)$$

Manipulando a equação (2.31), a constante dielétrica pode ser calculado por:

$$\varepsilon_r = \frac{2\varepsilon_{ref} + \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} - 1}{\left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} + 1} \quad (2.32)$$

Na Figura 15 está representado as linhas do campo elétrico numa *microstrip*.

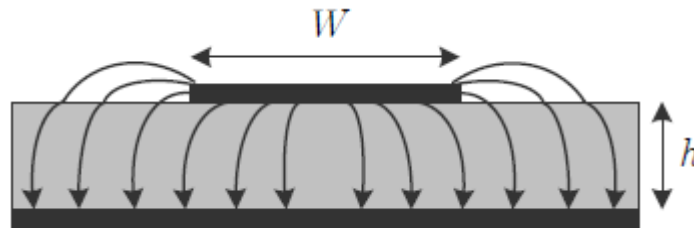


Figura 15- Linhas de força do campo elétrico numa linha *microstrip* [27]

Pode constatar-se que o campo é radiado para além das extremidades do condutor, pois este tem dimensões finitas. Assim sendo, considera-se uma largura do condutor elétrica, W_{eff} , diferente da dimensão física, W , para levar em conta este efeito. As equações ((2.33) e (2.34) permitem calcular W_{eff} , e esta pode ser usada em substituição de W nas equações (2.27) a (2.32) [27].

Para $W/h \geq \frac{1}{2}\pi$

$$W_{eff} = h \left[\frac{W}{h} + \frac{t}{\pi h} \left(1 + \ln \frac{2h}{t} \right) \right] \quad (2.33)$$

Para $W/h \leq \frac{1}{2}\pi$

$$W_{eff} = h \left[\frac{W}{h} + \frac{t}{\pi h} \left(1 + \ln \frac{4\pi W}{t} \right) \right] \quad (2.34)$$

2.5.6.2 Coplanares

A linha coplanar pode ter diferentes estruturas. Na Figura 16 é apresentado dois tipos de coplanares, onde a diferença reside no facto de terem ou não um plano de massa também na superfície inferior do substrato.

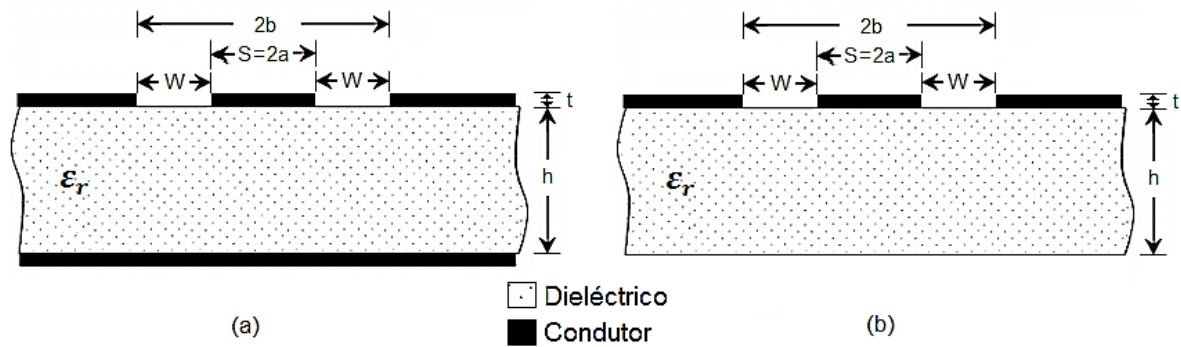


Figura 16 – Linha coplanar: (a) com plano de massa na superfície inferior, (b) sem plano de massa na superfície inferior [25]

A impedância característica da linha da Figura 16 (a) é dada por [25]:

$$Z_0 = \frac{60\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{1}{\frac{K(k_1)}{K(k_1')} + \frac{K(k_2)}{K(k_2')}}} \quad (2.35)$$

Onde é ε_{eff} a permitividade dielétrica efetiva que é dada por:

$$\varepsilon_{eff} = \frac{1 + \varepsilon_r \frac{K(k_1')}{K(k_1)} \frac{K(k_2)}{K(k_2')}}{1 + \frac{K(k_1')}{K(k_1)} \frac{K(k_2)}{K(k_2')}}} \quad (2.36)$$

Os coeficientes k_1 e k_2 são dados pelas expressões:

$$k_1 = \frac{a}{b} \quad (2.37)$$

$$k_2 = \frac{\tanh\left(\frac{\pi a}{2h}\right)}{\tanh\left(\frac{\pi b}{2h}\right)} \quad (2.38)$$

A impedância característica da linha da Figura 16 (b) é dada por:

$$Z_0 = \frac{30\pi K(k'_1)}{\sqrt{\varepsilon_{eff}} K(k_1)} \quad (2.39)$$

Onde é ε_{eff} a permitividade dielétrica efetiva que é dada por:

$$\varepsilon_{eff} = 1 + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{K(k_2) K(k'_1)}{K(k'_2) K(k_1)} \quad (2.40)$$

Os coeficientes k_1 e k_2 são dados pelas expressões:

$$k_1 = \frac{S}{S + 2W} \quad (2.41)$$

$$k_2 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi S}{4h}\right)}{\sinh\left(\frac{(S + 2W)\pi}{4h}\right)} \quad (2.42)$$

Nas expressões (2.35),(2.36),(2.39) e (2.40) utilizou-se k'_1 e k'_2 que podem ser obtidos pela equação (2.43). A função $K(k)$ que é um integral elíptico completo de primeiro tipo cuja aproximação pode ser dada pela equação (2.44).

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (2.43)$$

$$\frac{K(k)}{K(k')} = \begin{cases} \frac{\pi}{\ln\left(2 \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}}\right)} & 0 \leq k \leq 1/\sqrt{2} \\ \frac{\ln\left(2 \frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}}\right)}{\pi} & 1/\sqrt{2} \leq k \leq 1 \end{cases} \quad (2.44)$$

2.5.6.3 Stripline

A *stripline* é apresentada na Figura 17. Como se pode observar, existe em ambas as superfícies do substrato, um condutor que faz com que os campos se propaguem apenas no interior da linha. Assim sendo, não havendo propagação no ar, não se irá recorrer ao conceito de constante dielétrica efetiva.

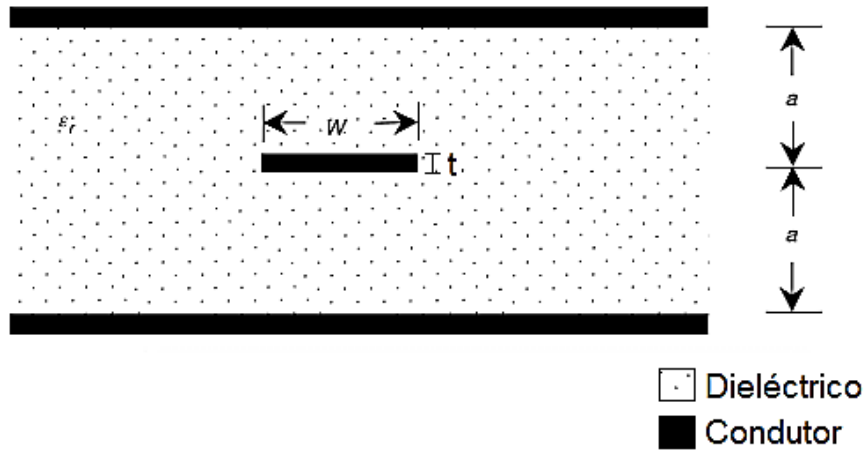


Figura 17 – Stripline [25]

A impedância característica da linha é dada por [28]:

Para $\frac{w}{a} \leq 1$:

$$Z_0 = \frac{30}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}} \right) \quad (2.45)$$

Para $\frac{w}{a} > 1$:

$$Z_0 = \frac{30\pi^2}{\sqrt{\epsilon_r} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right)} \quad (2.46)$$

Onde k' é dado pela equação (2.43) e k pela equação (2.47).

$$k = \operatorname{sech} \left(\frac{\pi w}{4a} \right) \quad (2.47)$$

Para $\frac{w}{a} \gg 0.7$:

$$Z_0 = \frac{94.15}{\sqrt{\epsilon_r}} \left(\frac{wk}{2a} + \frac{C_f}{8.854\epsilon_r} \right)^{-1} \quad (2.48)$$

Com os coeficientes k e C_f dados pelas equações (2.49) e (2.50).

$$k = \frac{1}{1 - \frac{t}{b}} \quad (2.49)$$

$$C_f = \frac{8.854}{\pi} [2k \ln(k + 1) - (k - 1) \ln(k^2 - 1)] \quad (pF/m) \quad (2.50)$$

Capítulo 3 : Caraterização dielétrica do papel

Foi escolhido para a caraterização dielétrica do papel, o método das linhas de transmissão impressas, visto que estas são de baixo custo e de fácil construção tendo em conta os recursos disponíveis. Como se pretende trabalhar para frequências elevadas, este fator teve um impacto influente na decisão tomada. A linha escolhida é do tipo *microstrip* pois as suas equações são de manipulação mais simples.

3.1 Fundamentação teórica

Considere a linha de transmissão representada na Figura 18. Numa linha de transmissão, ao contrário de componentes discretas, considera-se parâmetros distribuídos. Isto acontece, pois devido às suas dimensões, não se pode considerar a tensão ou a corrente constante ao longo deste. Por exemplo, para uma frequência de 866MHz, o comprimento de onda é de 0.35m, ou seja, ao longo de um comprimento de 0.35m, que não é muito para uma linha de transmissão, uma tensão sinusoidal passa pelo seu máximo, por zero, e pelo seu mínimo. Quando se utiliza componentes discretas, as suas dimensões como são usualmente muito menores que o comprimento de onda, considera-se a tensão e a corrente constantes.

A utilização de parâmetros distribuídos recorre ao conceito de parâmetros concentrados infinitesimais, que são integrados ao longo da linha. A resistência R representa a resistência dos condutores de ida e volta, a indutância L representa a indutância devido ao fluxo magnético entre os condutores e nos condutores, a capacidade C representa a capacidade entre os condutores e a condutância G representa as perdas por histerese ou condutividade no dielétrico.

As equações (3.1) a (3.8) relacionam os parâmetros da linha de definem conceitos úteis para o dimensionamento das mesmas.

Considerando que:

$$Z = R + j\omega L \quad (\Omega/m) \quad (3.1)$$

$$Y = G + j\omega C \quad (S/m) \quad (3.2)$$

Define-se impedância característica da linha como sendo [26]:

$$Z_0 = \sqrt{Z/Y} \quad (\Omega) \quad (3.3)$$

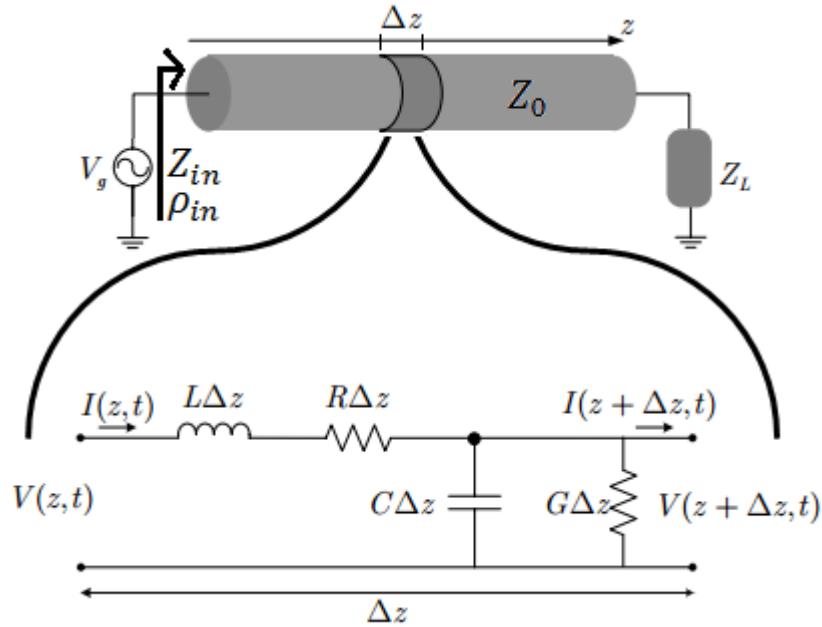


Figura 18 - Modelo de uma linha de transmissão [29]

Assim sendo, a impedância de entrada da linha é dada por:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \rho_{in}}{1 - \rho_{in}} \quad (3.4)$$

Onde ρ_{in} é o coeficiente de reflexão de entrada que quantifica a porção de sinal que é reflectida. O coeficiente de reflexão define-se através da equação (3.5).

$$\rho_{in} = \rho_L e^{-2\gamma l} \quad (3.5)$$

Com ρ_L dado por:

$$\rho_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (3.6)$$

A variável γ é definido como constante de propagação e dada por:

$$\gamma = \sqrt{ZY} = \alpha + j\beta \quad (m^{-1}) \quad (3.7)$$

Onde α é a constante de atenuação dada em Neper/m e β a constante de fase que pode ser calculada pela expressão (3.8).

$$\beta = 2\pi/\lambda \quad (rad/m) \quad (3.8)$$

3.1.1 Constante dielétrica

As equações (3.1) a (3.8) serão manipuladas para que se possa a partir destas extrair a constante dielétrica do material em estudo, e que será usado como substrato de uma linha de transmissão. A constante dielétrica será calculada a partir da medição de Z_0 . Para uma linha terminada em aberto ($Z_L = \infty$) como a da Figura 19, e recorrendo à equação (3.6) e à regra de Cauchy, determina-se que o coeficiente de reflexão na carga é 1.

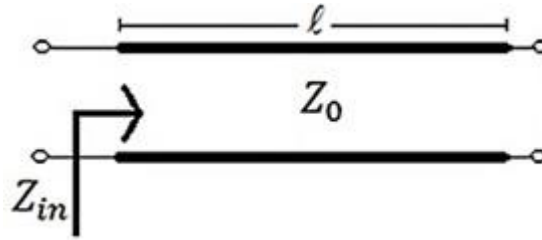


Figura 19- Linha terminada em aberto

$$\rho_L = \lim_{Z_L \rightarrow +\infty} \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \lim_{Z_L \rightarrow +\infty} \frac{(Z_L - Z_0)'}{(Z_L + Z_0)'} = \lim_{Z_L \rightarrow +\infty} \frac{1}{1} = 1$$

Assim sendo, a impedância de entrada para uma linha terminada em aberto será dada por:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + e^{-2\gamma l}}{1 - e^{-2\gamma l}} = Z_0 \frac{e^{\gamma l} + e^{-\gamma l}}{e^{\gamma l} - e^{-\gamma l}} \quad (3.9)$$

Pela equação (3.7), (3.9) e pela expressão matemática que se encontra em anexo, A.1, pode obter-se a equação (3.10).

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1}{\tanh(\gamma l)} = Z_0 \frac{1}{\tanh(\alpha l + j\beta l)} \quad (3.10)$$

Como a ressonância ocorre quando o comprimento da linha é:

$$l = \frac{\lambda_0}{2} \quad (3.11)$$

Então pela equação (3.8) e (3.11) pode obter-se que:

$$\beta l = \frac{2\pi \lambda_0}{\lambda} \frac{\lambda_0}{2} = \frac{f}{f_0} \pi \quad (3.12)$$

Então de (3.10), (3.12) e A.2 tem-se que:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \tanh(\alpha l) \tanh\left(j \frac{f}{f_0} \pi\right)}{\tanh(\alpha l) + \tanh\left(j \frac{f}{f_0} \pi\right)} \quad (3.13)$$

Assim sendo, de (3.13) e A.3 obtém-se:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + j \tanh(\alpha l) \tan\left(\frac{f}{f_0} \pi\right)}{\tanh(\alpha l) + j \tan\left(\frac{f}{f_0} \pi\right)} \quad (3.14)$$

Para facilitar os cálculos, separa-se a parte real da imaginária, multiplicando tanto o numerador como o denominador pelo conjugado do denominador, obtendo-se:

$$\begin{aligned} Z_{in} &= Z_0 \frac{\left[1 + j \tanh(\alpha l) \tan\left(\frac{f}{f_0} \pi\right)\right]}{\left[\tanh(\alpha l) + j \tan\left(\frac{f}{f_0} \pi\right)\right]} \times \frac{\left[\tanh(\alpha l) - j \tan\left(\frac{f}{f_0} \pi\right)\right]}{\left[\tanh(\alpha l) - j \tan\left(\frac{f}{f_0} \pi\right)\right]} \\ &= Z_0 \frac{\tanh(\alpha l) - j \tan\left(\frac{f}{f_0} \pi\right) + j \tanh^2(\alpha l) \tan\left(\frac{f}{f_0} \pi\right) + \tanh(\alpha l) \tanh^2\left(\frac{f}{f_0} \pi\right)}{\tanh^2(\alpha l) - j \tanh(\alpha l) \tan\left(\frac{f}{f_0} \pi\right) + j \tanh(\alpha l) \tan\left(\frac{f}{f_0} \pi\right) + \tan^2\left(\frac{f}{f_0} \pi\right)} \\ &= Z_0 \frac{\left[1 + \tan^2\left(\frac{f}{f_0} \pi\right)\right] \tanh(\alpha l)}{\tan^2\left(\frac{f}{f_0} \pi\right) + \tanh^2(\alpha l)} - j Z_0 \frac{[1 - \tanh^2(\alpha l)] \tan\left(\frac{f}{f_0} \pi\right)}{\tan^2\left(\frac{f}{f_0} \pi\right) + \tanh^2(\alpha l)} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Admitindo uma linha de baixas perdas, $\tanh(\alpha l) \approx 0$. A equação (3.15) simplificar-se-á em:

$$Z_{in} = -j Z_0 \frac{1}{\tan\left(\frac{f}{f_0} \pi\right)} \quad (3.16)$$

Na Figura 20 é apresentado dois exemplos da determinação da impedância característica de duas linhas *microstrip*, calculadas com a equação (3.16), a partir de resultados simulados no ADS e confrontados com os valores do TxLine. No ADS foram retirados os parâmetros S e depois aplicadas as equações (3.29) e (3.30) para se obter a impedância de entrada. Posteriormente usou-se a equação (3.16) para obter-se a impedância característica. Foi ainda extraído do ADS a frequência de ressonância. No TxLine foram inseridas as dimensões da linha, a constante dielétrica e registou-se o Z_0 apresentado para diferentes frequências introduzidas.

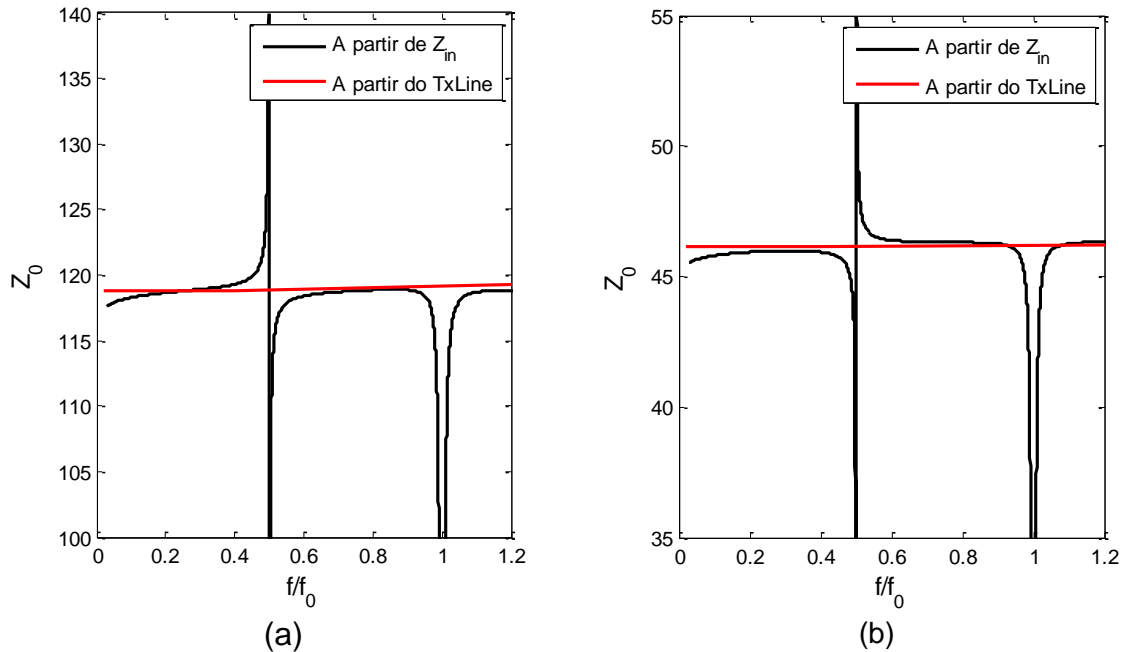


Figura 20- Comparação das Impedâncias Caraterísticas determinadas a partir do Zin Vs TxLine, onde as linhas têm: (a) $\epsilon_r = 3$, $\tan(\delta) = 0.01$, $h=2\text{mm}$, $l=32\text{mm}$, $w=0.8\text{mm}$, (b) $\epsilon_r = 1.7$, $\tan(\delta) = 0.01$, $h=1\text{mm}$, $l=36\text{mm}$, $w=4\text{mm}$

A um quarto da frequência de ressonância obteve-se:

Exemplo	Z_0 (TxLine) Ω	Z_0 (ADS) Ω	Desvio (%)
(a)	118.826	118.783	0.036
(b)	46.151	45.958	0.418

Tabela 1- Comparação das Impedâncias Caraterísticas determinadas a partir do Zin Vs TxLine

Como se pode constatar na Figura 20 os valores de Z_0 estão próximos do esperado, uma vez que as curvas quase se sobrepõem, exceção feita aos pontos múltiplos de 0.5 pois $\tan\left(\frac{f}{f_0}\pi\right)$ é infinita ou nula e os valores obtidos para a impedância característica não são consistentes. A um quarto da frequência de ressonância pode considerar-se o erro marginal como se observa na Tabela 1.

Para simplificar a expressão (3.16) é indicado escolher um ponto para realizar a medição da impedância característica. Deve optar-se por uma frequência, tal que $\frac{f}{f_0}$ não esteja próximo de múltiplos de 0.5. Sabe-se que $\tan\left(\frac{\pi}{4} + k\pi\right) = 1, \forall k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, logo o ponto escolhido foi a $\frac{1}{4}$ da frequência de ressonância, pois a $\tan\left(\frac{f}{f_0}\pi\right) = 1$, assim sendo:

$$Z_{in} = -jZ_0 \tag{3.17}$$

Assumindo que $Z_{in} = R - jX$ e considerando que existe perdas, obtém-se da equação (3.15), a um quarto da frequência ressonância:

$$Z_{in} = Z_0 \underbrace{\frac{2 \tanh(\alpha l)}{1 + \tanh^2(\alpha l)}}_R - j Z_0 \underbrace{\frac{1 - \tanh^2(\alpha l)}{1 + \tanh^2(\alpha l)}}_X \quad (3.18)$$

Logo:

$$\frac{R}{X} = \frac{2 \tanh(\alpha l)}{1 - \tanh^2(\alpha l)} \Leftrightarrow \tanh(\alpha l) = -\frac{X}{R} \pm \sqrt{\left(\frac{X}{R}\right)^2 + 1} \quad (3.19)$$

Escolhendo a solução positiva, pois é aquela que tem um correto significado físico.

O valor de $\tanh(\alpha l)$, como verificado na equação (3.19), pode ser determinado através da impedância de entrada Z_{in} . Assim sendo, através da manipulação da equação (3.18), a impedância característica é simples de se obter e dada por uma das seguintes equações:

$$Z_0 = R \frac{1 + \tanh^2(\alpha l)}{2 \tanh(\alpha l)} \quad (3.20)$$

$$Z_0 = X \frac{1 + \tanh^2(\alpha l)}{1 - \tanh^2(\alpha l)} \quad (3.21)$$

Na Figura 21 está representada a determinação da impedância característica em diferentes situações. As curvas a preto representam a impedância característica que seria suposto obter-se, para uma determinada linha, caso esta não apresentasse perdas. Como a linha de transmissão tem perdas, as curvas que se poderiam medir experimentalmente usando o método descrito seriam as curvas a vermelho. Ora, como se pode observar graficamente, será espectável um elevado erro na medição da constante dielétrica, dado o desvio do Z_0 medido.

Para solucionar o problema, pensou-se em recorrer à equação (3.21) e considerar as perdas, obtendo-se as curvas em verde, que apesar de melhores que as curvas a vermelho, continuam a apresentar um elevado erro. Após isto, resolveu-se efetuar um desvio na frequência que compensasse o efeito das perdas. Testou-se efetuar um desvio de $1 + \alpha l$, ou seja, em vez das medições serem efetuadas a $f_0/4$, passaram a efetuar-se à frequência indicada pela equação (3.22).

$$\frac{f'_0}{4} = \frac{f_0/4}{1 + \alpha l} \quad (3.22)$$

A equação (3.22) não tem uma origem matemática, sendo então necessária uma verificação empírica. Neste contexto surgem as curvas em azul na Figura 21, onde se aplica este método de compensação das perdas. Verificou-se que apesar do erro observado, os resultados estão muito mais próximos do pretendido.

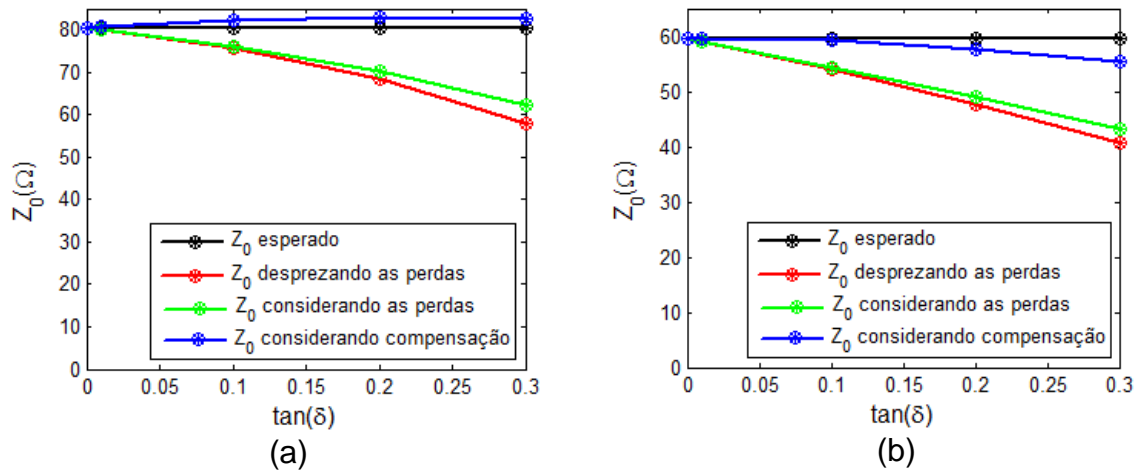


Figura 21- Impedância característica na presença ou não de perdas, onde as linhas têm: (a) $\epsilon_r=2$, $h=2\text{mm}$, $l=20\text{mm}$, $w=3\text{mm}$, (b) $\epsilon_r=10$, $h=3\text{mm}$, $l=32\text{mm}$, $w=2\text{mm}$

O método das linhas de transmissão também pode ser usado para linhas terminadas em curto-circuito. Considere-se a seguinte linha:

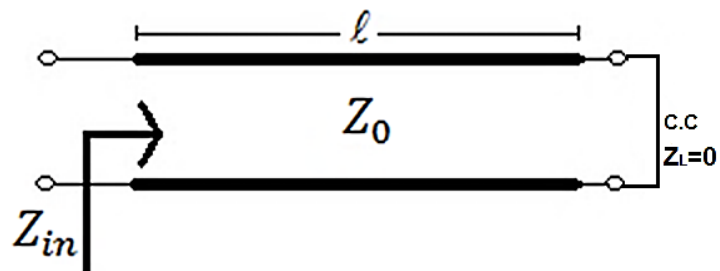


Figura 22- Linha terminada em curto-circuito

No caso da linha estar terminada em curto-circuito, o coeficiente de reflexão na carga, pela equação (3.6) é:

$$\rho_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{0 - Z_0}{0 + Z_0} = -1$$

Logo pela equação (3.5), o coeficiente de reflexão na entrada é:

$$\rho_{in} = -e^{-2\gamma l} \quad (3.23)$$

A impedância de entrada segundo a equação (3.4) vem dada por:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 - e^{-2\gamma l}}{1 + e^{-2\gamma l}} = Z_0 \frac{1 - e^{-2\gamma l}}{1 + e^{-2\gamma l}} \times \frac{e^{\gamma l}}{e^{\gamma l}} = Z_0 \frac{e^{\gamma l} - e^{-\gamma l}}{e^{\gamma l} + e^{-\gamma l}} = Z_0 \tanh(\gamma l) \quad (3.24)$$

Pela substituição direta de γ dado pela equação (3.7) na equação (3.24), tem-se:

$$Z_{in} = Z_0 \tanh(\alpha l + j\beta l) \quad (3.25)$$

Desprezando as perdas, ou seja, considerando $\alpha = 0$ e recorrendo às equações (3.25) e A.2, a impedância de entrada fica simplificada à equação (3.26).

$$\begin{aligned} Z_{in} &= Z_0 \tanh(j\beta l) \\ \Rightarrow Z_{in} &= jZ_0 \tan(\beta l) \end{aligned} \quad (3.26)$$

A partir das expressões (3.12) e (3.26) conclui-se que a impedância de entrada em função da frequência é dada pela equação (3.27).

$$Z_{in} = jZ_0 \tan\left(\frac{f}{f_0} \pi\right) \quad (3.27)$$

Para simplificar a equação (3.27), optou-se por realizar a mesma estratégia que foi usada no caso de uma linha terminada em circuito aberto, ou seja, considerar $f = \frac{f_0}{4}$, para se obter $\tan\left(\frac{f}{f_0} \pi\right) = 1$. Assim sendo a impedância de entrada é dada pela equação (3.28).

$$Z_{in} = jZ_0 \quad (3.28)$$

Se não for possível visualizar o Z_{in} diretamente no VNA, este pode ser obtido diretamente do S_{11} .

Considere a carta de Smith apresentada na Figura 23 assim como o ponto nela representada e respectivas coordenadas cartesianas, $S_{11} = u + jv$.

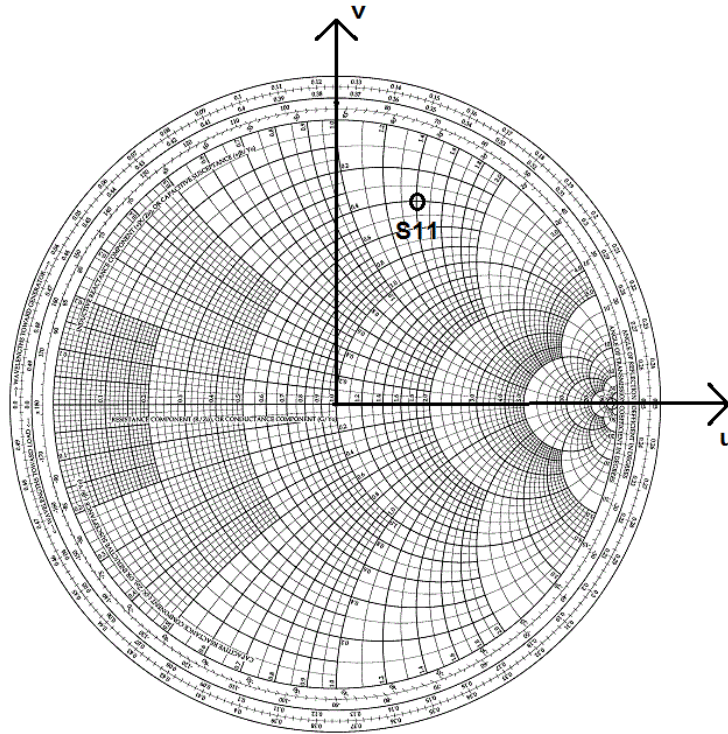


Figura 23- Carta de Smith

Para a impedância normalizada $z = r + jx$, e que corresponde à impedância do ponto assinalado na carta de Smith, pode obter-se uma relação entre r , x e u , v . Estas relações são expressas pelas equações (3.29) e (3.30) [26].

$$r = \frac{1 - (u^2 + v^2)}{(1 - u)^2 + v^2} \quad (3.29)$$

$$x = \frac{2v}{(1 - u)^2 + v^2} \quad (3.30)$$

Desnormalizando, a impedância de entrada da linha é dada por $Z_{in} = 50z$. O restante processo da determinação do Z_0 segue como descrito para o caso em que o Z_{in} é apresentado no diretamente no VNA.

3.1.2 Tangente de perdas

O método mais simples para se determinar a tangente de perdas de um substrato passa por realizar medições da linha *microstrip* e depois, no ADS simular-se exatamente a mesma linha, onde tentar-se-á igualar o resultado da simulação ao resultado da medição, fazendo variar a tangente de perdas. A medição que se tomou como referência foi a impedância de entrada da linha terminada em aberto à frequência de ressonância. Em teoria, não existindo perdas, a impedância de entrada à frequência de ressonância seria infinita. Isto acontece pois à frequência de ressonância ter-se-ia dado uma volta completa na carta de Smith, e para uma linha terminada em aberto, obter-se-ia novamente o aberto.

À medida que as perdas de uma linha aumentam, pode facilmente observar-se na Figura 24 que o módulo de S_{11} diminui, logo o ponto onde ocorre a ressonância localiza-se numa posição mais interior da carta de Smith, correspondendo a uma impedância de entrada menor. Assim sendo, quanto maiores as perdas, menor será a impedância de entrada à frequência de ressonância.

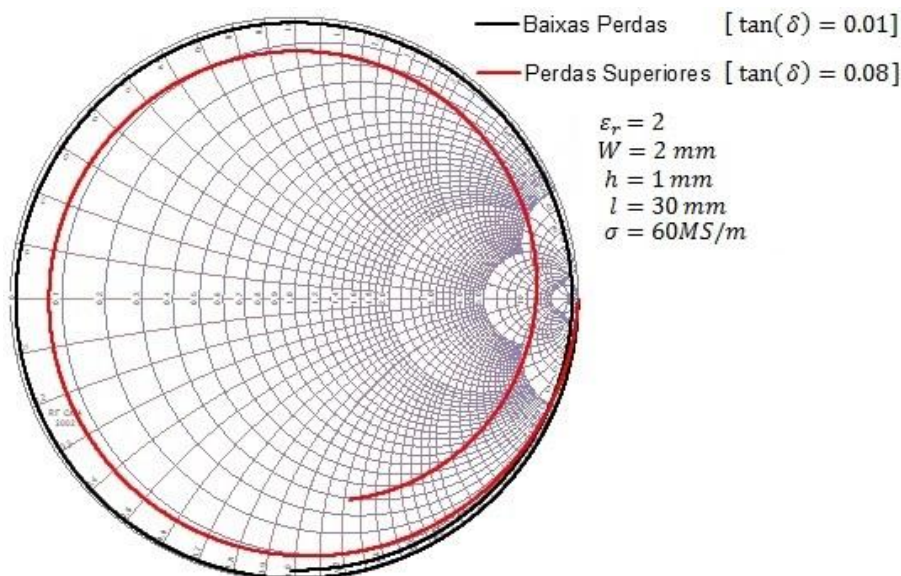


Figura 24- Carta de smith para uma linha com diferentes perdas

O objetivo passa por quantificar esta variação da impedância de entrada à frequência de ressonância em função das perdas, tentando assim expressar matematicamente a tangente de perdas.

Para o cálculo da tangente de perdas, ou se utiliza diretamente o simulador, ou se utiliza a uma equação matemática, obtida empiricamente após a análise exaustiva de várias linhas diferentes no ADS que será demonstrada a seguir.

Em primeiro lugar, desprezou-se as perdas devido ao condutor e construiu-se a Tabela 2, onde é apresentado diferentes linhas *microstrip* assim como a sua impedância característica e impedância de entrada normalizada à frequência de ressonância para diferentes tangentes de perdas. As linhas *microstrip* simuladas foram:

- a) $W = 2 \text{ mm}, h = 0.1 \text{ mm}, \varepsilon_r = 2$
- b) $W = 1 \text{ mm}, h = 1 \text{ mm}, \varepsilon_r = 8$
- c) $W = 2 \text{ mm}, h = 1 \text{ mm}, \varepsilon_r = 1.8$
- d) $W = 1 \text{ mm}, h = 3 \text{ mm}, \varepsilon_r = 2$
- e) $W = 3 \text{ mm}, h = 4 \text{ mm}, \varepsilon_r = 10$
- f) $W = 3 \text{ mm}, h = 4 \text{ mm}, \varepsilon_r = 6$
- g) $W = 2 \text{ mm}, h = 7 \text{ mm}, \varepsilon_r = 3$
- h) $W = 4 \text{ mm}, h = 2 \text{ mm}, \varepsilon_r = 2$

Foram escolhidas estas linhas pois representam várias situações:

- ε_r baixo, médio e alto
- $W < h, W = h, W > h$
- Diferentes linhas com Z_0 ou $Z_0 W$ próximos entre si.

Linha	Z_0	$\tan(\delta)$	Z_{ref}
a)	11.53	0.01	15.55
		0.03	5.15
		0.05	3.07
b)	53.23	0.01	72.77
		0.03	24.20
		0.05	14.49
c)	70.18	0.01	110.94
		0.03	36.77
		0.05	21.93
d)	148.13	0.01	254.03
		0.03	84.09
		0.05	50.29
e)	55.46	0.01	74.93
		0.03	24.93
		0.05	14.94
f)	70.11	0.01	98.25
		0.03	32.64
		0.05	19.53

g)	134.5	0.01	213.45
		0.03	70.81
		0.05	42.29
h)	67.7	0.01	104.44
		0.03	34.59
		0.05	20.66

Tabela 2- Impedância de entrada à frequência de ressonância para diferentes linhas

Da Tabela 2 observa-se que para uma determinada linha, a $\tan(\delta)$ e z_{ref} são inversamente proporcionais, por exemplo para a linha a):

$$\frac{0.05}{0.01} = 5$$

$$\frac{z_{ref} \text{ para } \tan(\delta) = 0.01}{z_{ref} \text{ para } \tan(\delta) = 0.05} = \frac{15.55}{3.07} = 5.065 \approx 5$$

Assim sendo, para uma dada linha, caso se conheça quanto seria z_{ref} para uma determinada tangente de perdas, isto é, conhecendo por exemplo o par $\{\tan(\delta) = 0.01; z_{ref}(0.01)\}$, e se souber o z_{ref} que a linha *microstrip* de facto apresenta e que pode ser obtido medindo num analisador de redes, a partir da (3.31) será possível calcular a tangente de perdas.

$$\frac{\tan(\delta)}{0.01} = \frac{z_{ref}(0.01)}{z_{ref}} \quad (3.31)$$

A partir dos valores de Z_0 e z_{ref} para $\tan(\delta) = 0.01$ que se encontram na Tabela 2, determinou-se recorrendo ao MatLab, a aproximação linear expressa pela equação (3.32) e que permite obter $z_{ref}(0.01)$ em função da impedância característica da linha.

$$z_{ref}(0.01) = 1.752Z_0 - 15.21 \quad (3.32)$$

Assim sendo, a partir das equações (3.31) e (3.32) obtém-se:

$$\tan(\delta) = \frac{0.01752Z_0 - 0.1521}{z_{ref}} \quad (3.33)$$

Esta equação é extremamente simples e poderá ser usada para bons condutores, considerando z_{ref} como a impedância de entrada normalizada à frequência de ressonância, para uma linha sem perdas devido ao condutor.

Por exemplo, admitindo que foi medido à frequência de ressonância uma impedância de entrada normalizada de 254.03 Ω para uma linha com uma impedância característica de 148.13 Ω . Pela equação (3.33), a tangente de perdas seria:

$$\tan(\delta) = \frac{0.01752 \times 148.13 - 0.1521}{254.03} = 0.0096$$

Comparando com o resultado da Tabela 2, onde é indicado que a tangente de perdas deveria ser 0.01, conclui-se que a equação proposta para o cálculo de tangente de perdas fornece um erro baixo, sendo de 4% no exemplo apresentado.

Se a linha apresentar $Z_0 = 67.7 \Omega$ e uma $z_{ref} = 20.66 \Omega$, então:

$$\tan(\delta) = \frac{0.01752 \times 67.7 - 0.1521}{20.66} = 0.05$$

Tendo em conta a Tabela 2, onde é indicado que a tangente de perdas deveria ser 0.05, conclui-se que a equação proposta para o cálculo de tangente de perdas fornece não apresentou erro.

Um condutor na prática não apresenta uma condutividade infinita, apresentando por isso perdas, será necessário considera-las. Como a impedância de entrada que é de facto medida, Z_{med} , tende para z_{ref} , à medida que a condutividade aumenta, pois tende-se para a situação onde não há perdas devido ao condutor, pensou-se em tentar relacionar estes dois valores através de uma exponencial. O objetivo é obter o z_{ref} , através da impedância de entrada que de facto se mede e depois aplicar a equação (3.33).

Na Figura 25 é apresentada um exemplo da variação do Z_{med} em função da condutividade, para uma linha *microstrip* com:

$$\epsilon_r = 2, w = 2 \text{ mm}, h = 1 \text{ mm}, l = 30 \text{ mm}, \tan(\delta) = 0.01.$$

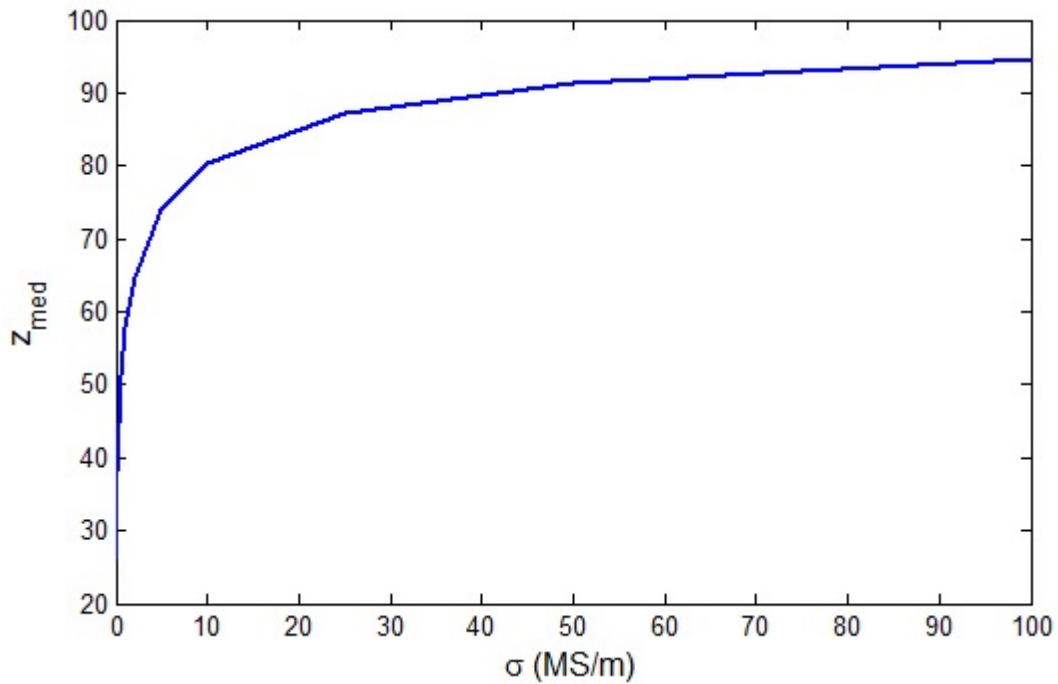


Figura 25- Variação da impedância de entrada à frequência de ressonância com a condutividade

Nas Tabela 3 a Tabela 5 são apresentados resultados retirados do simulador ADS, onde é indicado, para diferentes tangentes de perdas e variando a condutividade do condutor da linha *microstrip*, a impedância de entrada à frequência de ressonância que é ainda comparada com a impedância no caso de não haver perdas devido ao condutor.

Para uma tangente de perdas de 0.01:

Linha	Z_{ref}	σ (MS/m)	Z_{med}	Z_{med}/Z_{ref}
a)	15.55	1	3.03	0.195
		10	5.87	0.377
		60	9.01	0.579
b)	72.77	1	30.43	0.418
		10	46.99	0.646
		60	58.58	0.805
c)	110.94	1	60.39	0.544
		10	47.28	0.753
		60	48.91	0.874
d)	254.03	1	137.74	0.542
		10	190.75	0.751
		60	221.63	0.872

e)	74.93	1	52.80	0.705
		10	64.41	0.860
		60	69.90	0.933
f)	98.25	1	70.84	0.720
		10	85.26	0.868
		60	92.11	0.938
g)	213.45	1	153.42	0.719
		10	185.28	0.868
		60	200.21	0.938
h)	104.44	1	73.67	0.705
		10	89.76	0.859
		60	97.40	0.933

Tabela 3- Impedância de entrada à frequência de ressonância para $\tan(\delta) = 0.01$ e diferentes condutividades

Para uma tangente de perdas de 0.03:

Linha	Z_{ref}	σ (MS/m)	Z_{med}	Z_{med}/Z_{ref}
a)	5.15	1	2.20	0.427
		10	3.35	0.650
		60	4.17	0.810
b)	24.20	1	16.62	0.687
		10	20.51	0.848
		60	22.42	0.926
c)	36.77	1	28.50	0.775
		10	33.09	0.900
		60	35.08	0.954
d)	84.09	1	65.18	0.775
		10	75.63	0.899
		60	80.19	0.954
e)	24.93	1	21.91	0.879
		10	23.66	0.949
		60	24.35	0.977
f)	32.64	1	28.98	0.888
		10	31.10	0.953
		60	31.95	0.979
g)	70.81	1	62.79	0.887
		10	67.46	0.953
		60	69.31	0.979
h)	34.59	1	30.25	0.875
		10	32.78	0.948
		60	33.78	0.977

Tabela 4- Impedância de entrada à frequência de ressonância para $\tan(\delta)=0.03$ e diferentes condutividades

Para uma tangente de perdas de 0.05:

Linha	z_{ref}	σ (MS/m)	z_{med}	z_{med}/z_{ref}
a)	3.07	1	1.73	0.563
		10	2.34	0.762
		60	2.70	0.879
b)	14.49	1	11.42	0.788
		10	13.10	0.904
		60	13.84	0.955
c)	21.93	1	18.94	0.864
		10	20.67	0.943
		60	21.38	0.975
d)	50.29	1	43.29	0.861
		10	47.28	0.940
		60	48.91	0.973
e)	14.94	1	13.81	0.924
		10	14.47	0.969
		60	14.73	0.986
f)	19.53	1	18.18	0.931
		10	18.97	0.971
		60	19.28	0.987
g)	42.29	1	39.34	0.930
		10	41.09	0.972
		60	41.76	0.987
h)	20.66	1	19.14	0.926
		10	20.04	0.970
		60	20.38	0.986

Tabela 5- Impedância de entrada à frequência de ressonância para $\tan(\delta)=0.05$ e diferentes condutividades

Das Tabela 3 a Tabela 5 constatou-se que as linhas c) e d) apresentam relações entre z_{med} e z_{ref} idênticas. As linhas e), f), g), e h) também apresentam alguma semelhança.

Após uma análise minuciosa conclui-se que apresentavam um produto Z_0W próximos, sendo que no caso de e), f), g), e h) esta proximidade não é tão acentuada.

No gráfico da Figura 26 é apresentado um exemplo onde se observa uma curva da relação entre z_{med} e z_{ref} em função de Z_0W . Neste exemplo manteve-se constante a tangente de perdas ($\tan(\delta) = 0.01$), a condutividade ($\sigma = 50$ MS/m), $h = 1$ mm, $\epsilon_r = 2$ e $l = 30$ mm, fazendo-se variar W e conseqüentemente Z_0 . A curva apresenta uma forma exponencial, onde o fator Z_0W aparece como expoente.

Constatou-se na Figura 26 que à medida que Z_0W aumenta, z_{med}/z_{ref} varia mais lentamente, dependendo-se portanto que o fenômeno descrito em relação às linhas e),

f), g), e h) ocorre devido ao facto de Z_0W ser mais elevado. Ainda assim, as linhas e) e h), apresentam uma semelhança ainda maior. Os valores retirados do ADS não são exatos, pois a simulação não é exatamente o que acontece na realidade, e ainda é preciso ter em conta que os gráficos do ADS são criados de forma discreta e não continua, sendo os resultados retirados um pouco ao lado da frequência de ressonância. Desta forma, há um erro inerente aos valores das tabelas pelo que variações na ordem das milésimas ou centésimas não podem ser conclusivas.

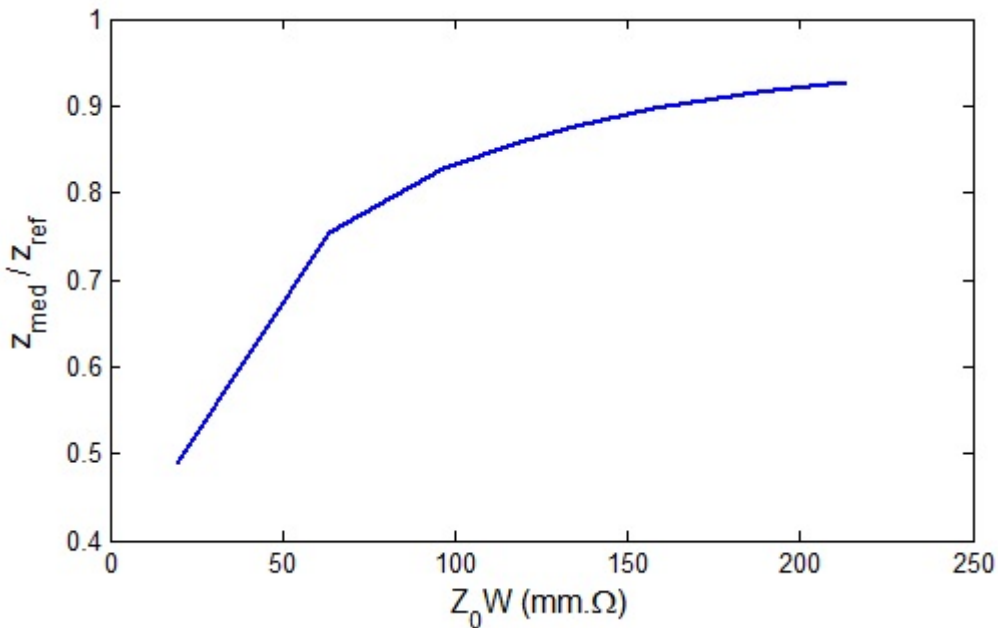


Figura 26- Variação da impedância de entrada à frequência de ressonância em função de Z_0W

Pelas conclusões tiradas, tentar-se-á relacionar z_{med} e z_{ref} pela equação (3.34):

$$z_{med} = z_{ref} \left(1 - K e^{-\frac{Z_0W}{\tau}} \right) \Leftrightarrow z_{ref} = \frac{z_{med}}{1 - K e^{-\frac{Z_0W}{\tau}}} \quad (3.34)$$

Na equação (3.34), as variáveis imensuráveis são K e τ , posto isto tentar-se-á encontrar expressões para estas. Em primeiro lugar determinou-se uma linearização da equação (3.34), dada pela equação:

$$\ln \left(1 - \frac{z_{med}}{z_{ref}} \right) = -\frac{1}{\tau} Z_0W + \ln(K) \quad (3.35)$$

Fixando um valor de $\tan(\delta)$ e σ , foi calculado um par (τ, K) através da aproximação linear apresentada pela equação (3.35), onde se variou Z_0W e se usou os valores z_{med}/z_{ref} das Tabela 3 a Tabela 5. Para diferentes valores de $\tan(\delta)$ e σ construiu-se a Tabela 6.

$\tan(\delta)$	σ (MS/m)	τ	K
0.01	1	247.33	0.767
	10	169.28	0.560
	60	143.84	0.336
0.03	1	167.76	0.495
	10	138.93	0.274
	60	127.30	0.142
0.05	1	149.10	0.356
	10	130.96	0.179
	60	127.10	0.086

Tabela 6- Coeficientes K e τ

Nas Figuras 27 e 28 são ilustrado o processo de tentativa de expressar matematicamente o coeficiente τ . Na Figura 27 (a) é apresentado diretamente o τ em função de σ , onde aparentemente a relação entre os dois é do tipo $\tau = 1/\sigma$. No entanto na Figura 27 (b) verificou-se que não estava correto, sendo que a curva resultante era aparentemente do tipo $\tau = \sqrt{\sigma}$. Pelas conclusões obtidas por estas duas curvas, tentou aproximar-se por $\tau = 1/\sqrt{\sigma}$, constatando-se na Figura 28 que esta é a solução correta.

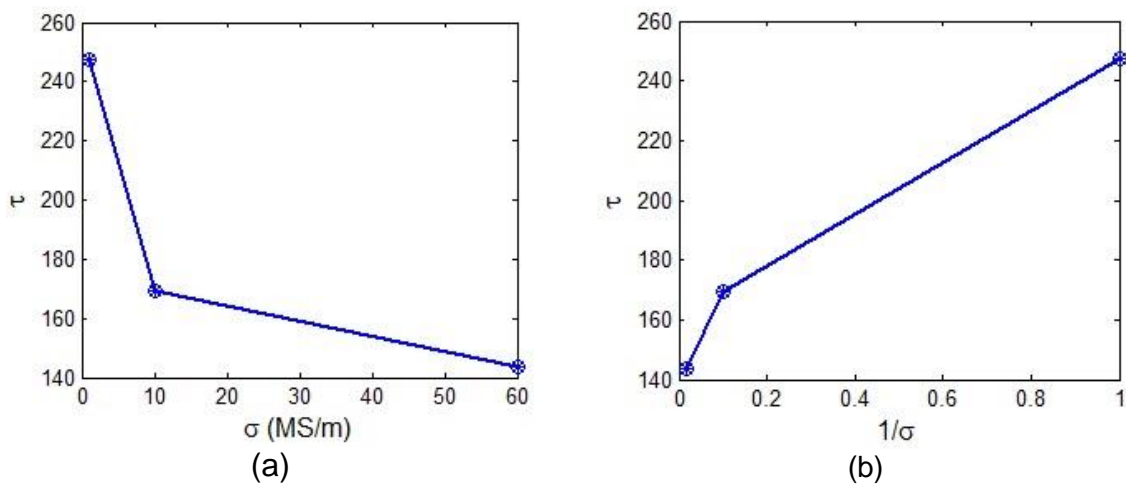


Figura 27- Coeficiente τ para $\tan(\delta) = 0.01$: (a) em função de σ , (b) em função de $1/\sigma$

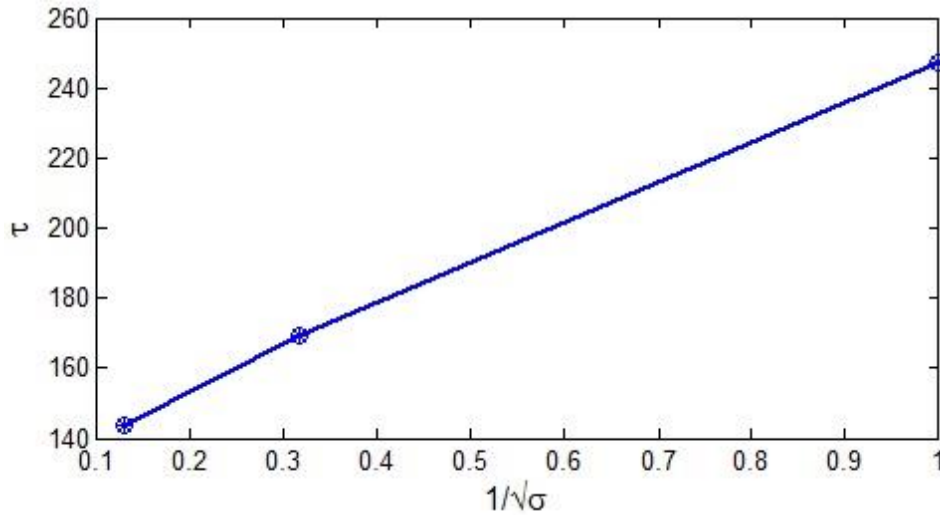


Figura 28- Coeficiente τ para $\tan(\delta) = 0.01$ em função de $1/\sqrt{\sigma}$

Verificou-se igualmente que a relação entre K e σ também é do tipo $K = 1/\sqrt{\sigma}$.

Assim sendo, as equações de τ e K são da forma:

$$\tau = \frac{a_{\tau}}{\sqrt{\sigma}} + b_{\tau} \quad (3.36)$$

$$K = \frac{a_K}{\sqrt{\sigma}} + b_K \quad (3.37)$$

Logo, para diferentes tangentes de perdas, os coeficientes das equações (3.36) e (3.37) obtidos encontram-se na Tabela 7.

$\tan(\delta)$	a_{τ}	b_{τ}	a_K	b_K
0.01	117.575	130.172	0.443	0.341
0.03	45.302	122.838	0.383	0.119
0.05	25.605	123.382	0.296	0.064

Tabela 7- Coeficientes das equações τ e k .

Como a $\tan(\delta)$ é um valor desconhecido, não tem utilidade ter-se uma tabela de coeficientes, pois é impossível saber-se quais os valores a usar-se. Desta forma, resolveu-se encontrar as equações (3.38) a (3.41) que forneçam os valores da Tabela 7.

$$a_{\tau} = -2299 \tan(\delta) + 131.8 \quad (3.38)$$

$$b_{\tau} = \frac{1.353}{\sqrt{\tan(\delta)}} + 116.33 \quad (3.39)$$

$$a_K = -3.665 \tan(\delta) + 0.484 \quad (3.40)$$

$$b_K = \frac{0.051}{\sqrt{\tan(\delta)}} - 0.167 \quad (3.41)$$

Pelas equações (3.38) a(3.41), obtém-se as funções de τ e K dadas pelas equações (2.43) e (2.44).

$$K = \frac{-3.665 \tan(\delta) + 0.484}{\sqrt{\sigma}} + \frac{0.051}{\sqrt{\tan(\delta)}} - 0.167 \quad (3.42)$$

$$\tau = \frac{-2299 \tan(\delta) + 131.8}{\sqrt{\sigma}} + \frac{1.353}{\sqrt{\tan(\delta)}} + 116.33 \quad (3.43)$$

Como se pode verificar nas equações, para o cálculo da tangente de perdas os coeficientes K e τ utilizam a própria tangente de perdas, daí ser necessário realizar um método numérico, calculando a tangente de perdas de forma iterativa, visto que a manipulação analítica seria extremamente difícil. Na Figura 29 está ilustrado o processo de calculo da tangente de perdas.

No inicio é considerado que $z_{ref} = z_{med}$, ou seja, despreza-se as perdas no condutor, calculando-se assim uma primeira tangente de perdas. Tendo essa tangente de perdas, é possível calcular os coeficientes K e τ , com as quais se calcula um novo z_{ref} , mais próximo do z_{ref} pretendido, ou seja, mais próximo do valor da impedância de entrada à frequência de ressonância, caso não houvesse perdas devido ao condutor. Com este valor, calcula-se uma nova tangente de perdas, novos coeficientes K e τ , e assim sucessivamente, convergindo para o valor da tangente de perdas pretendida.

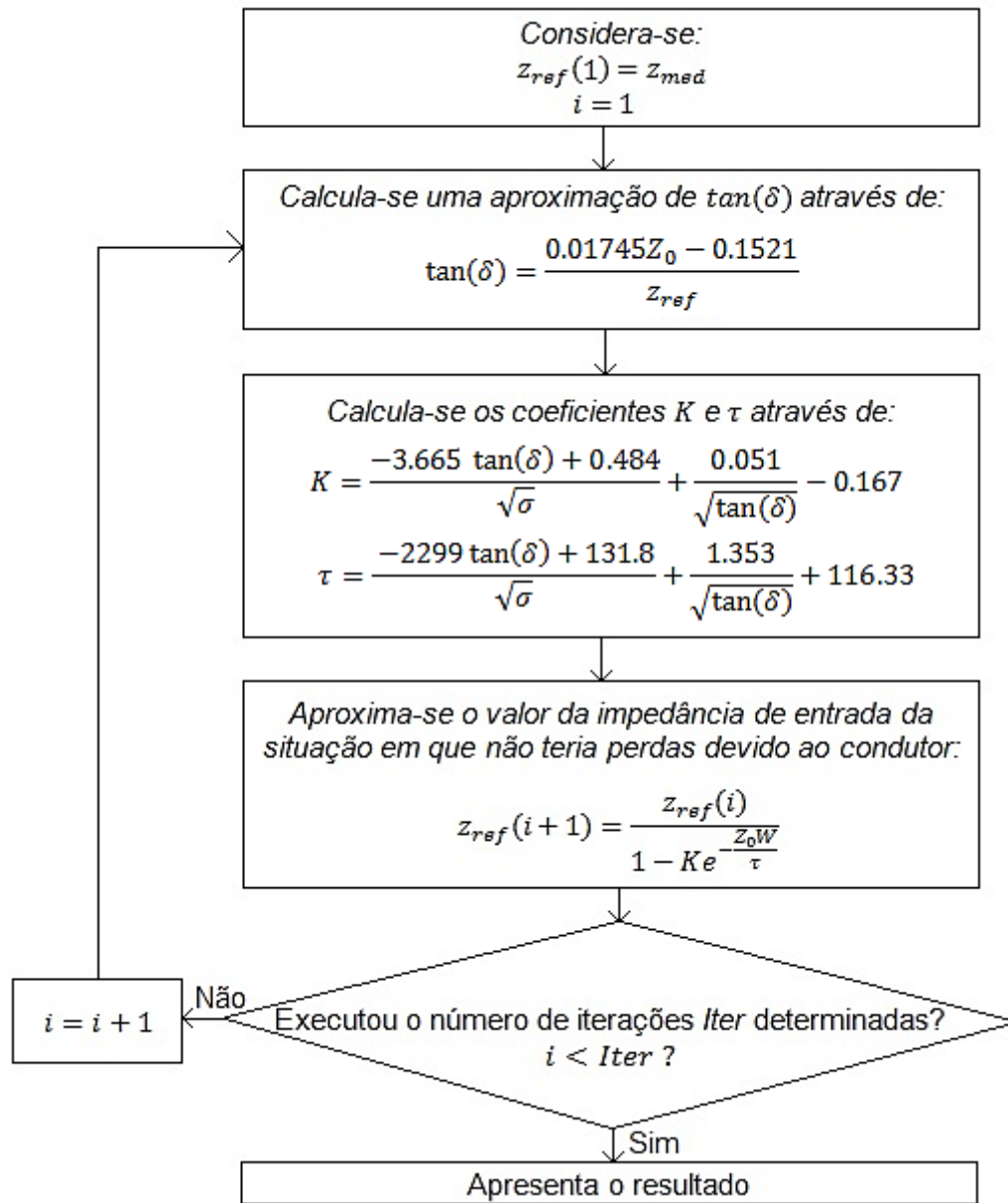


Figura 29- Diagrama representativo do cálculo da tangente de perdas de forma iterativa

Outra possibilidade para o cálculo da tangente de perdas surge das seguintes relações [26]:

$$\alpha = \alpha_d + \alpha_c \quad (3.44)$$

$$\alpha_d = \frac{2\pi f \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} \epsilon_r (\epsilon_{ref} - 1) \tan(\delta)}{2\sqrt{\epsilon_{ref}} (\epsilon_r - 1)} \quad (3.45)$$

Se forem conhecidos os valores da atenuação total α e da atenuação devido ao condutor α_c , calcula-se a atenuação devido ao dielétrico α_d pela equação (3.44) e depois a pretendida tangente de perdas pela equação (3.45).

A atenuação total pode ser obtida do coeficiente de transmissão. Neste método de medição da tangente de perdas deve-se ter o porto 2 do analisador de redes também ligado à linha *microstrip*.

Sabe-se que [11]:

$$T = e^{-\gamma l} = e^{-\alpha l} e^{-j\beta l} \Rightarrow |T| = |e^{-\alpha l}| \cdot |e^{-j\beta l}| \Leftrightarrow \alpha = -\frac{1}{l} \ln(|T|) \quad (3.46)$$

$$T = \frac{S_{11} + S_{21} - \rho}{1 - (S_{11} + S_{21})\rho} \quad (3.47)$$

Das equações (3.46) e (3.47) obtém-se que:

$$\alpha = -\frac{1}{l} \ln \left(\left| \frac{S_{11} + S_{21} - \rho}{1 - (S_{11} + S_{21})\rho} \right| \right) \quad (3.48)$$

Sendo o coeficiente de reflexão a solução da equação (3.49) cujo módulo seja menor que, isto é, $|\rho| < 1$.

$$\rho = X \pm \sqrt{X^2 - 1}, \text{ com } X = \frac{S_{11}^2 - S_{21}^2 + 1}{2S_{11}} \quad (3.49)$$

Existe na literatura equações teóricas para a atenuação devido ao condutor que a seguir são indicadas [30].

$$\text{Se } \frac{W}{h} \leq \frac{1}{2\pi}$$

$$\alpha_c = \frac{8.68R_s}{2\pi Z_0 h} \left[1 - \left(\frac{W_e}{4h} \right)^2 \right] \left\{ 1 + \frac{h}{W_e} + \frac{h}{\pi W_e} \left[\ln \left(\frac{4\pi W}{t} + 1 \right) - \frac{1 - \frac{t}{W}}{1 + \frac{t}{4\pi W}} \right] \right\} \quad (3.50)$$

Se $\frac{1}{2\pi} < \frac{W}{h} \leq 2$

$$\alpha_c = \frac{8.68R_s}{2\pi Z_0 h} \left[1 - \left(\frac{W_e}{4h} \right)^2 \right] \left\{ 1 + \frac{h}{W_e} + \frac{h}{\pi W_e} \left[\ln \left(\frac{2h}{t} + 1 \right) - \frac{1 + \frac{t}{W}}{1 + \frac{t}{2h}} \right] \right\} \quad (3.51)$$

Se $\frac{W}{h} \geq 2$

$$\alpha_c = \frac{8.68R_s}{Z_0 h} \frac{\left[\frac{W_e}{h} + \frac{\frac{W_e}{\pi h}}{\frac{W_e}{2h} + 0.94} \right] \left\{ 1 + \frac{h}{W_e} + \frac{h}{\pi W_e} \left[\ln \left(\frac{2h}{t} + 1 \right) - \frac{1 + \frac{t}{W}}{1 + \frac{t}{2h}} \right] \right\}}{\left\{ \frac{W_e}{h} + \frac{2}{\pi} \ln \left[2\pi e \left(\frac{W_e}{2h} + 0.94 \right) \right] \right\}^2} \quad (3.52)$$

Se $W \gg h$

$$\alpha_c = \frac{8.68}{Z_0 W} R_s \quad (3.53)$$

Onde:

$$R_s = \sqrt{\frac{\mu_0 \pi f}{\sigma}} \quad (3.54)$$

As variáveis W e h são as dimensões da linha representada, t é a espessura do condutor, Z_0 é a impedância característica da linha, W_e é a largura efectiva e σ é a condutividade do condutor.

A atenuação α_c está em dB/cm. Para passar dB a Neper, basta considerar:

$$1 \text{ Np} = 8.686 \text{ dB}$$

Comparando os dois métodos para diferentes tangentes de perdas e condutividades, obteve-se os gráficos da Figura 30, onde a curva em azul representa a percentagem de erro no cálculo da tangente de perdas usando as equações teóricas e a curva a vermelho usando as equações empíricas pelo método iterativo.

Nitidamente as expressões empíricas fornecem melhores resultados do que as equações teóricas. Estes resultados vão sendo mais precisos à medida que a tangente de perdas aumenta, isto em ambos os casos.

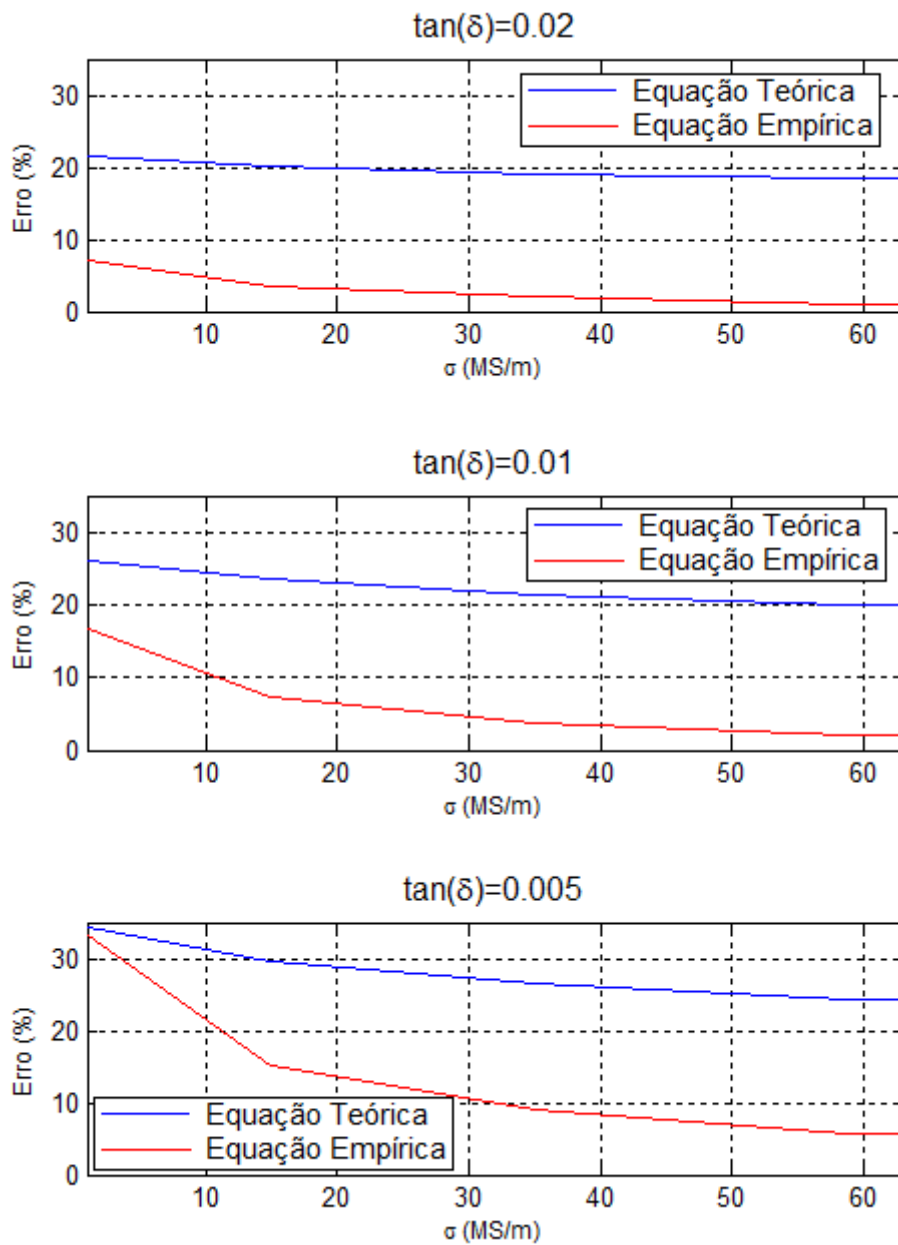


Figura 30- Erro na determinação da tangente de perdas em função da condutividade

3.2 Procedimento

A Figura 31 ilustra de forma simples como se deve proceder para determinar a constante dielétrica, tanto desprezando as perdas, como considerando-as.

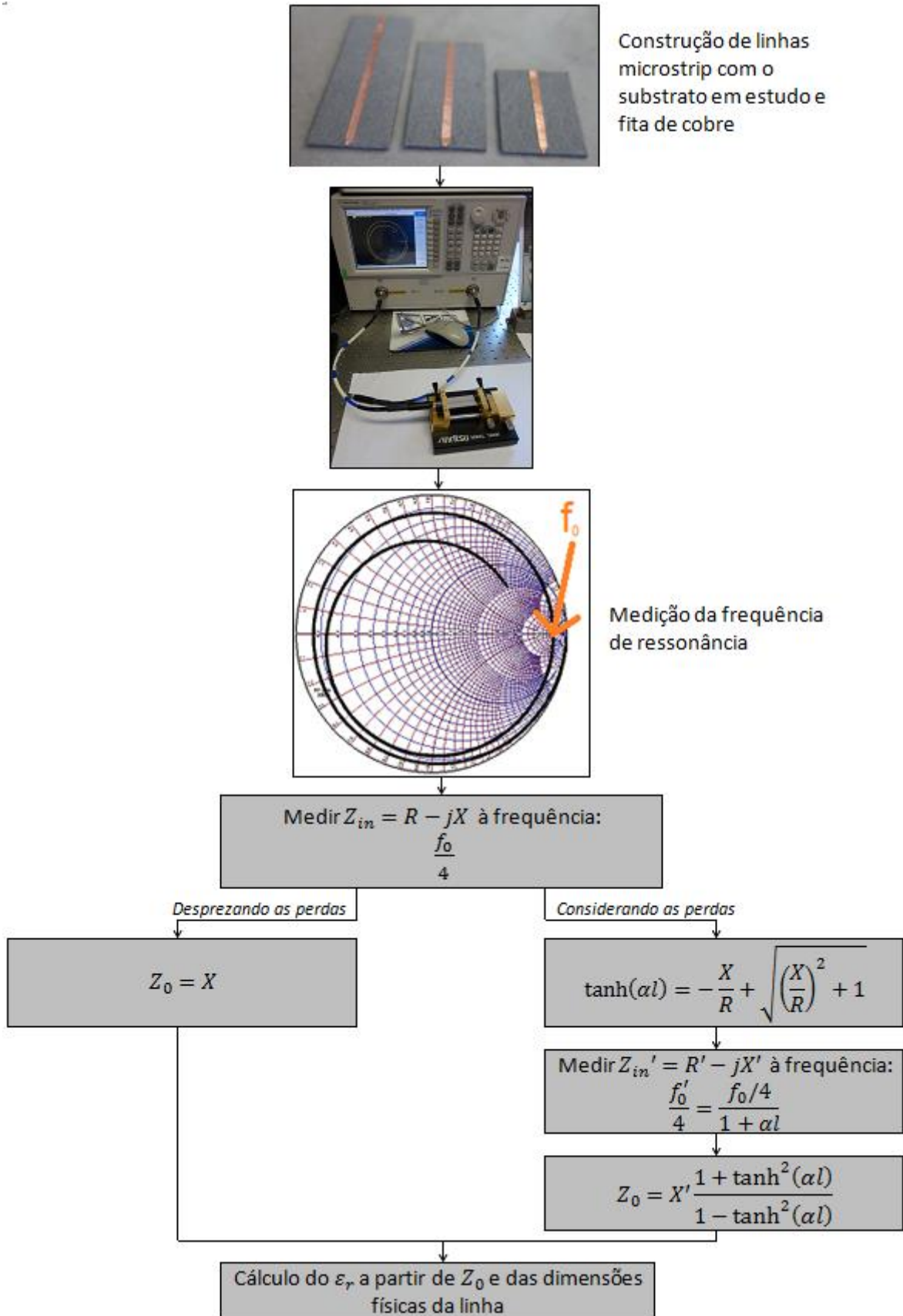


Figura 31- Determinação da constante dielétrica

Em primeiro lugar é necessário proceder-se à construção de linhas *microstrip* com o substrato em estudo, onde para isso poder-se-á utilizar fita de cobre. Em segundo lugar será necessário ligar a linha *microstrip* terminada em aberto a um analisador de redes. Para isso existe a possibilidade de usar um suporte específico ou soldar conectores apropriados à linha. A primeira medição a fazer-se é a frequência de ressonância, para se poder medir a impedância de entrada da linha a $\frac{1}{4}$ dessa frequência. Após este passo, existe duas opções: desprezar as perdas ou considerar as perdas. Se forem desprezadas as perdas, o método torna-se bastante simples pois a impedância característica da linha é directamente a parte imaginária da impedância de entrada medida. Se forem consideradas as perdas, será ainda necessário calcular αl pela equação (3.19) e posteriormente medir novamente a impedância de entrada da linha, desta feita à frequência $f'_0/4$ que se obtém pela equação (3.22). Feito isto, a impedância característica pode ser calculada por exemplo pela equação (3.21). Quer desprezando as perdas, quer considerando-as, para o cálculo da constante dielétrica basta usar o Z_0 medido, usar as dimensões da linha e recorrer às equações (2.28) ou (2.30) e depois à equação (2.32). Adicionalmente, se for pretendido também medir a tangente de perdas, basta aquando da medição da frequência de ressonância, registar a impedância de entrada na linha a essa mesma frequência. Depois será necessário aplicar a equação (3.33), ou caso se considerem as perdas devido ao condutor, aplicar o algoritmo descrito na Figura 29.

3.3 Verificação do método desenvolvido

Para testar o método desenvolvido construíram-se linhas *microstrip* de substratos de constantes dielétricas já conhecidas, como FR4, um plástico ou o Rogers RO6010. Na Figura 32 é ilustrado a variação da constante dielétrica do FR4 com a frequência. Mesmo para a mesma frequência, este valor não é sempre o mesmo, pelo que se apresenta três curvas, indicando o valor mais baixo, o valor médio, e o valor máximo que o ϵ_r do FR4 costuma tomar. O FR4 apresenta ainda uma tangente de perdas de 0.02. A permitividade do plástico é um valor entre 2.2 a 2.35, sendo o portanto o seu valor médio 2.275 e a tangente de perdas igual entre 1×10^{-4} e 10×10^{-4} a 1 MHz [31]. No caso do substrato da Rogers, o ϵ_r esperado é de 10.2 ± 0.25 e a tangente de perdas de 0.0023 a 10 GHz [32].

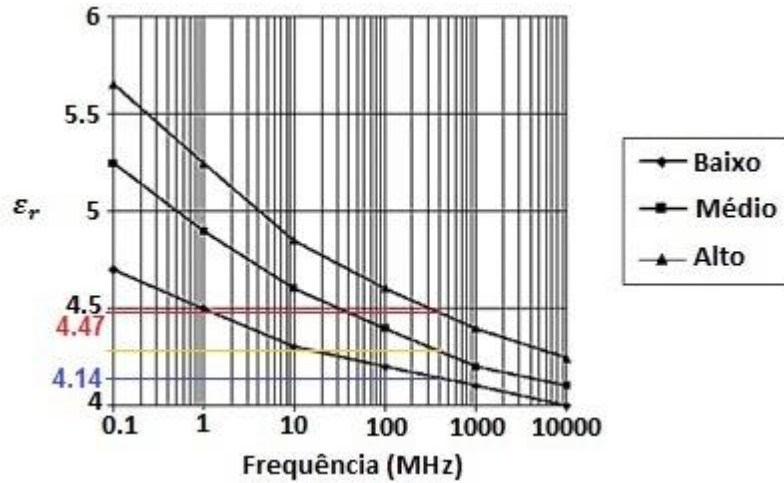


Figura 32- Constante dielétrica do FR4 com a frequência [33]

Começou-se por considerar que as perdas eram desprezáveis, obtendo-se os resultados da Tabela 8.


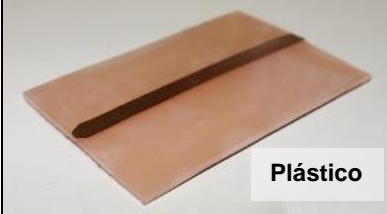
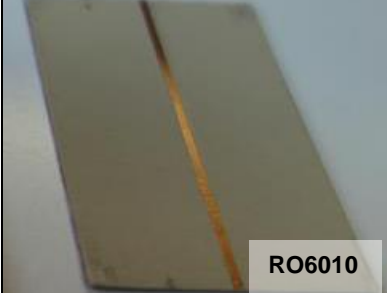
Dielétrico	l (mm)	W (mm)	h (mm)	f_0 (GHz)	$Z_{in} \left(\frac{f_0}{4} \right)$ (Ω)	Z_0 (Ω)	ϵ_r
 FR4	32	0.8	1.6	1.582	$2.62 - j 97.29$	97.29	4.21
		$W/h < 1$					
 Plástico	46	3	1	1.949	$0.44 - j 49.41$	49.41	2.39
		$W/h > 1$					
 RO6010	39	1	0.635	1.270	$0.31 - j 36.64$	36.64	10.3
		$W/h > 1$					

Tabela 8- Constante dielétrica do FR4 e do plástico desprezando as perdas

Para o cálculo da permitividade dielétrica efetiva do FR4 recorreu-se à equação (2.28) enquanto que no caso do plástico e do Rogers RO6010 uso-se a (2.30). Estas equações recorrem ao Z_0 , que desprezando as perdas, corresponde ao módulo da parte imaginária. Posteriormente, através da equação (2.32), determinou-se a constante dieletrica de cada substrato.

Considerando as perdas nas linhas anteriores obteve-se os resultados da Tabela 9. Neste caso mediu-se a impedância de entrada a uma frequência ligeiramente ao lado, dada pela equação (3.22) com o objetivo de melhorar os resultados.

Substrato	$\tanh(\alpha l)$	$f'_0=f_0/(1+\alpha l)$ (GHz)	$Z_{in}\left(\frac{f'_0}{4}\right)$ (Ω)	Z_0 (Ω)	ϵ_r
FR4	0.0134	1.561	3.39 - j 99.66	99.70	3.97
Plástico	0.0044	1.940	0.41 - j 49.82	49.82	2.34
RO6010	0.0042	1.265	0.31 - j 36.64	36.34	10.3

Tabela 9- Constante dielétrica do FR4 e do plástico considerando as perdas

A impedância caraterística pode ser calculada pela equação (3.20) ou (3.21). A frequência na qual se efetua esta medição depende de αl , que pode ser obtido da $\tanh(\alpha l)$ calculado pela equação (3.19). Posteriormente, novamente através da equação (2.32), determinou-se a constante dieletrica do substrato.

A constante dielétrica do plástico,depois de consideradas as perdas deu um valor dentro da gama esperada e o desvio desta em relação ao valor médio é de 2.94%, o que é satisfatório. No caso do Rogers RO6010 o resultado foi ainda mais próximo do esperado, sendo o desvio de 0.97%.

Relativamente ao FR4, deu um resultado abaixo do esperado. Prevê-se que este fenómeno se deve ao facto da linha ser muito estreita (largura=10mm) e uma componente significativa do campo estar a propagar-se no ar. Assim sendo construiu-se uma nova linha com as respectivas dimensões, w=0.8mm,h=1.6mm , l=30mm e com uma largura da linha de 17mm. Para estas dimensões obteve-se:

Desprezando as perdas				
f_0 (GHz)	$Z_{in}\left(\frac{f_0}{4}\right)$ (Ω)	Z_0 (Ω)	ϵ_r	
1.449	0.75 - j 94.74	94.74	4.47	
Considerando as perdas				
$\tanh(\alpha l)$	$f'_0=f_0/(1+\alpha l)$ (GHz)	$Z_{in}\left(\frac{f'_0}{4}\right)$ (Ω)	Z_0 (Ω)	ϵ_r
0.0039	1.444	0.63 -j 95.43	95.44	4.40

Tabela 10- Constante dielétrica do FR4 para uma linha mais larga

Na Figura 32 observa-se que constante dielétrica do FR4 a 400MHz (próximo de $f_0/4$) está entre 4.14 e 4.47, com o valor médio de 4.3. Da tabela anterior verifica-se que o ϵ_r medido está dentro da gama prevista, sendo que o valor obtido quando se considerou as perdas teve um desvio de 2.27% em relação ao valor médio previsto.

Aplicando a equação empírica e recorrendo ao método descrito pela Figura 29 para o cálculo da tangente de perdas, obteve-se os resultados da Tabela 11. As condutividades consideradas foram de 40 MS/m para a fita de cobre (usada na linha de plástico) e 58.8 MS/m para o cobre presente na linha de FR4 e RO6010.

Substrato	$Z_{in}(f_0)$ (K Ω)	$\tan(\delta)$
FR4	3.63	0.0176
Plástico	5.97	0.0045
Rogers RO6010	2.54	0.0049

Tabela 11- Impedância de entrada das linhas de FR4 e de plástico à frequência de ressonância

Os resultados, tendo em conta a dificuldade de se medir a tangente de perdas e tendo em conta que os valores teóricos são válidos para as frequências indicadas, deram um valor bastante aceitável no caso do FR4, sendo o desvio de 12%. Para o caso do plástico o desvio já foi de 78% e para o caso do RO6010 é de 53%. Contudo, foi possível ainda assim concluir que o plástico e o RO6010 apresenta perdas bastante baixas.

A conclusão que se pretendia obter com este procedimento era se o método era ou não plausível de se utilizar para caracterizar o papel. Pelos resultados obtidos o procedimento foi validado.

3.4 Medidas e resultados

Neste subcapítulo irá proceder-se à caracterização do papel. Como se pretende a produção de um rótulo para uma garrafa, resolveu-se ainda caracterizar vidro, pois é o material normalmente presente em garrafas de vinho ou champanhe.

3.4.1 Papel prensado

Este papel foi escolhido, de entre um conjunto de tipos de papel, por ter uma espessura maior. Isto tem um grande impacto no resultado final, pois permite uma maior precisão na medição da espessura do substrato, algo fundamental no método utilizado, facilitando uma correta medição da constante dielétrica. Foram desenvolvidas três linhas *microstrip* diferentes, com papel prensado, para efetuar a caracterização. Mediram-se as impedâncias características, e o cálculo da permitividade foi feito com a média das impedâncias características obtidas, recorrendo às equações (2.30) e (2.32). Os resultados considerando que as linhas não possuem perdas e não considerando W_{eff} foram os seguintes:

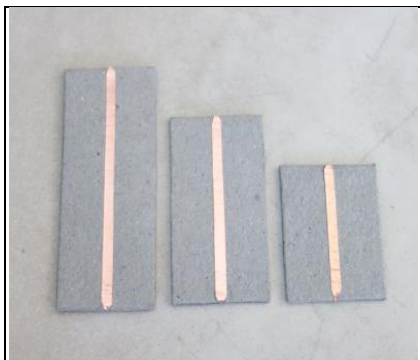
	l (cm)	h (mm)	w (mm)	f_0 (GHz)	$Z_{in}(\frac{1}{4}f_0)$ (Ω)	Z_0 (Ω)	ϵ_r
	2.25	1.11	2	3.38	$3.54 - j 72.90$	72.90	2.09
	3.35	1.11	2	2.46	$3.92 - j 71.08$	71.08	
	4.42	1.11	2	1.97	$4.09 - j 71.50$	71.50	
	Media:						

Tabela 12- Constante dielétrica do papel prensado desprezando as perdas e W_{eff}

Se forem consideradas as perdas, mas não se considerar W_{eff} :

Linhas	$\tanh(\alpha l)$	$f'_0 = f_0 / (1 + \alpha l)$ (GHz)	$Z_{in}(\frac{f'_0}{4})$ (Ω)	Z_0 (Ω)	ϵ_r
$l=2.25$	0.0243	3.297	$3.55 - j 75.20$	79.29	1.82
$l=3.35$	0.0276	2.399	$3.94 - j 73.68$	73.68	
$l=4.42$	0.0286	1.910	$4.12 - j 74.40$	74.52	
Media:				75.83	

Tabela 13- Constante dielétrica do papel prensado considerando as perdas

À frequência de ressonância foram medidas as seguintes impedâncias de entrada, calculando-se posteriormente a tangente de perdas pela equação (3.33) e seguintes:

Linha	$Z_{in}(f_0)$ (Ω)	$\tan(\delta)$
$l=2.25$	823.24	0.0738
$l=3.35$	834.11	0.0666
$l=4.42$	801.21	0.0704
Média:		0.0703

Tabela 14- Tangente de perdas do papel prensado

3.4.2 Papel normal

Dada a vulgaridade da utilização do papel, dito normal, no dia-a-dia das pessoas, resolveu-se também caracterizar este tipo de papel que tem uma espessura de 0.1mm. Utilizou-se duas linhas *microstrip* com as dimensões descritas na Figura 33. Utilizou-se novamente as equações (2.30) e (2.32).

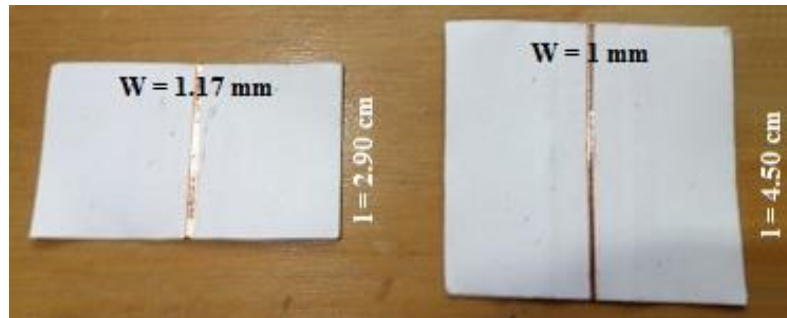


Figura 33- *Microstrip* com substrato em papel normal

Para este tipo de papel obteve-se:

Desprezando as perdas					
Linha	f_0 (GHz)	$Z_{in}\left(\frac{f_0}{4}\right)$ (Ω)	Z_0 (Ω)	ϵ_r	
Pequena	2.966	1.68 - j 17.24	17.24	2.37	
Grande	2.008	1.80 - j 20.26	20.26	2.24	
				Media:	2.31
Considerando as perdas e W_{eff}					
Linha	$\tanh(\alpha l)$	$f'_0 = f_0 / (1 + \alpha l)$ (GHz)	$Z_{in}\left(\frac{f'_0}{4}\right)$ (Ω)	Z_0 (Ω)	ϵ_r
Pequena	0.0486	2.829	1.82 - j 22.16	22.24	1.70
Grande	0.0443	1.923	1.67 - j 19.29	19.38	1.73
				Media:	1.72

Tabela 15- Constante dielétrica do papel normal

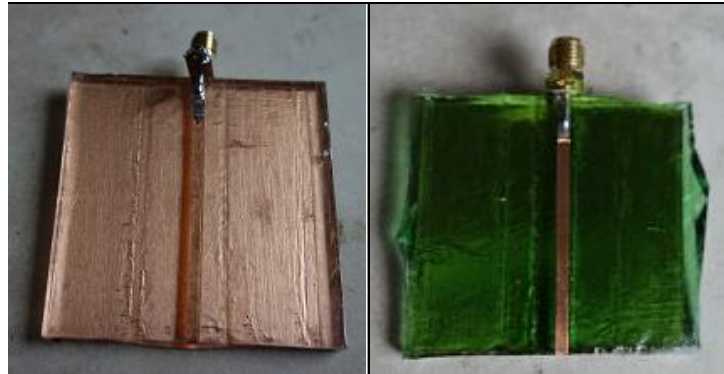
À frequência de ressonancia foram medidas as seguintes impedâncias de entrada, calculando-se posteriormente a tangente de perdas pela equação (3.33) e seguintes:

Linha	$Z_{in}(f_0)$ (Ω)	$\tan(\delta)$
Pequena	512.08	0.0176
Grande	378.23	0.0188
Média:		0.0182

Tabela 16- Tangente de perdas do papel normal

3.4.3 Vidro

Para a construção do rótulo será ainda necessário caracterizar diferentes vidros, dando os resultados da Tabela 17.



Tipo de Vidro	Normal	De garrafa de <i>Whisky</i>
$f_0(\text{GHz})$	1.093	1.337
$Z_{in}\left(\frac{f_0}{4}\right) (\Omega)$	$1.00 - j 71.83$	$0.67 - j 88.30$
$\tanh(\alpha l)$	0.0070	0.0038
$f'_0 = f_0/(1 + \alpha l) (\text{GHz})$	1.087	1.332
$Z_{in}\left(\frac{f'_0}{4}\right) (\Omega)$	$0.75 - j 72.65$	$0.71 - j 88.85$
$Z_0 (\Omega)$	72.657	88.85
ϵ_r	5.079	4.847
$Z_{in}(f_0)$	2452	2306
$\tan(\delta)$	0.0223	0.0302

Tabela 17- Constante dielétrica do vidro

O primeiro vidro é um vidro normal, usado vulgarmente nas janelas. O segundo vidro, o vidro verde, foi cortado de uma garrafa de *Whisky* com o objetivo de se caracterizar um tipo de vidro mais próximo daquele que é usado realmente em garrafas.

Capítulo 4 : Conceitos fundamentais de antenas

Uma antena é um componente elétrico primordial em comunicação por radiofrequência, que tem como objetivo converter corrente elétrica em ondas eletromagnéticas e transmiti-las pelo espaço ou fazer recepção das ondas eletromagnéticas e converter em sinais elétricos. De acordo com a Figura 34, uma antena, funciona como uma interface entre linhas de transmissão e o meio não guiado, sendo o último componente quando se pretende transmitir energia e o primeiro quando se deseja receber.

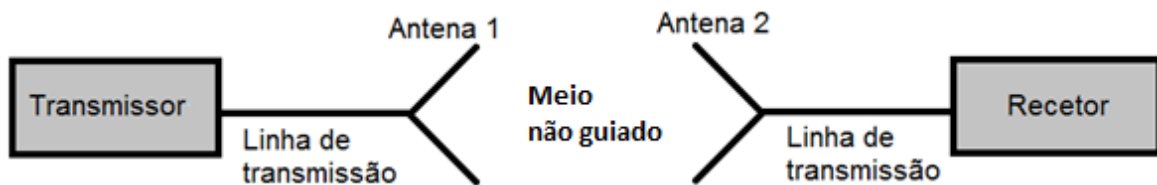


Figura 34- Modelo de um sistema de transmissão/recepção de comunicação sem fios

Para caracterizar uma antena é preciso ter em conta vários parâmetros, nomeadamente [34]:

- Diagrama de radiação;
- Diretividade;
- Eficiência;
- Ganho;
- Impedância de entrada ;
- Largura de banda.

4.1 Diagrama de radiação

Num sistema com antenas é útil saber como a radiação emitida por estas se distribui no espaço. Nesse pretexto, existe o chamado diagrama de radiação onde se representa graficamente o campo elétrico, a potência, ou outra característica relevante da antena, por unidade de angulo sólido [35]. Esta representação é feita em três dimensões, sendo apresentado muitas vezes apenas cortes bidimensionais.

As antenas são classificadas em três classes, mediante o seu diagrama de radiação [36]:

- **Antena isotrópica**

Corresponde a uma antena em que a intensidade de radiação é igual em todas as direções, o que na verdade não existe na prática visto que a antena teria de ser uma carga pontual. Normalmente esta antena serve de referência para quantificar as características de outras antenas, nomeadamente a diretividade ou o ganho.



Figura 35- Diagrama de radiação de uma antena isotrópica [37]

- **Omnidirecional**

Denomina-se antena omnidirecional, quando existe um plano onde a radiação é constante e máxima. Uma antena com essas características é o monopolo ou o dipolo cujo diagrama de radiação está representado respectivamente na Figura 36 e Figura 37.

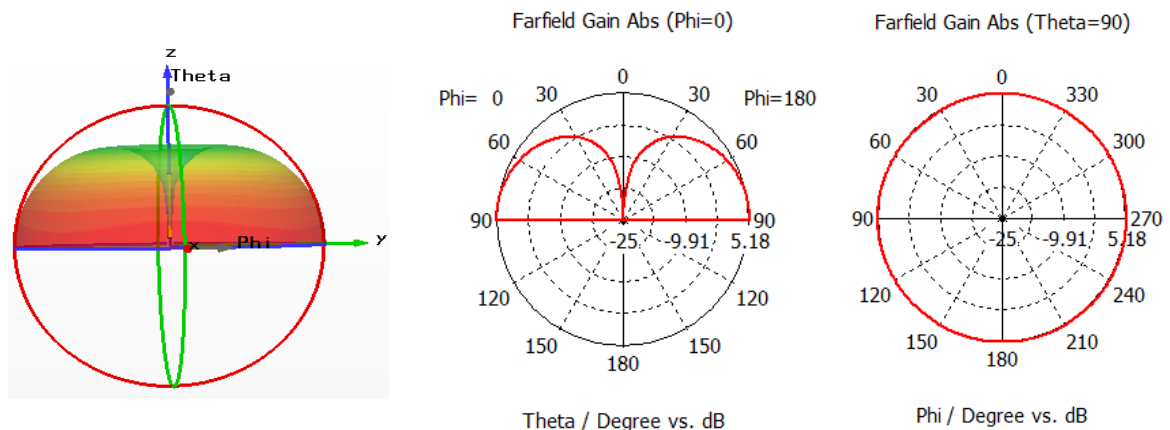


Figura 36- Diagrama de radiação do monopolo considerando plano de massa infinito

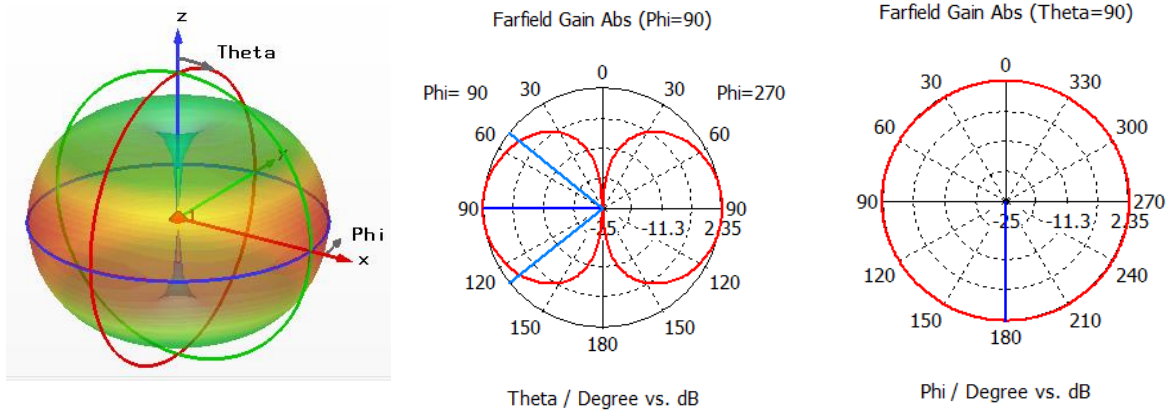


Figura 37- Diagrama de radiação de um dipolo

• **Direcional**

Antena que apresenta no seu diagrama de radiação um lobo principal, ou seja, a radiação é mais significativa numa determinada direção. Algumas antenas com este tipo de radiação são a antena Yagi, cornetas ou antenas com refletores.

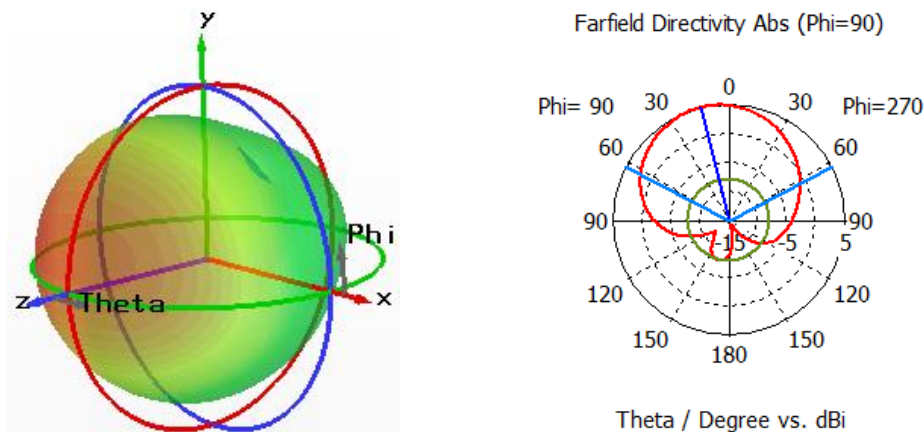


Figura 38- Diagrama de radiação de uma antena direcional

4.2 Diretividade

A diretividade de uma antena $D(\theta, \phi)$ permite-nos estabelecer o grau de concentração de potência numa determinada direção. Matematicamente pode ser definida pelo quociente entre a intensidade de radiação da antena numa determinada direção e a intensidade de radiação de uma antena isotrópica radiando a mesma potência [27].

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{\overline{U(\theta, \phi)}}, \quad \text{com } \overline{U(\theta, \phi)} = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad (4.1)$$

4.3 Eficiência/Rendimento de uma antena

O rendimento ($0 \leq \eta \leq 1$) de uma antena é a relação entre a potência radiada pela antena e a potência aceita na antena, isto é, a contabilização das perdas presentes na antena [27]. Estas perdas podem ocorrer devido à desadaptação entre as impedâncias da antena em relação à alimentação ou no caso de uma antena recetora, em relação à carga. Podem também ocorrer perdas por calor, devido ao efeito Joule.

4.4 Ganho

O ganho define-se da mesma forma que a diretividade, mas leva em conta as perdas existentes, ou seja comparando a antena em causa com a antena isotrópica correspondente, mas sem perdas.

Assim sendo o ganho é dado por [27]:

$$G(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_{iso}} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{aceite}} \quad (4.2)$$

$$G(\theta, \phi) = \eta D(\theta, \phi) \quad (4.3)$$

Onde P_{aceite} é a potência aceita pela antena, $U(\theta, \phi)$ é a intensidade de radiação da antena numa determinada direcção e U_{iso} é a intensidade de radiação da antena caso a potência recebida fosse radiada por uma antena isotrópica.

4.5 Impedância de entrada

Para se obter um sistema eficiente é necessário que as impedâncias da antena e do gerador estejam adaptadas, caso contrário haverá reflexões, fazendo regressar de novo parte da potência ao gerador em vez de esta ser radiada. Nesse sentido é necessário elaborar um modelo para a antena, onde se representa a sua impedância de entrada. A Figura 39 apresenta o modelo de uma antena emissora ligada ao respectivo gerador.

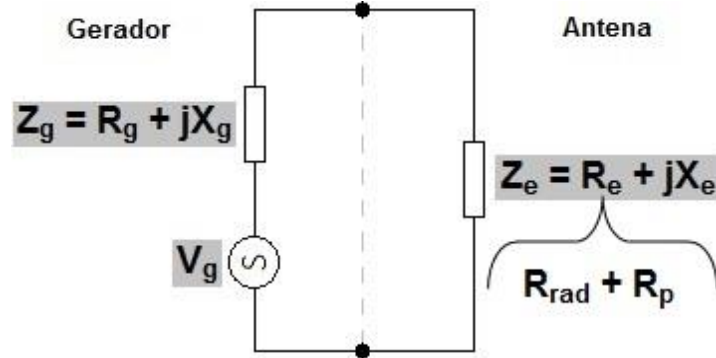


Figura 39- Modelo elétrico de uma antena emissora

Numa situação de adaptação a impedância de entrada da antena, Z_e , deverá ser o conjugado da impedância vista para o gerador, Z_g , para que haja máxima transferência de potência. Nestas condições tem-se que:

$$R_e = R_g \quad \wedge \quad X_e = -X_g$$

A parte resistiva de uma antena emissora considera uma resistência, R_{rad} , que corresponde a uma resistência onde se dissiparia um valor de potência igual à potência radiada, para uma mesma corrente fornecida pelo gerador, enquanto que a resistência de perdas, R_p , corresponde à resistência onde se dissiparia a potência dissipada nos condutores e no dielétrico da antena [36]. A Figura 40 representa o modelo de uma antena receptora e respectiva carga.

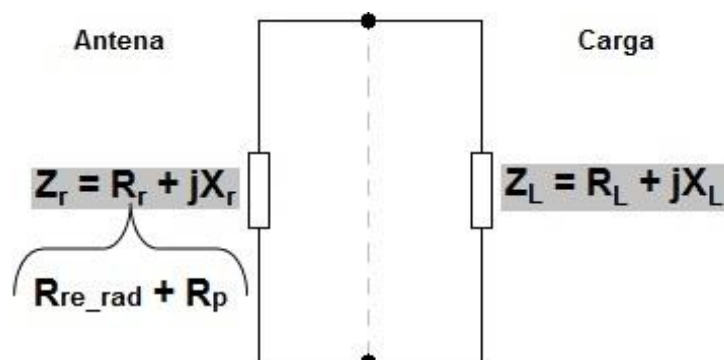


Figura 40- Modelo elétrico de uma antena recetora

Analogamente em relação à situação anterior:

$$R_r = R_L \quad \wedge \quad X_r = -X_L$$

Onde desta feita aparece uma resistência de re-radiação, R_{re_rad} , que representa a parte da potência perdida num processo de re-radiação [36].

Como se pode ilustrar na Figura 41, onde é apresentado a parte real e imaginária de impedância de entrada de um *patch*, esta varia de uma forma complexa com a frequência, algo que se verifica na generalidade das antenas. O cálculo desta é difícil, sendo que alternativa passará pela medição da impedância, ou pela simulação da antena num programa com esse propósito.

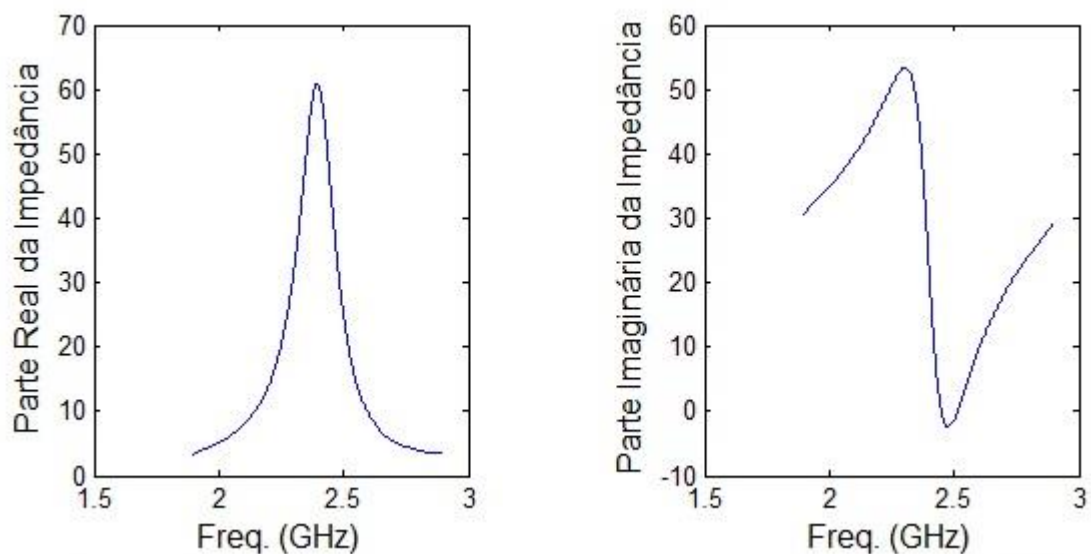


Figura 41- Exemplo da impedância de entrada de uma antena ao longo da frequência para uma *patch*

4.6 Largura de banda

Largura de banda pode ser definida como a gama de frequências para as quais as propriedades da antena, como a impedância de entrada, ganho, ou diagrama de radiação permanecem satisfatório em relação ao pretendido para o projeto. Na Figura 42 é apresentado uma curva do módulo do S_{11} assim como os pontos f_{min} e f_{max} .

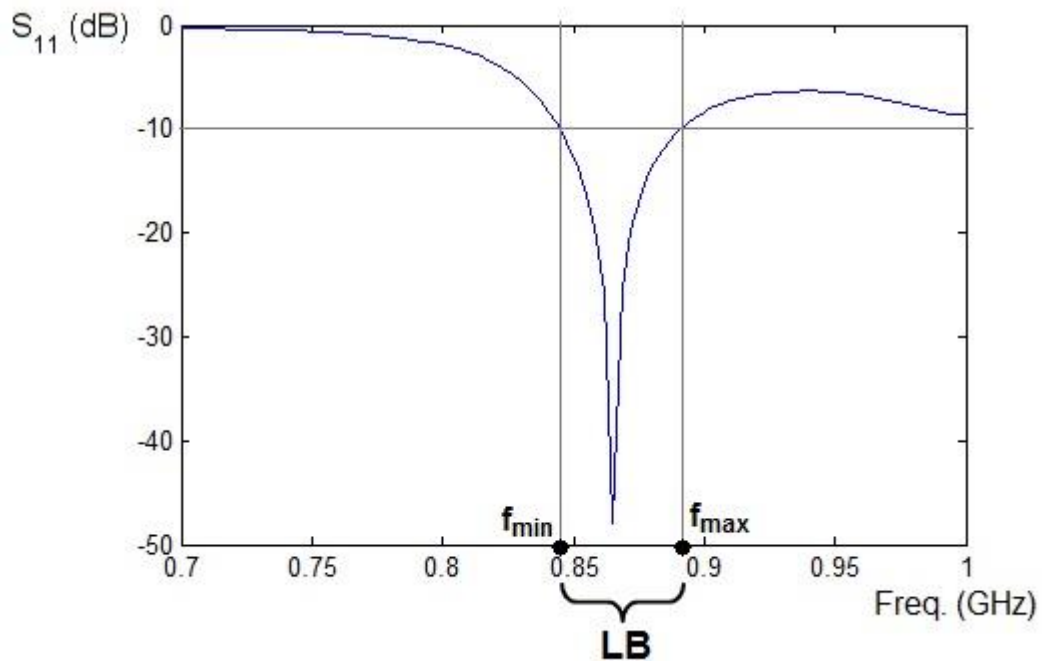


Figura 42- Exemplo de uma resposta S_{11} de uma antena

Uma das propriedades habitualmente utilizadas para definir a largura de banda é o S_{11} . Considera-se que a largura de banda é aquela para a qual a frequência implica um $|S_{11}| \leq -10\text{dB}$. Também se pode considerar que o VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) é inferior a 2.

4.7 Polarização

Entende-se por polarização como sendo uma propriedade que descreve a variação do campo elétrico da onda produzida pela antena ao longo do tempo.

Polarização de uma antena emissora: Polarização da onda emitida pela antena antes de sofrer perturbações encontradas no meio.

Polarização de uma antena recetora: Polarização de uma onda incidente que, para a mesma densidade de potência, provoca um sinal de máxima potência.

Tipos de polarização:

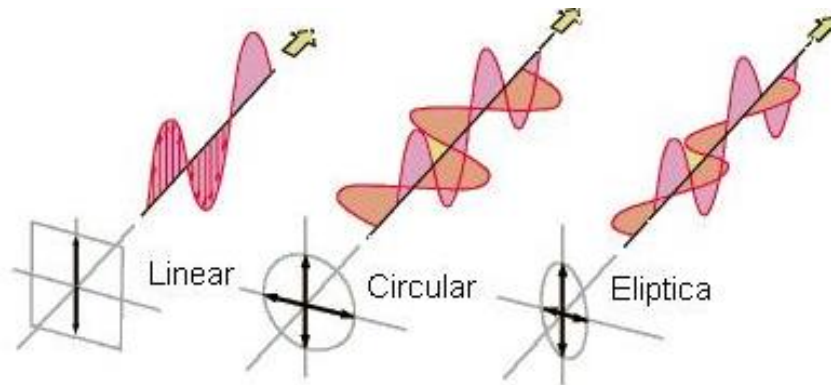


Tabela 18- Tipos de polarização [38]

As polarizações circulares e elípticas podem ainda ser classificadas quanto ao sentido de rotação. Considerando que um observador vê a onda afastar-se, se esta rodar no sentido dos ponteiros do relógio, é polarização direita, se for no sentido contrário aos ponteiros do relógio, é polarização esquerda.

Para que a transferência de potência entre o emissor e o recetor seja máxima, é necessário que a polarização das antenas seja a mesma, caso contrário, poderá mesmo haver uma perda total de potência, situação que ocorre para antenas com polarização ortogonal [27]. Quando a orientação da antena receptora muda em relação à antena emissora, o indicado é utilizar antenas com polarização circular no entanto estas apresentam um menor alcance comparativamente às antenas de polarização linear. Como para polarização linear a concentração de energia do campo de RF é maior, o alcance será maior, mas isto obriga a que a antena tenha de estar bem orientada [39].

4.9 Comunicação entre as antenas

Numa situação ideal a onda eletromagnética captada na antena recetora seria igual à onda emitida, no entanto, devido à atenuação em espaço livre, e devido aos obstáculos encontrados no meio (que podem originar absorção, reflexão, dispersão ou difração) a onda transmitida será fortemente alterada, perdendo energia e consequentemente chega mais fraca à antena recetora.

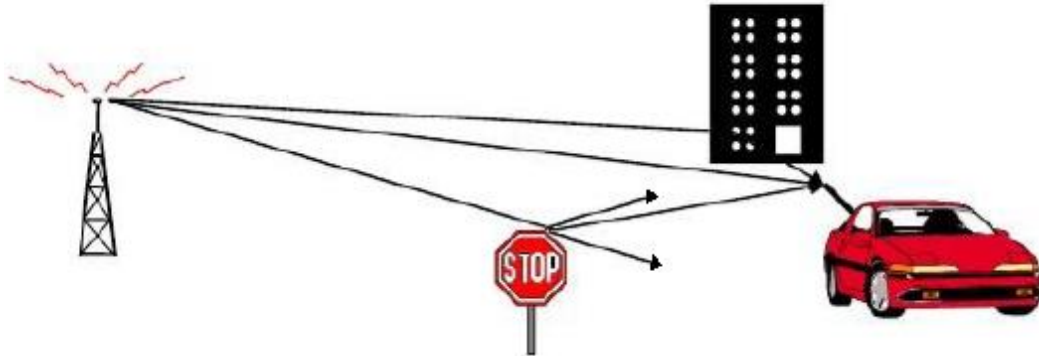


Figura 43- Exemplo de um meio com obstáculos

No caso da comunicação entre as antenas se realizar em linha de vista (LOS), ou seja não existir nenhum obstáculo dentro do primeiro elipsóide de Fresnel, a atenuação é dada por [40]:

$$L_f = \left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right)^2 \quad (4.4)$$

Onde L_f é a atenuação em espaço livre, r a distância entre emissor e recetor e λ é o comprimento de onda.

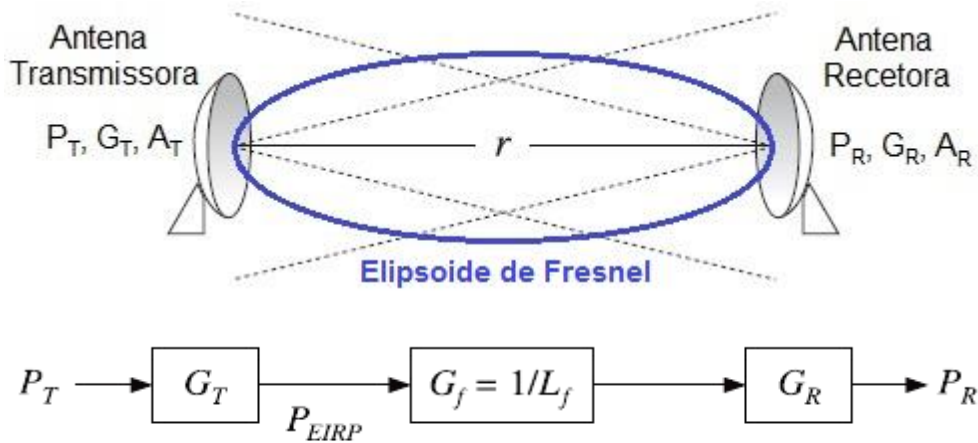


Figura 44- Transmissão e recepção em antenas [40]

A potência recebida na antena recetora será [40]:

$$P_R = (G_T G_f G_R) P_T \quad (4.5)$$

Obtendo-se portanto:

$$P_R = G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 P_T \quad (4.6)$$

Esta expressão é conhecida por fórmula de Friis e é válida quando as antenas estão separadas por uma distância superior a $2D^2/\lambda$, ou seja, quando estão na zona de campo distante. A variável D é maior dimensão de uma das antenas [40].

4.10 Antenas impressas (*microstrip*)

Uma antena *microstrip* básica é constituída por três camadas, sendo duas delas metálicas e separados por um substrato dielétrico.

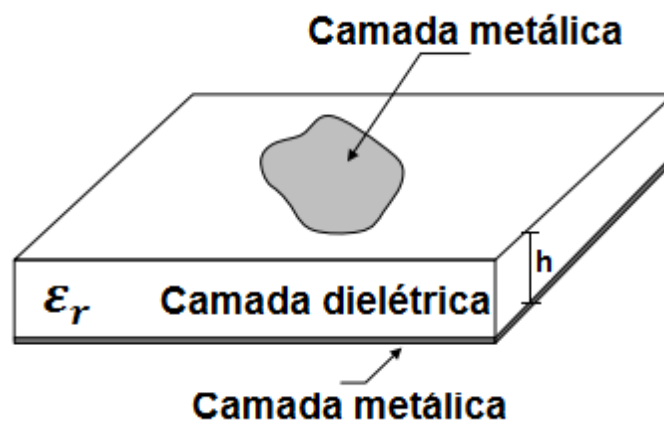


Figura 45- Exemplo de uma estrutura impressa do tipo *microstrip* [27]

Atendendo à figura anterior, a estrutura apresenta uma camada metálica inferior que abrange toda área do substrato, denominada por plano de massa, enquanto que a camada metálica superior preenche uma parte da área do substrato, que tem como função ser o elemento radiante (*patch*).

A diversidade de formas do elemento radiante, como por exemplo um quadrado, um círculo ou um triângulo permite igualmente diversidade em termos de diagramas de radiação, tornando esta antena atrativa, e aliado ao facto de serem económicas, leves e simples de se construírem, fazem deste tipo de antena uma das mais populares [36].

Esta antena é extremamente sensível em relação ao substrato utilizado uma vez que a altura define o rendimento, a largura de banda e as dimensões desta [36]. É sabido que o comprimento de onda é inversamente proporcional à raiz quadrada da constante dielétrica. Assim sendo conclui-se também que quanto maior for a constante dielétrica, menor será a dimensão da antena, logo menor será a área de emissão/absorção de

potência. Desta forma, uma antena deverá ter uma constante dielétrica baixa para ser maior e logo um bom elemento radiante. Caso se pretenda uma antena com maior largura de banda, a altura terá de ser também maior [27].

É comum utilização desta antena em agregados, pois permite melhorar as suas características de radiação, nomeadamente a diretividade e o ganho.

Existem diferentes maneiras para alimentar as antenas impressas, a Figura 46 ilustra algumas delas.

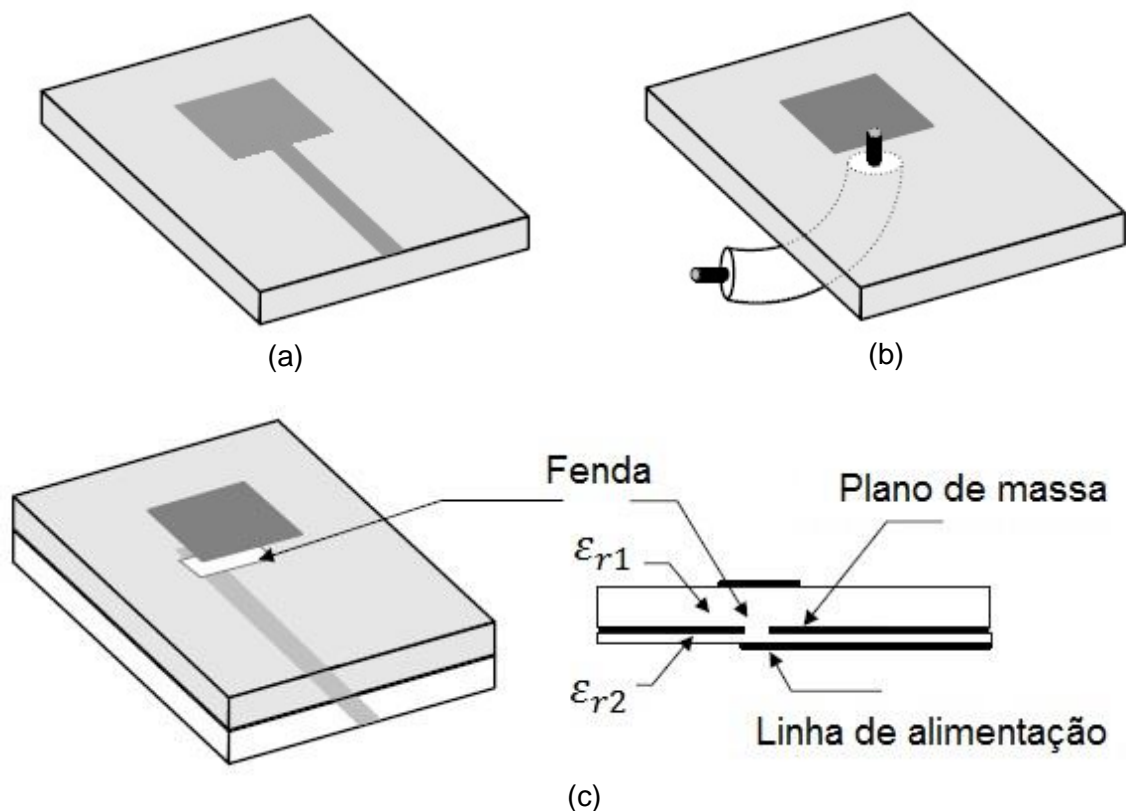


Figura 46- Alimentação por: (a) linha de transmissão, (b) cabo coaxial, (c) fenda [27]

No desenrolar da dissertação, foi usado um *patch* retangular e o tipo de alimentação foi por linha de transmissão, dada a maior facilidade de construção. Segue-se a Figura 47 onde se apresenta as dimensões da antena, assim como as equações principais para o seu dimensionamento [36].

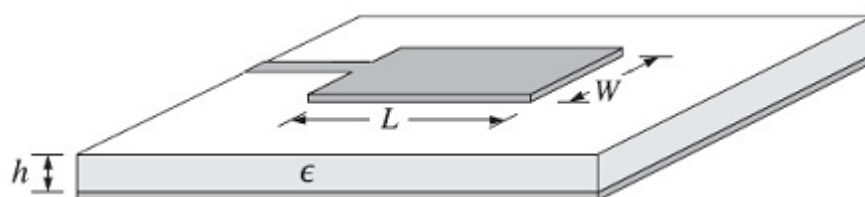


Figura 47- Dimensões de uma *patch* retangular [40]

Largura da *patch*:

$$W = \frac{c}{2f_0} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} \quad (4.7)$$

Comprimento da *patch*:

$$L = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\varepsilon_{reff}}} - 2\Delta L \quad (4.8)$$

Onde $c = 3 \times 10^8$ (m/s) corresponde à velocidade da luz no vázio, f_0 à frequência de ressonância pretendida, ε_r e ε_{reff} correspondem respetivamente à permitividade do dielétrico relativa e eficaz. Devido ao efeito de franja, considera-se ainda $2\Delta L$, que é a diferença entre dimensão física e elétrica da *patch*. O valor de ΔL é dado por:

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\varepsilon_{reff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\varepsilon_{reff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (4.9)$$

Onde W e h são as dimensões da antena e ε_{reff} dado pela equação (2.31).

Quanto à impedância de entrada, esta é difícil de se calcular. Uma hipótese é recorrer a um auxiliar gráfico, como a Figura 48, produzido através de uma equação teórica [36].

$$G_1 = \begin{cases} \frac{1}{90} \left(\frac{W}{\lambda_0}\right)^2 & W \ll \lambda_0 \\ \frac{1}{120} \left(\frac{W}{\lambda_0}\right) & W \gg \lambda_0 \end{cases} \quad (4.10)$$

$$Z_{in} = \frac{1}{2G_1} \quad (4.11)$$

Para determinar o Z_{in} ou se utiliza as equações (4.10) e (4.11), ou verifica-se no gráfico, para o W/λ_0 em causa, o Z_{in} correspondente. Esta é apenas uma aproximação, sendo aconselhável um ajuste das dimensões através de um simulador, como por exemplo o CST.

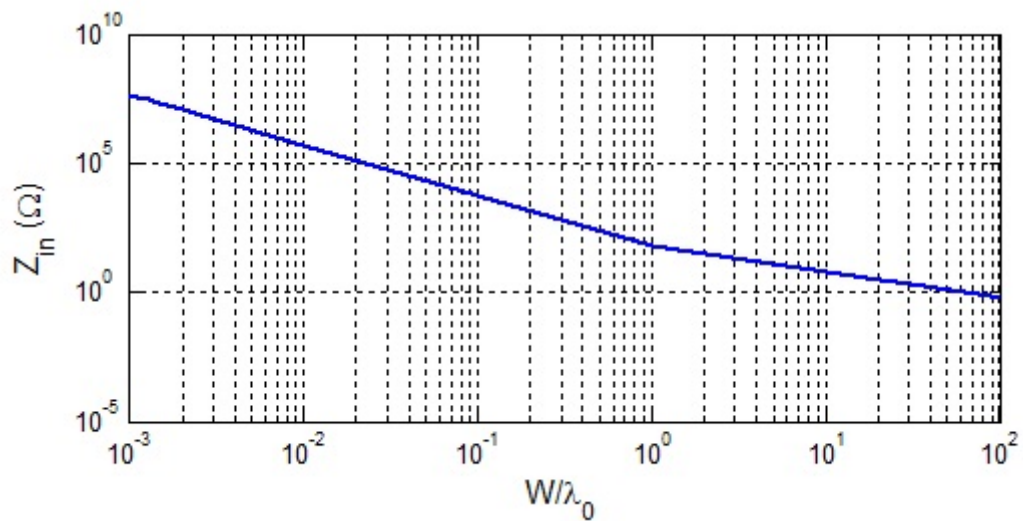


Figura 48- Aproximação da impedância de entrada de uma *patch*

4.11 Simulação e Medições de uma *patch* com substrato de papel

Para assegurar que o valor obtido da constante dielétrica está verossímil, dimensionou-se uma *patch* no simulador para 2.4GHz com uma impedância de entrada de 50Ω usando $\epsilon_r=1.82$. Seguidamente construiu-se a antena e mediu-se no analisador de redes a frequência de ressonância que de facto esta tem. A Figura 49 mostra a *patch* construída.

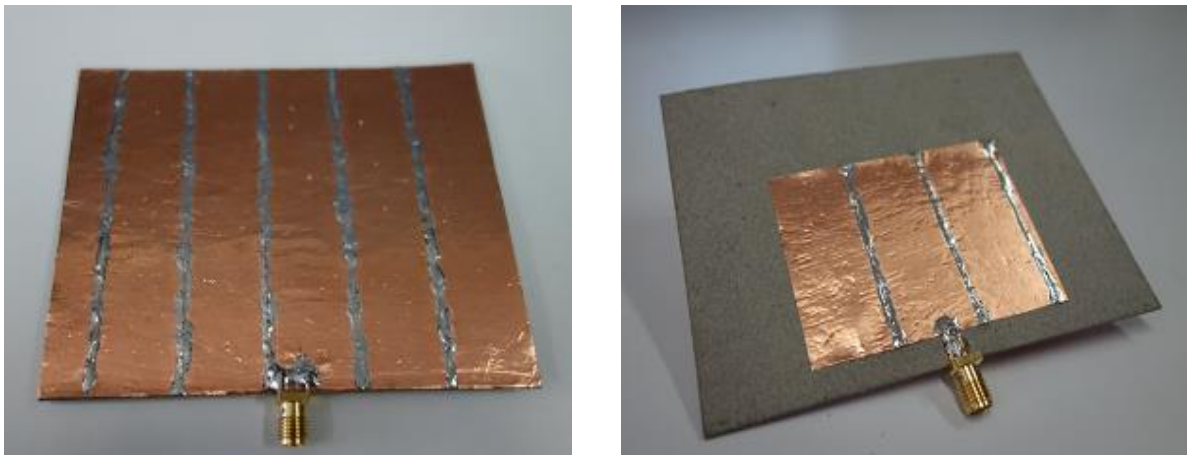


Figura 49- *Patch* com substrato de papel prensado a 2.4GHz

Na Figura 50 é apresentada a Carta de Smith da antena, obtida a partir da medição do S_{11} no VNA (*Vector Network Analyzer*). Na Figura 51 é apresentado o módulo do S_{11} na situação em que se dimensionou a antena para 2.4GHz, depois o resultado medido no

VNA, e finalmente o resultado da simulação após ajustar o ϵ_r até de obter uma frequência de ressonância próxima do valor medido.

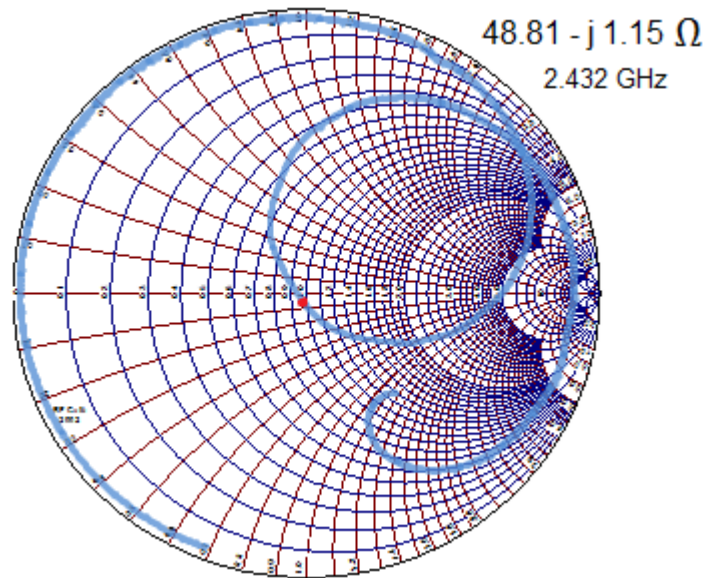


Figura 50- Carta de Smith da *Patch* com substrato de papel prensado

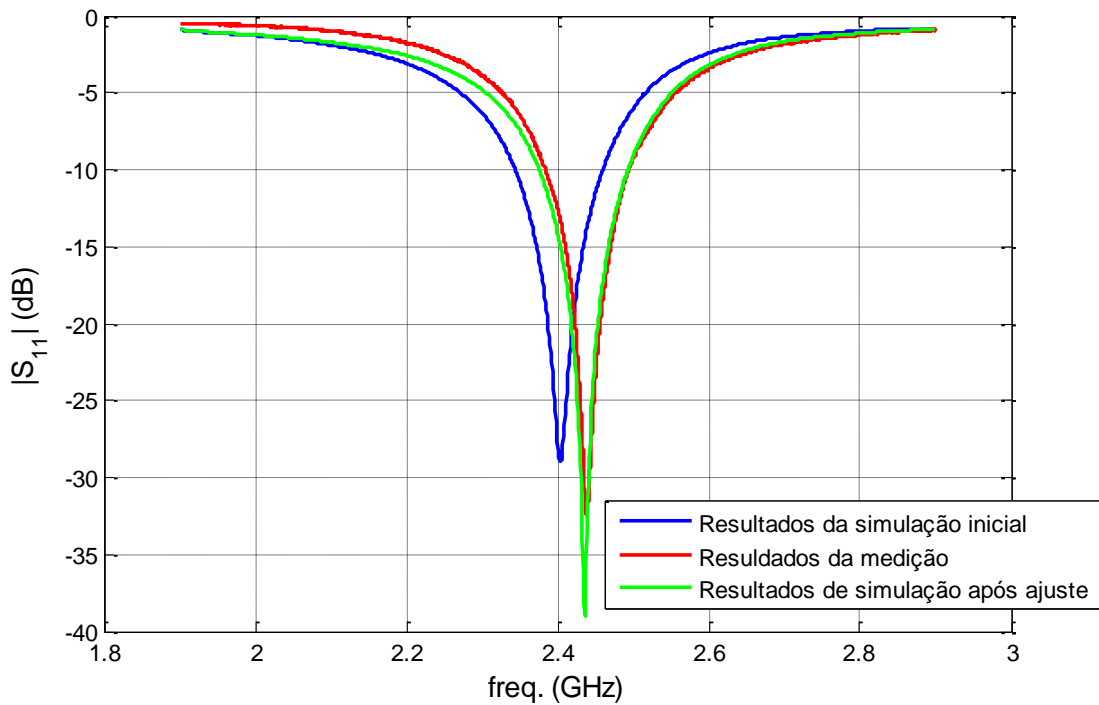


Figura 51- Módulo do S_{11} para resultados simulados e medidos

É notar que na Figura 51 a *patch* produzida apresentou uma frequência de ressonância de 2,436GHz ligeiramente ao lado dos 2.4GHz, que é aceitável, uma vez que na simulação se desprezou as perdas no dielétrico, que introduz algum erro, existindo ainda imprecisão nas dimensões, uma vez que a antena é feita à mão. Outro fator de erro é o não conhecimento exato da condutividade da fita de cobre.

Para se obter um novo valor da constante dielétrica, alterou-se no simulador o mesmo até se obter a frequência de ressonância obtida na prática (2,436GHz). Através deste método obteve-se $\epsilon_r = 1.768$ que varia 2.9% do valor da Tabela 13 onde se usou linhas *microstrip*.

Tendo em conta este resultado, decidiu-se levar em consideração o W_{eff} e verificar se o resultado do ϵ_r pelo método das linhas de transmissão se afastava ou se aproximava do valor obtido pelo método que recorre à antena *patch*. Assim sendo, o novo valor de ϵ_r obtido através das linhas *microstrip* foi de 1.743, tendo um desvio de 1.4% em relação obtido no CST. Com isto, concluí-se que se deve utilizar o W_{eff} e não apenas W .

Recorreu-se ainda à camara anecóica do DETI UA, tal como se observa na Figura 52, para se poder extrair o diagrama de radiação da antena.



Figura 52- Montagem para a medição do diagrama de radiação

Esta antena tem polarização linear e apresenta o diagrama de radiação da Figura 53. São apresentadas duas curvas obtidas girando a antena 90°. A curva a vermelho tem valores vários dBs abaixo da curva azul, o que significa que a antena é bastante imune à polarização cruzada. Seria ainda possível determinar-se o ganho caso fosse utilizada uma outra antena para efetuar uma comparação.

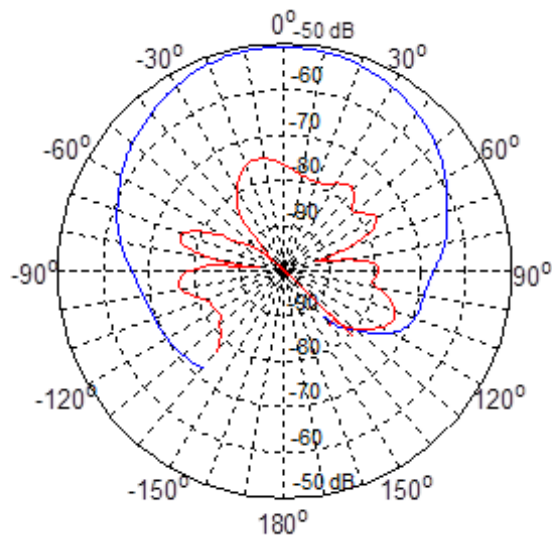


Figura 53- Diagrama de radiação da *Patch*

Capítulo 5 : Introdução aos sistemas RFID

Apesar de já no 1º século AC os chineses usaram campos magnéticos na forma de pedras-íman [1], só milhares de anos depois, em 1880 foi finalmente compreendido a energia electromagnética, sendo que foram necessários ainda mais 17 anos para que Marconi inventa-se o primeiro rádio. Tal como outros avanços tecnológicos, o RFID é mais uma tecnologia que se desenvolveu por razões pouco meritórias, foi desenvolvido no âmbito da 2ª Guerra Mundial para avisar aquando da aproximação de aviões, e assim obter-se vantagem na guerra. Este sistema usado na guerra é chamado de radar (*Radio Detection And Ranging*) e foi inventado em 1935 por Robert Watson-Watt [41]. O radar não identificava os aviões, mas seria importante saber se estes eram inimigos ou aliados. Foi aí que os alemães descobriram que se o avião rodá-se 360º ao longo do eixo de simetria, iria modificar o sinal de rádio que seria reflectido de volta ao radar [42]. Este é considerado o primeiro sistema RFID pois foi o primeiro sistema capaz de realizar identificação através de ondas de rádio.

Em 1950 o IFF (*Identify Friend or Foe*) passou a ser usado no controle de tráfego aéreo. Foi Watson-Watt que desenvolveu este sistema, onde foi introduzido um transmissor em cada avião que transmitiam sinais de resposta após receberem sinais das estações de radar. Nas décadas 50 e 60 vários cientistas já afirmavam que o RFID podia ser usado para identificar objectos. Um grande avanço para a tecnologia deu-se em 1973 com a introdução de uma memória regravável por Mario W. Cardulho e pelo desenvolvimento de um sistema passivo por Charles Walton para destrancar portas sem usar chaves [41]. Várias aplicações surgiram, tais como identificação animal, automação industrial, portagens, comboios equipados com RFID ou utilização do RFID em logística.

No início usava-se baixas frequências (LF), posteriormente começou-se a usar altas frequências (HF) e foi após o aparecimento das frequências ultra altas que se deu mais um facto importante na história do RFID. Em 1999 fundou-se a AutoID Center cujo objectivo era tornar a pequena base de dados móvel que o RFID era na altura, num número de série, permitindo baixar custos e ligar objectos à internet recorrendo a *tags* [41].

O custo do RFID era elevado e só era usado em aplicações militares, laboratórios e grandes empresas comerciais, mas a electrónica desenvolveu-se o custo baixou, tornando o RFID comercializável. Este facto levou à necessidade do desenvolvimento das normas exististes, levando então que em 2004 a EPC elabora-se uma segunda geração de padrões para responder às novas necessidades [41]. Actualmente, as

preocupações com a Terra levaram a estudos sobre aplicações ecológicas usando radio frequência, sendo desenvolvido na Universidade de Aveiro o primeiro comando sem pilhas.

5.1 Componentes básicos

Um sistema RFID, tal como ilustrado na Figura 54, é composto basicamente por:

- Leitor (alimentação, microprocessador, antena)
- *Transponder/Tag*
- Serviço de aplicação

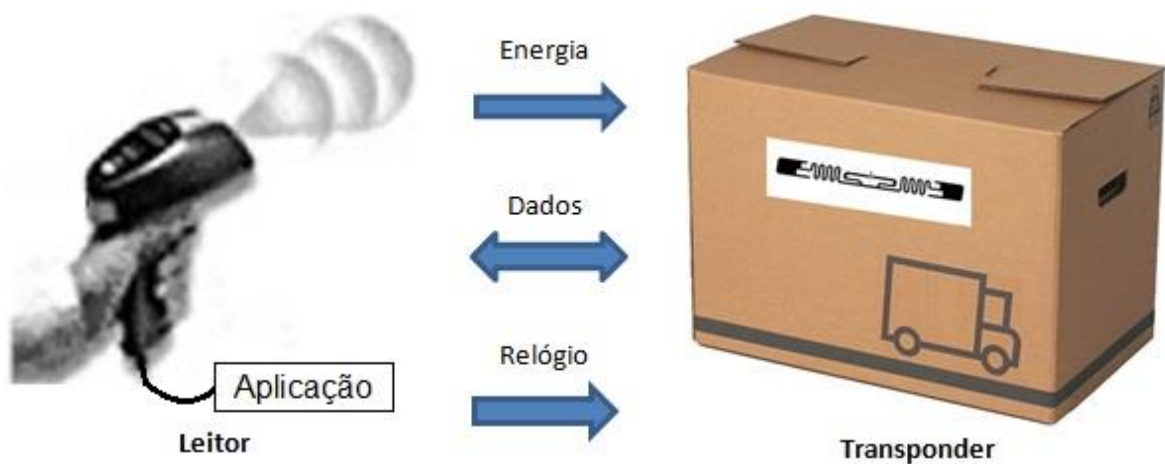


Figura 54- Componentes básicos de um sistema RFID

A *tag* RFID é um dispositivo que pode ser encontrado em diversos objetos, como numa caixa de um armazém, num livro de uma biblioteca ou num vulgar cartão (passes de metro, cartão multibanco, ...). A *tag* é composto por uma antena e por um circuito integrado responsável por exemplo pela modulação do sinal. Eventualmente também poderá ser provido de alimentação, caso não o seja, a energia utilizada pela *tag* é aquela que o leitor emite. Os dados mais típicos são um ID único que identifica a *tag*, mas também poderão ser um simples bit de controlo ou dados mais extensos. O sinal de relógio também é utilizado quando é necessário algum tipo de sincronismo. O leitor lê a informação recebida, fornece-a à aplicação e trata-a consoante o pretendido para o sistema implementado. Esta aplicação pode comunicar com uma base de dados, quer proveniente diretamente de um computador, quer estando em rede num servidor. A

Figura 54 representa apenas um sistema básico, no entanto num sistema real poderá existir múltiplos leitores e múltiplas *tags*.

5.2 Exemplos de utilização prática

- Aeronáutica: identificar ferramentas na linha de montagem e elaboração de um histórico de peças sujeitas a manutenção;
- Alimentação: controlo interno de stocks;
- Animais: *tag* regista dados sobre o animal tais como o seu proprietário, vacinas ou tratamentos;
- Automóvel: gerir e autenticar peças sobressalentes, portagens;
- Desporto: verificar se uma bola entra na baliza ou nas grandes maratonas usa-se uma *tag* no dorsal ou na sapatilha para determinar o percurso do atleta e os seus tempos;
- Farmacêutica: evitar falsificações de medicamentos e controlo da cadeia de abastecimento;
- Química: localizar e controlar as condições de transporte de produtos químicos perigosos;
- Saúde: *tag* nas embalagens de sangue que são recolhidas com a informação necessária para controlar os seus stocks e poder satisfazer os pedidos dos hospitais;
- Vestuário: *tag* na roupa para evitar roubos, gerir os stocks nas lojas e obter dados sobre vendas; [43]

5.3 Classificação de *Tags*

Um dos principais fatores que levam a escolher uma determinada *tag* é o seu tipo de alimentação. Assim sendo eles podem ser classificados em três grupos: passivos, ativos e semi-ativos (ou semi- passivos).

5.3.1 *Tags* passivas

As *tags* passivas não têm bateria própria. Usam a energia fornecida pelo leitor para alimentar o seu circuito interno e para realizar transferência de dados, por isso este sistema é designado por “*Reader Talks first*”. Estes tipos de *tags* em comparação com as outras *tags*, são menos dispendiosos, não necessitam de manutenção, apresentam longa

durabilidade, mas em contra partida têm menor alcance. Operam numa frequência mais baixa, são menos inunes a fatores externos (ruídos, fatores climáticos,) [44]. Segue-se alguns exemplos de *tags* passivas, estando na Figura 55 (a) uma *tag* que utiliza acoplamento eletromagnético e estando na Figura 55 (b) uma *tag* com acoplamento magnético.

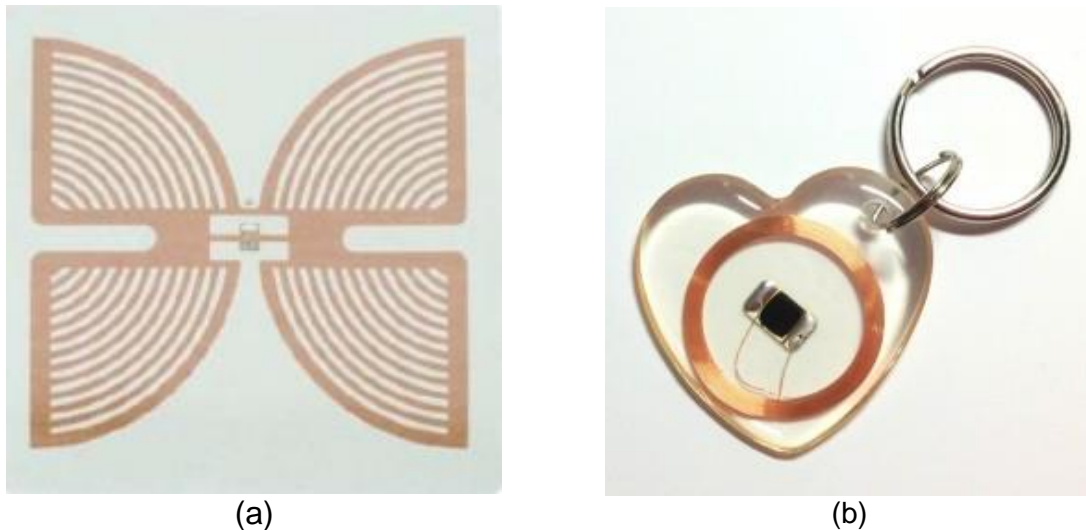


Figura 55- Exemplos de *tags* passivos: (a) com antena [45], (b) com bobina [44]

A Figura 56 mostra o diagrama de blocos de uma *tag* RFID, constituída por uma bobina ou antena e ainda um *chip*. A interface com o ar de uma *tag* é possível através da antena/bobina que deverá estar adaptada por forma a que, conjuntamente com a capacidade de entrada deste, formem um circuito ressonante à frequência de funcionamento pretendida. Como a *tag* não tem alimentação própria, este usa o sinal do leitor que após um retificador, fornece a tensão DC necessária ao funcionamento do mesmo. O *chip* terá ainda memória e respectiva lógica envolvente, onde é guardado os dados que serão transformados em 0s e 1s por um modulador ligado a um transístor capaz de modular o sinal. Poderá ser ainda incluído um extractor de relógio com propósitos de sincronismo.

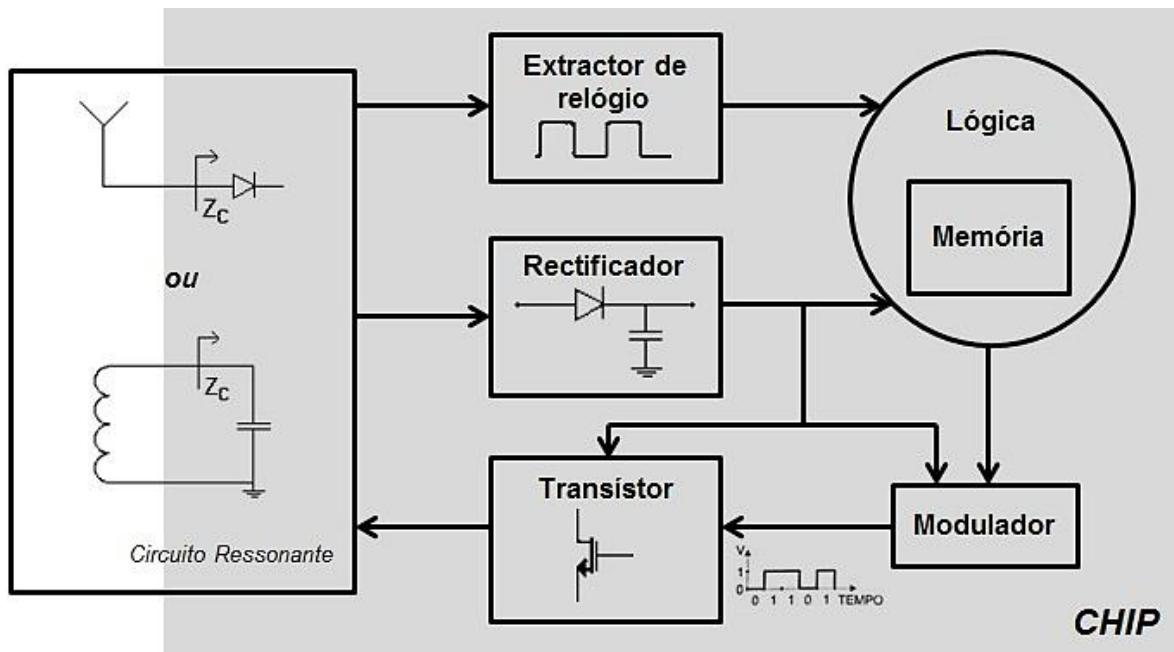


Figura 56- Diagrama de blocos de uma tag RFID

Para que a informação seja enviada para o leitor, a tag usa o modulador que se encontra ligado à gate do transistor e que introduz ou retira corrente à antena da tag. Estas variações na corrente permitem ter um sinal que será emitido para o leitor, com a mesma frequência deste, onde as variações de amplitude devido aos amortecimentos no sinal permitem obter uma sequência binária que indica os dados transmitidos. Na Figura 57 é apresentado alguns sinais modulados.

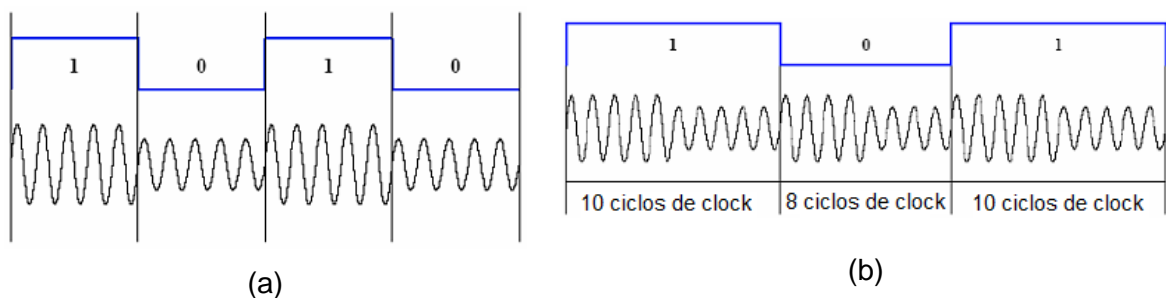


Figura 57- Sinal modulado em amplitude: (a) directamente, (b) FSK (*Frequency Shift Keying*) [46]

5.3.2 Tags ativas

Estes tipos de *tags* possuem a sua própria alimentação e por isso necessitam de manutenção, tornando-se em geral mais caras. A bateria é a maior complexidade do *hardware* que fazem com que o tamanho das *tags* sejam maiores. Por outro lado, por usarem alimentação própria, tanto no circuito interno, como na emissão do sinal para o leitor, estas normalmente apresentam maior alcance, maior capacidade de processamento e de armazenamento. O facto de não necessitar da energia do leitor, permite que funcionem mesmo sem a presença deste, monitorizando parâmetros, como por exemplo a temperatura de um determinado ambiente. Posteriormente quando um leitor entrar no raio de ação da *tag*, a transferência de dados e restante processamento destes poder-se-á realizar.

5.3.3 Tags semi-passivas

As *tags* semi-passivas ou semi-ativas diferem das *tags* ativas pelo facto da sua alimentação própria não ser utilizada na transferência de dados, mas apenas na eletrónica interna. Para transferência de dados utiliza o mesmo processo que uma *tag* passivo. Esta é uma opção intermédia que tenta balancear as vantagens e desvantagens das *tags* anteriores. Têm maior velocidade de processamento, maior capacidade de memória e maior alcance que as *tags* passivas, mas menor que as *tags* ativas. Em contrapartida o tempo de vida e a manutenção confere uma desvantagem em relação aos passivos e uma vantagem em relação aos ativos.

5.4 Tipos de comunicação

Nos sistemas RFID pode-se ter diferentes tipos de comunicação, através de acoplamento indutivo (onde se propaga essencialmente o campo magnético), acoplamento eletromagnético (onde além do campo magnético, também se propaga o campo elétrico) e comunicação SAW onde existem refletores que refletem pulsos que representam uma combinação binária de informação.

5.4.1 Acoplamento indutivo

O sistema indutivo é baseado num transformador onde existe a bobina do leitor (primário) e a bobina da *tag* (secundário). O acoplamento indutivo ocorre quando a distância entre

as bobinas for inferior a $0,16\lambda$, pois para um comprimento de onda várias vezes maior que a distância entre as bobinas, o campo eletromagnético pode ser considerado apenas um campo magnético alternado [43].

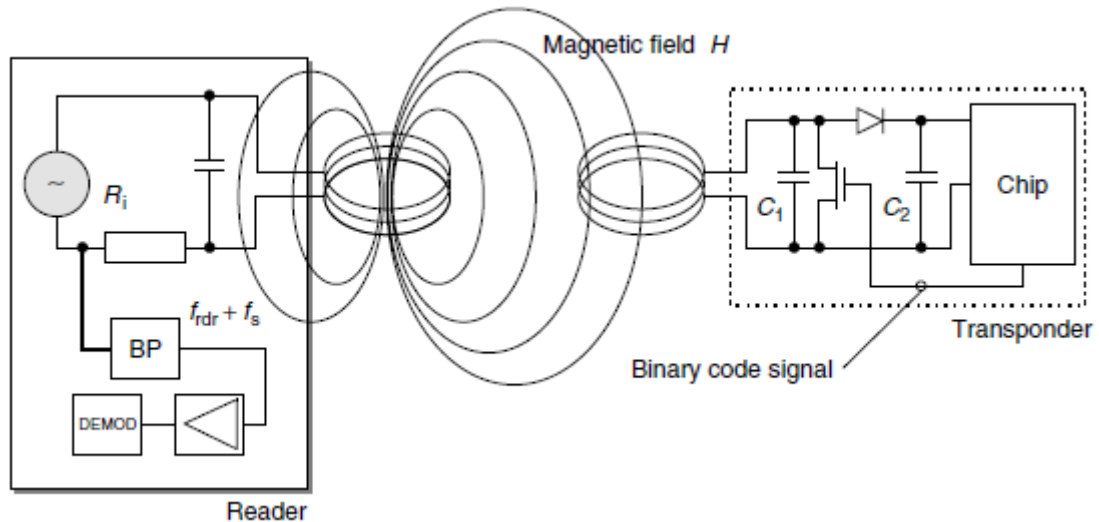


Figura 58- Sistema por acoplamento indutivo [47]

Como se tem um campo magnético alternado, há variação do fluxo magnético, logo pela lei da indução magnética será gerada uma tensão na bobina da tag. A bobina da tag e o condensador C_1 formam um circuito ressonante, que devem ressoar à frequência do leitor. O diodo e o condensador C_2 retificam o sinal e permitem fornecer uma tensão DC ao chip. O transistor tem a função de modular o sinal, permitindo assim a transmissão de informação [47].

5.4.2 Acoplamento eletromagnético

Neste sistema usa-se a capacidade de reflexão das ondas rádio por um objeto para comunicar com o leitor.

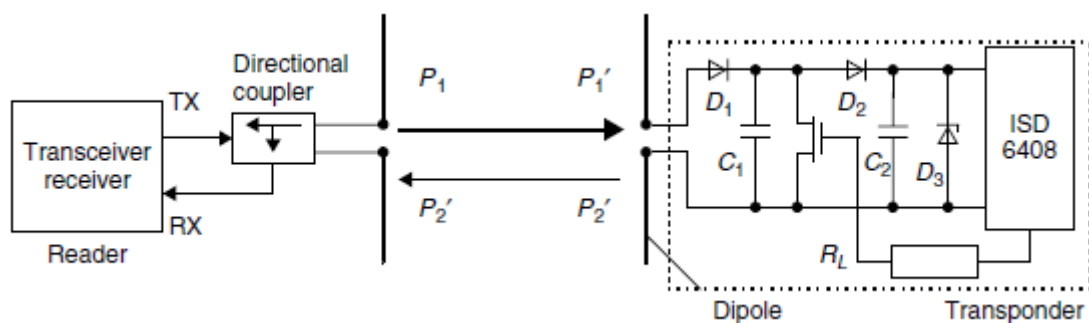


Figura 59- Sistema por acoplamento eletromagnético [47]

Como este sistema se utiliza para frequências altas, não é obrigatório a colocação de um condensador para formar um circuito ressonante com a antena, pois a própria capacidade de entrada intrínseca ao circuito poderá chegar. Os díodos D1, D2, D3 e os condensadores C1 e C2 fornecem uma alimentação regulada ao *chip* enquanto o transistor realiza a modulação do sinal [47].

5.4.3 SAW (Surface Acoustic Wave)

O SAW utiliza ondas acústicas que se deslocam ao longo de um material piezoelétrico. É utilizado em linhas de atraso, filtros, *duplexers* [48] e ainda como sensores de temperatura em *tags* RFID passivas [49].

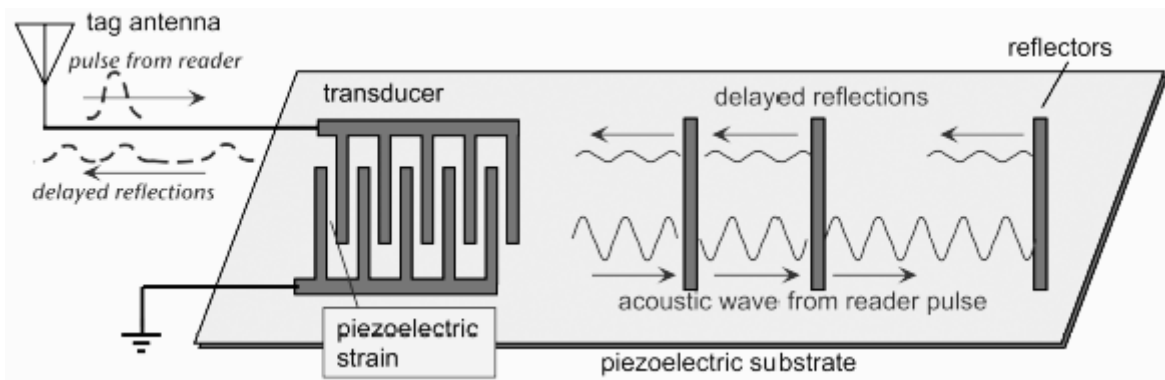


Figura 60- Tag SAW [50]

O leitor envia um pulso eletromagnético para a *tag* que é convertido no transdutor interdigital numa vibração. Esta vibração percorre o material piezoelétrico até encontrar os refletores. Nessa altura ocorre reflexões do pulso, tantas quanto o número de refletores e com um espaçamento de pulsos refletidos dependentes da posição dos refletores (mais próximos ou mais afastados) [49].

Com a temperatura o material piezoelétrico muda de tamanho e a velocidade da onda acústica também sofre uma variação. Estes fenómenos permitem uma variação na frequência de ressonância que é linear com a temperatura. Conhecido o valor da frequência de ressonância, é possível determinar a temperatura [48].

5.5 Capacidade de armazenamento

Existem *tags* com três tipos de memória diferentes [51]:

- Read Only (RO): Apenas permitem a leitura dos dados da memória. Só podem ser programados uma vez, tipicamente na fábrica aquando da sua fabricação.
- Write Once, Read Many (WORM): Teoricamente podem ser programados uma vez pelo cliente, mas na prática o número poderá ser superior. O número de vezes não pode ser demasiadamente elevado pois poderá danificar a memória.
- Read/Write (RW): Podem ser reprogramados até cem mil vezes ou mais. Permitem a atualização constante dos dados de memória, permitindo que seja usada nas mais diversas aplicações. A desvantagem reside no facto de serem mais caros.

5.6 Modos de funcionamento

Quando o leitor e uma *tag* comunicam, há dois processos importantes:

- Transferência de energia
- Transferência de dados

A forma de comunicarem pode ser de três tipos que se encontram esquematizados na Figura 61.

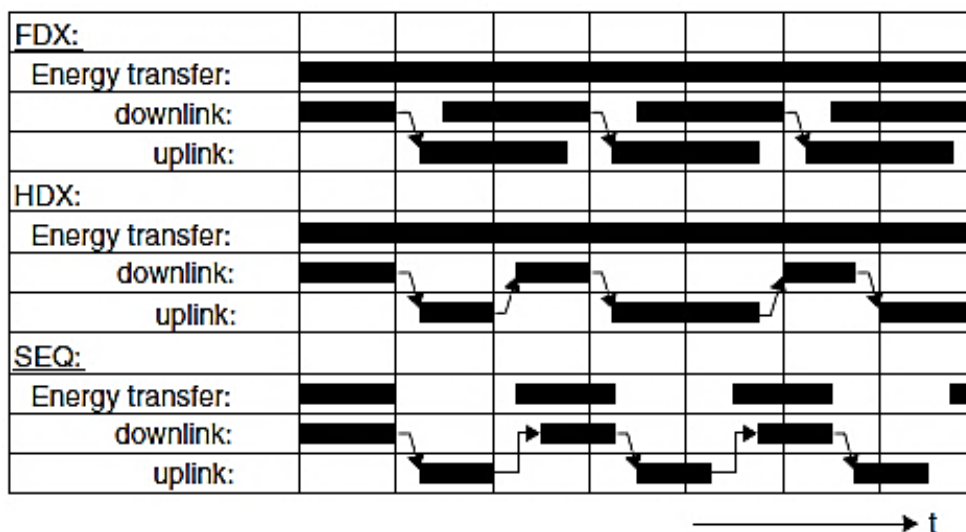


Figura 61- Exemplo de funcionamento para os três modos (FDX,HDX,SEQ) [47]

Assim sendo, os três tipos de comunicação são [51]:

- Full Duplex (FDX): Este tipo apresenta o maior débito de dados pois estes são transferidos nos dois sentidos, e ao mesmo tempo se necessário. A comunicação será feita em frequências diferentes pois usam o mesmo canal para comunicar.
- Half Duplex (HFX): A transferência de dados realiza-se nos dois sentidos, mas leitor e a tag só podem transmitir um de cada vez.
- Sequential (SEQ): Transferência de dados semelhante ao HFX, mas com uma melhoria no processo de transferência de energia com o objetivo de economizar. A transmissão de energia é interrompida periodicamente e utiliza-se um condensador na tag que armazena energia para a poder utilizar durante essas interrupções.

5.7 Frequências de operação e potência máxima

A Figura 62 ilustra o espectro de frequências, assim como as frequências que são usadas em RFID e em que tipo de acoplamento são usadas.

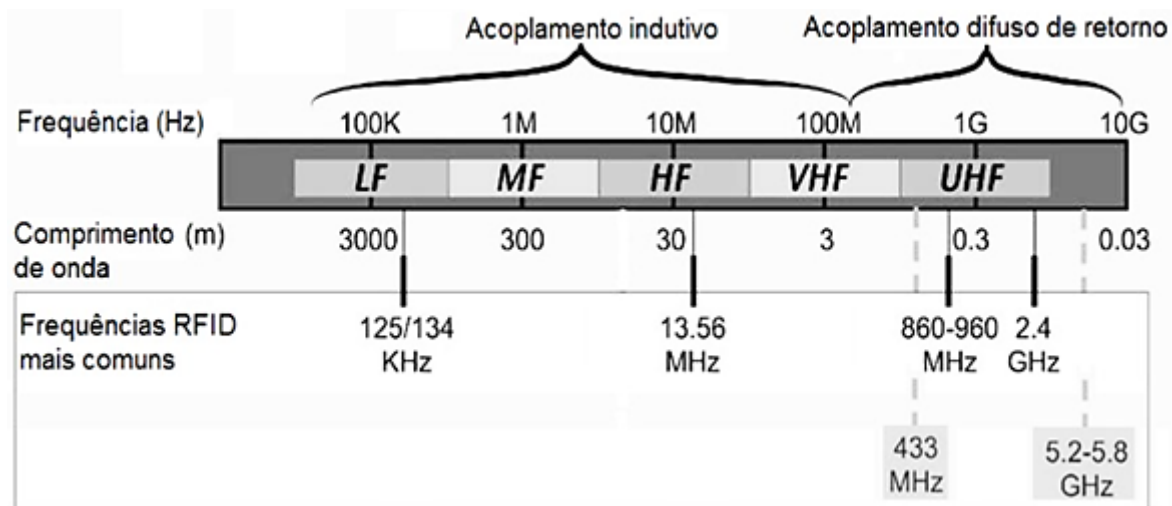


Figura 62- Espectro de frequências [52]

A frequência de operação é crucial por diversos fatores, nomeadamente no tipo de comunicação usada. Alguns aspetos importantes são:

- Performance: velocidade de transferência de dados e alcance de leitura;
- Penetração: capacidade de o sinal atravessar um meio;

- Interferência: é uma das fontes de erro;
- Portabilidade: refere-se ao facto da *tag* poder ser lida em diferentes regiões, situação que poderá ser um problema devido ao facto de diferentes países regulamentarem diferentes frequências;

Isto leva a que se escolha diferentes frequências de funcionamento, consoante o sistema que se pretenda implementar. As principais características são indicadas a seguir [43].

Low Frequency (LF)

Os sistemas de RFID operam a 125 ou 135 kHz. As desvantagens residem no facto de possuírem um alcance inferior a 0.5m e uma velocidade de transferência inferior a 1 kbit/s. Em contra partida, nestas frequências há baixa interferência com o meio ambiente, realçando o bom comportamento na leitura de *tags* em objetos contendo líquidos e metais [43].

High Frequency (HF)

Os sistemas de RFID operam a 13,56 MHz. O alcance chega agora a 2m e velocidade de transferência a 25 kbit/s. Embora bom, o desempenho em objetos contendo líquidos ou metais é inferior ao das frequências LF [43].

Ultra High Frequency (UHF)

Os sistemas de RFID operam a 433 MHz e numa gama entre os 860 e os 960 MHz dependendo da legislação de cada país. Possuem um alcance máximo de 10m (na europa é apenas 4m) e uma velocidade de transferência de 30kbits/s. Naturalmente para uma *tag* ativa, o alcance seria bem maior, atingindo os 100m. A desvantagem destas frequências está no mau comportamento com líquidos e metais e problemas de portabilidade devido ao facto das frequências de funcionamento variarem para diferentes regiões. A existência de diversos dispositivos nesta gama tem impacto ao nível da interferência produzida neste [43].

Microondas

Os sistemas de RFID operam a 2,45 GHz e 5,8 GHz. Têm uma velocidade de transferência de 100 kbits/s que é bem superior em relação às frequências anteriores. O alcance é de 3m e apresentam um mau comportamento perante água ou metal. Os equipamentos de WLAN por operarem a 2.4GHz, são uma fonte de interferência [43].

Naturalmente poder-se-ia ter um alcance tão alto quanto se desejasse, bastando para isso aumentar a potência. O problema é que se a potência for demasiado elevada, poder-se-á colocar em causa a saúde das pessoas. Para evitar esta situação foram estabelecidas potências máximas como se pode verificar na Figura 63.

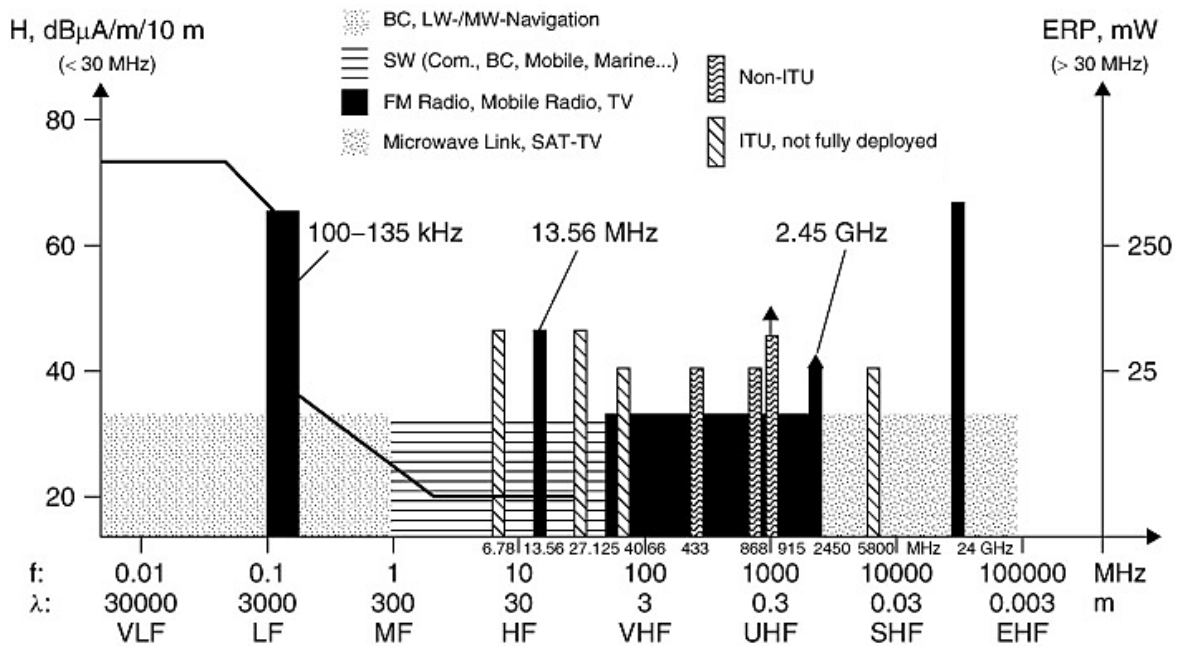


Figura 63- Potências máximas [53]

5.8 Protocolos

É necessário produzir normas e procedimentos, pois o universo do RFID é vasto e é bastante útil que as aplicações não entrem em conflito com certos fatores, ou mesmo, que tenham versatilidade suficiente para poderem ser usadas noutra região do mundo. A padronização facilita também o processo de produção para os fabricantes, e conseqüentemente satisfazer mais facilmente as pretensões de um cliente. Segue-se na Tabela 19 algumas normas e onde são usadas.

Norma	Aplicação
ISO 11784	Estrutura de código de RFID em animais
ISO 11785	Conceção técnica de RFID em animais
ISO/IEC 14443	Identificação com cartões (sem contato / de proximidade)
ISO/IEC 15693	Identificação com cartões (sem contato / de vizinhança)

ISO/IEC 10536	Identificação com cartões (sem contacto de curta distância)
ISO/IEC 18001	Gerenciamento de Itens de RFID e perfil de Requisitos de Aplicação
ISO/IEC 18000-1	Parâmetros Gerais para Comunicação por Interface por Ar para Frequências Globalmente Aceites
ISO/IEC 18000-2	Parâmetros para Comunicação por Interface por Ar abaixo de 135 kHz
ISO/IEC 18000-3	Parâmetros para Comunicação por Interface por Ar em 13,56 MHz
ISO/IEC 18000-4	Parâmetros para Comunicação por Interface por Ar em 2,45 GHz
ISO/IEC 18000-6	Parâmetros para Comunicação por Interface por Ar em 860 a 930 MHz
ISO/IEC 15961	Gestão de Itens de RFID (Interface de Aplicação)
ISO/IEC 15962	Gestão de Itens de RFID (Regras de Codificação de Dados e Funções de Memória Lógica)
ISO/IEC 15963	Gestão de Itens de RFID (Identificação única do RF Tag)

Tabela 19- Protocolos RFID [51]

Capítulo 6 : Projeto de antenas RFID em suporte de papel

Neste capítulo serão apresentadas diversas antenas em suporte de papel. Para testar o seu funcionamento irá recorrer-se ao leitor *Alien* RFID, ALR – 8800 [54]. É preciso ter em consideração que as antenas deste leitor têm polarização circular, enquanto que as antenas produzidas têm polarização linear. A opção por antenas de polarização linear deve-se ao facto do objectivo final ser um rótulo para uma garrafa. Numa situação normal, no momento da leitura a garrafa estará por exemplo fixa numa prateleira sendo facilmente possível ter leitor e *tag* bem direccionados. Caso isto não fosse possível, dever-se-ia usar polarização circular, sendo possível, com polarização linear pode-se aumentar o alcance, ou caso não seja necessário maior alcance, pode-se diminuir a potência emitida pelo leitor, baixando assim os custos de utilização.

Todos os resultados obtidos em termos de alcance neste capítulo, poderiam ser melhores caso o leitor tivesse uma antena apropriada para as *tags* produzidas.



Figura 64- Leitor *Alien* RFID, ALR – 8800 [55]

Para a antena RFID típica e para a antena com plano refletor, recorreu-se ao *chip* SL3S1002FTT,118. Para o encapsulamento TSSOP8, sabe-se do *datasheet* que a 915MHz o *chip* apresenta as seguintes características [56]:

- $Z_{in} = 16 - j148 \Omega$
- $C_{in,paralela} = 1.16 pF$

No entanto, a frequência pretendida é de 866MHz pois é nessa frequência que se encontrou *chips* utilizáveis com antenas e é aquela que se encontra na banda livre em Portugal. Existem por exemplos *chips* de 13.56 MHz, mas isso implicaria trabalhar com bobinas e ter-se-ia um alcance reduzido. No que diz respeito a 2.4 GHz, foi encontrado um *chip*, mas este já não se produzia. A 2.4 GHz, pela equação (4.6), o alcance seria inferior ao alcance obtido para a 866 MHz, a vantagem seria poder-se usar antenas mais pequenas, no entanto isso não seria necessário, pois um rótulo de uma garrafa tem habitualmente uma dimensão suficiente para conter um antena de 866 MHz devidamente dimensionada.

Considerou-se que a parte real da impedância de entrada do *chip* e a sua capacidade eram as mesmas, tanto em 866 MHz, como em 915MHz. Sabendo que:

$$Z_c = \frac{1}{j2\pi fC} \quad (6.1)$$

A impedância de entrada do *chip* a 866 MHz será:

$$\cdot Z_{in} = 16 - j158.4 \Omega$$

As antenas foram projetadas para terem uma impedância de entrada de:

$$\cdot Z_a = Z_{in}^* = 16 + j158.4 \Omega$$

Este valor de Z_a permite uma boa adaptação entre *chip* e antena, permitindo a máxima transferência de potência.

Como no simulador CST não é possível definir impedâncias complexas para representar o *chip*, irá usar-se um porto com impedância de 16Ω em série com um condensador de $1.16 pF$ para se obter a parte imaginária de $-j158.4 \Omega$

Como a impedância obtida no CST é vista a partir do porto, ou seja, é vista a impedância devido ao condutor mais a impedância da antena, para se obter a impedância apenas da antena, basta subtrair a impedância do condensador, $-j158.4 \Omega$, ou seja, adicionar $j158.4 \Omega$.

Para os dois rótulos produzidos, sentiu-se a necessidade de usar um *chip* mais fino, com o objetivo do *chip* ser pouco notado no rótulo. Optou-se por usar o *chip* LXMS31ACNA – 010 que apresenta uma impedância de entrada a 866.5 MHz de $Z_{in} = 12 - j107 \Omega$ [57]. Desta forma, pela relação (6.1), irá usar-se um condensador de $1.717 pF$ na simulação para representar a parte imaginária.

6.1 Antena RFID típica

No simulador CST, desenhou-se para 866 MHz a antena RFID ilustrada na Figura 65 (a). Esta não apresenta um plano reflector, tendo o objectivo de não depender tanto da constante dieléctrica. Assim sendo, este é um bom ponto de partida para a construção de antenas RFID, eliminando o problema do possível erro da determinação do ϵ_r do papel.

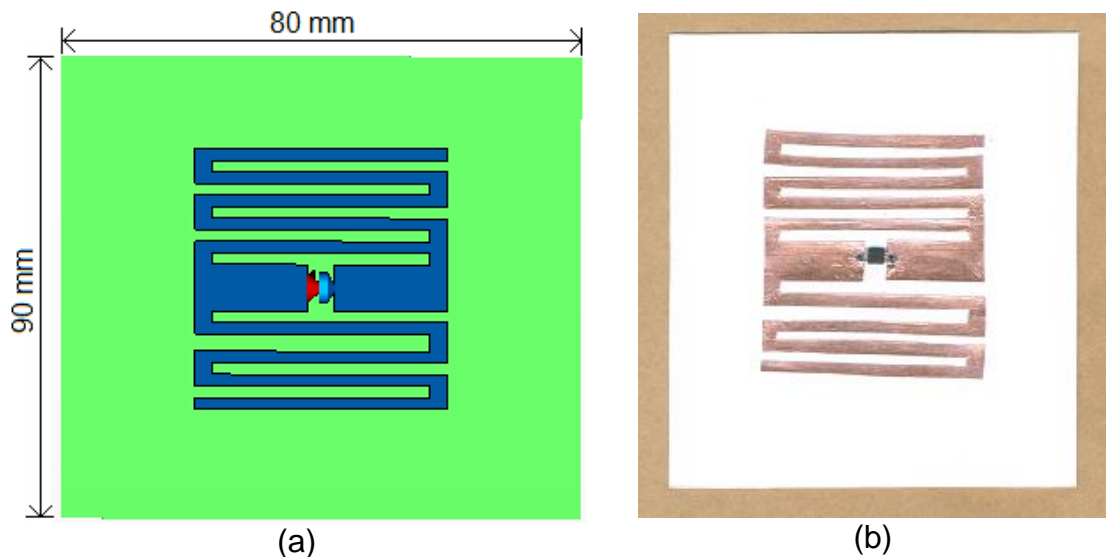


Figura 65- Antena RFID típica: (a) simulada, (b) produzida

O parâmetro S_{11} da antena obtido via simulação pode ser observado na Figura 66. Daqui pode-se concluir que a frequência de ressonância apresenta o valor pretendido.

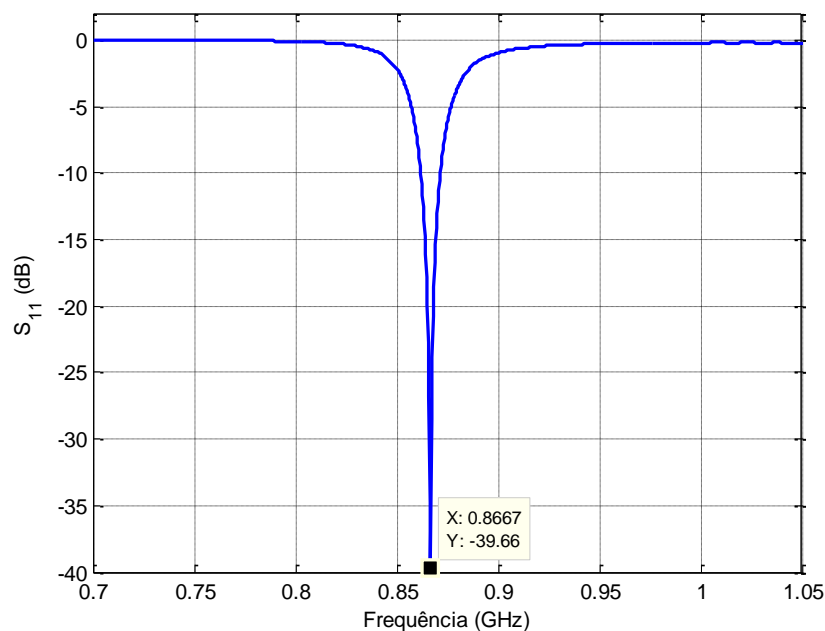


Figura 66- S_{11} da Antena RFID típica

A banda desta antena está entre os 862MHz e os 871MHz, sendo portanto a largura de banda de 9MHz. Este valor é baixo e deverá ter a ver com o facto da antena ter sido projetada para apresentar dimensões relativamente reduzidas.

Na antena existe uma malha de adaptação com o objectivo de controlar a sua impedância de entrada. A impedância de entrada da antena, tendo em conta os gráficos da Figura 67 é de:

$$Z_a = 15.7 - j0.4926 + j158.4 = 15.7 + j157.9 \Omega$$

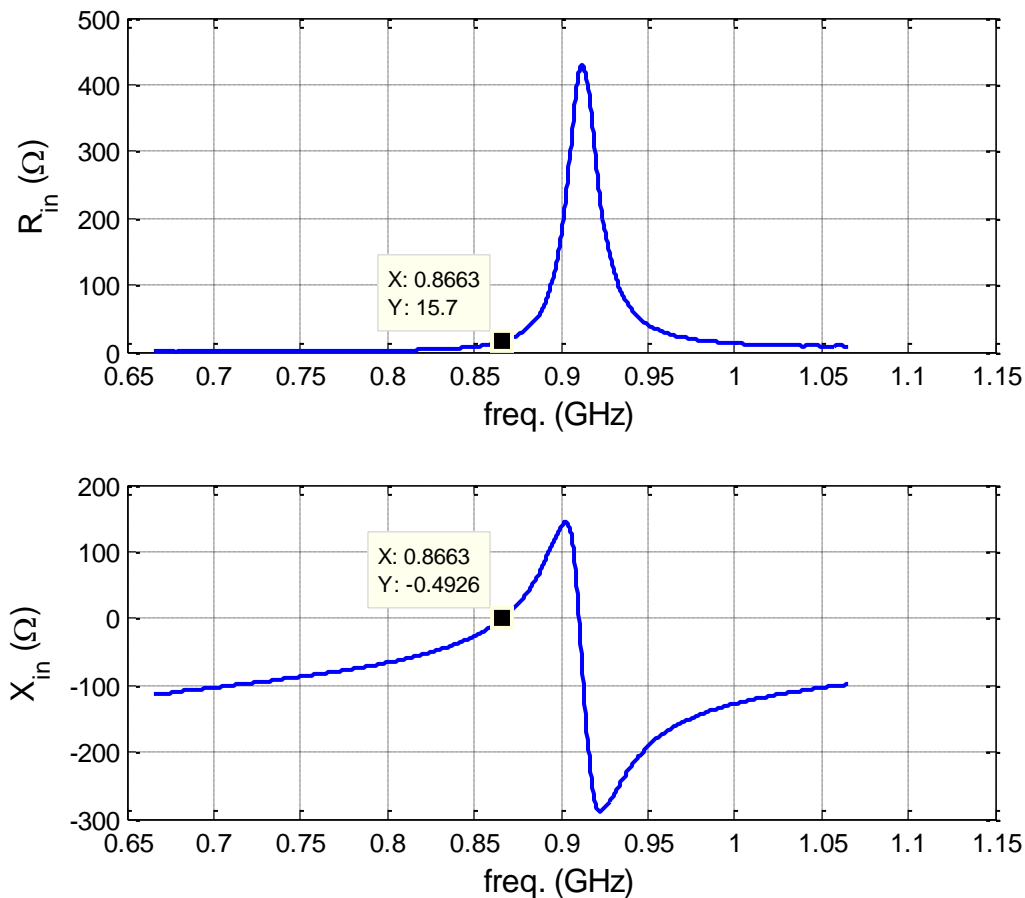


Figura 67- Impedância de entrada para a antena RFID típica mais condensador

Esta antena é ainda baseada num dipolo, onde os braços do dipolo têm a forma da Figura 65 com o objectivo de tornar a antena mais pequena. Assim sendo, os diagramas de radiação a 866MHz que se encontram na Figura 68 e Figura 69 são o esperado, pois a antena é omnidireccional.

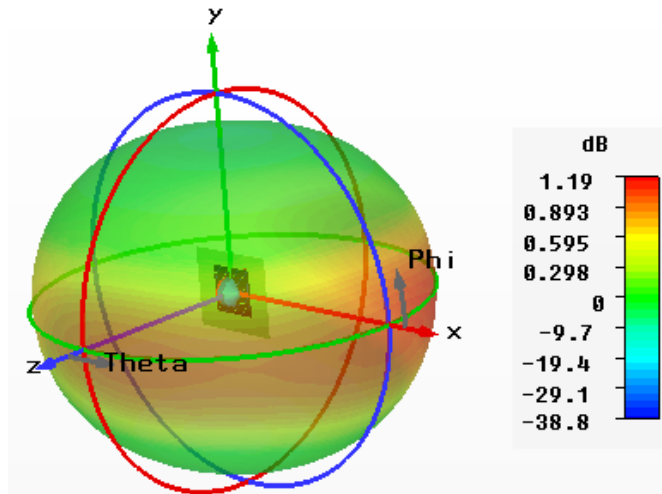


Figura 68- Diagrama de radiação 3D do ganho da antena RFID típica

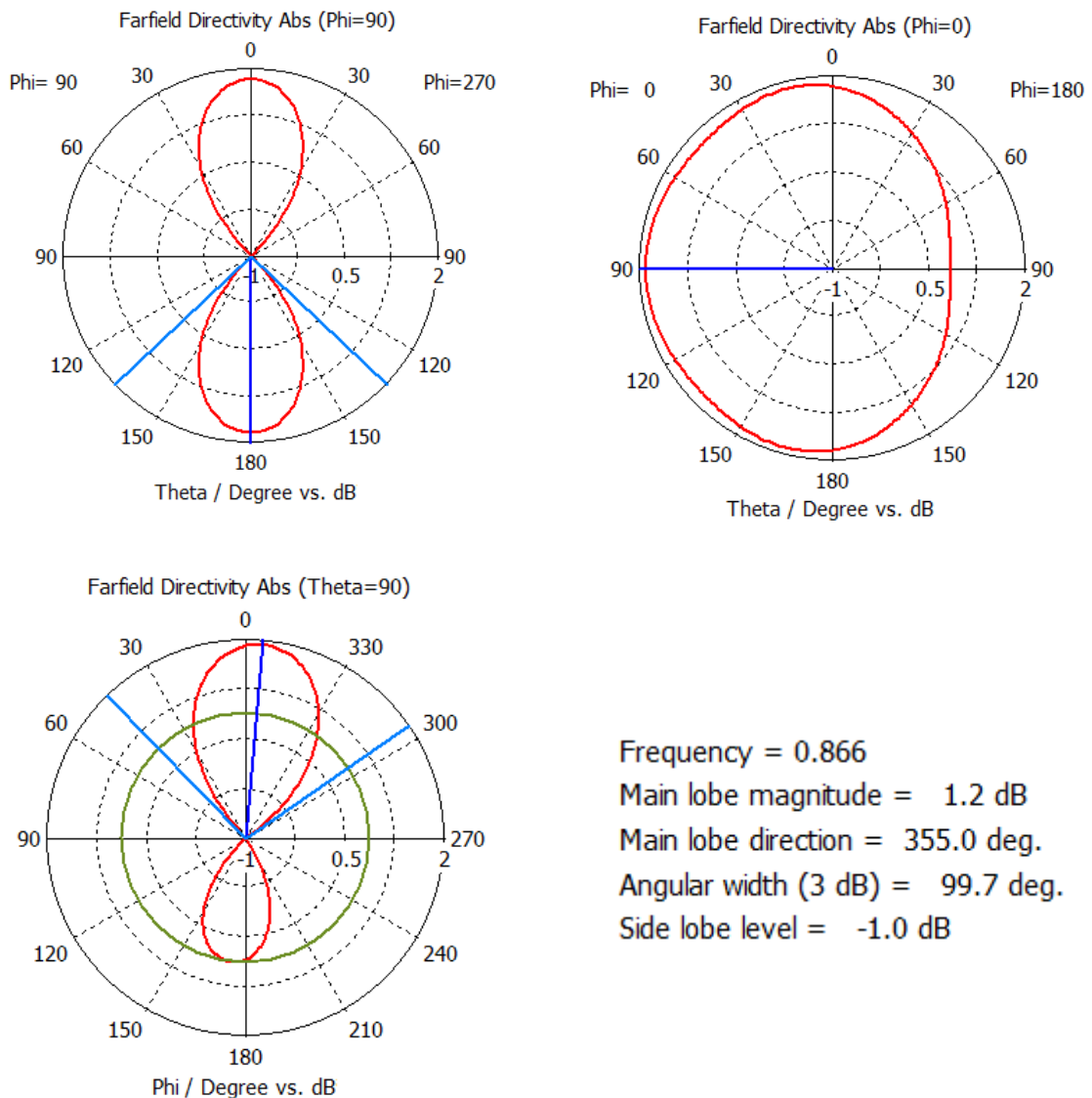


Figura 69- Diagramas de radiação 2D do ganho da antena RFID típica

O ganho não é muito elevado, mesmo para uma eficiência de 84.4%, isto deve-se ao facto da diretividade não ser alta (1.92dBi). O alcance em função da potência obtido para as medições realizadas foram satisfatórios e podem observar-se na Figura 70.

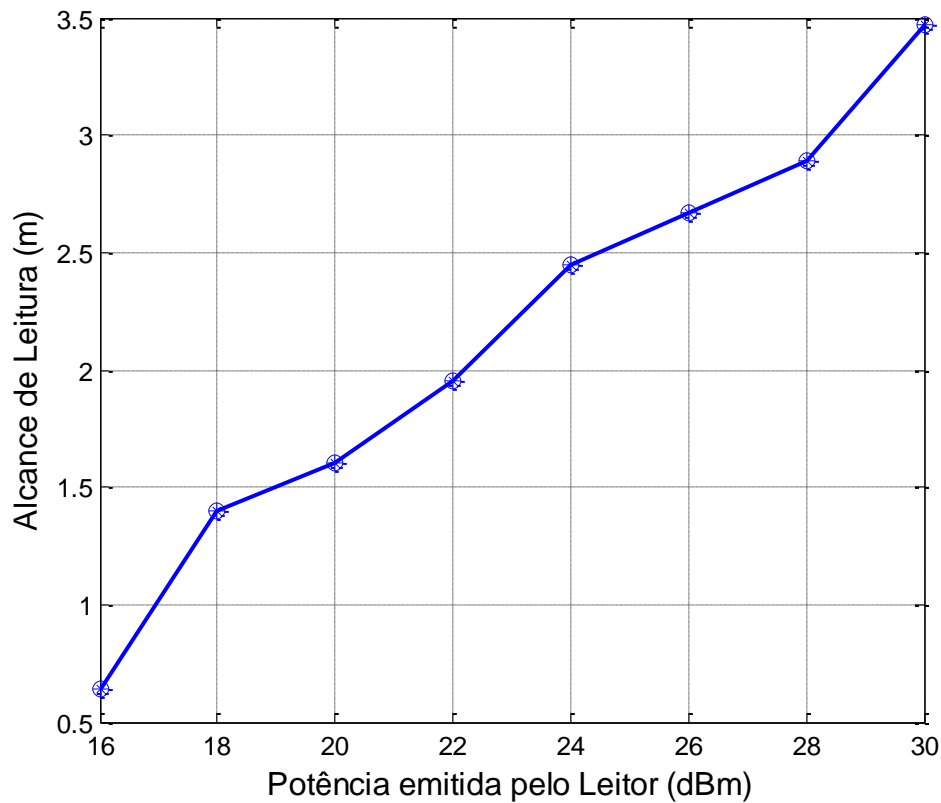
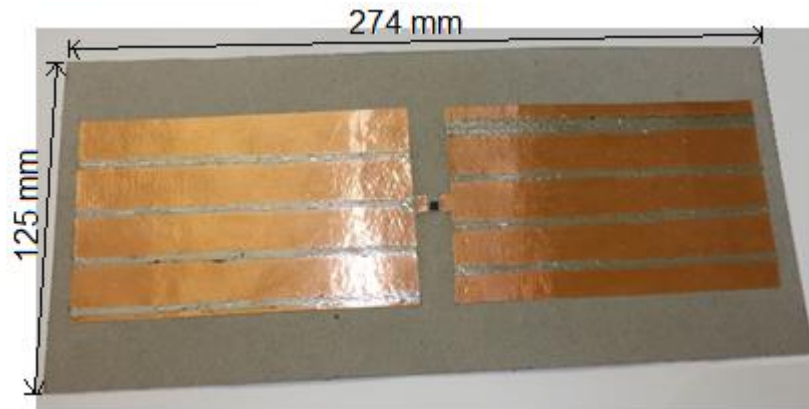


Figura 70- Alcance da leitura da Antena RFID típica

Como esperado, o alcance aumenta à medida que a potência emitida pelo leitor aumenta. Os valores do gráfico não são muito precisos, pois é difícil localizar o ponto exato onde a *tag* deixa de funcionar, isto porque é impossível, por exemplo, fazer com que a antena mantenha sempre exatamente a mesma orientação em relação às antenas do leitor. De referir ainda novamente, que o alcance podia ser superior se não fosse o facto da antena da *tag* e do leitor terem polarizações diferentes.

6.2 Antena com plano refletor

Para testar que de facto o papel foi bem caracterizado, construiu-se uma antena com um plano reflector, logo mais dependente do ϵ_r . Utilizou-se o papel mais grosso para se obter uma maior largura de banda relativamente a antenas do mesmo tipo, ou seja, relativamente a antenas com plano refletor. A Figura 71 mostra a antena produzida vista de frente e de trás. O plano refletor foi feito com fita de alumínio por ser mais barato.



(a)



(b)

Figura 71- Antena RFID com plano refletor: (a) vista de frente, (b) vista de trás

A Figura 72 apresenta o S_{11} da antena obtido via simulação. A banda desta encontra-se entre os 864MHz e os 867MHz, sendo a largura de banda de apenas 3MHz. Este valor é muito baixo.

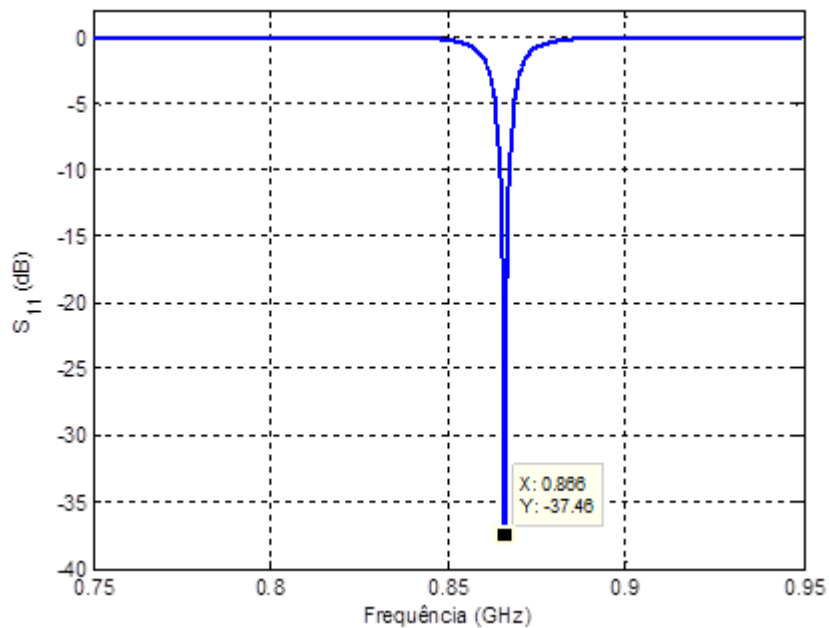


Figura 72- S_{11} da Antena RFID com plano refletor

Atendendo aos resultados apresentados na Figura 73, a impedância de entrada da antena é de:

$$Z_a = 16.04 - j0.4277 + j158.4 = 16.04 + j157.97 \Omega$$

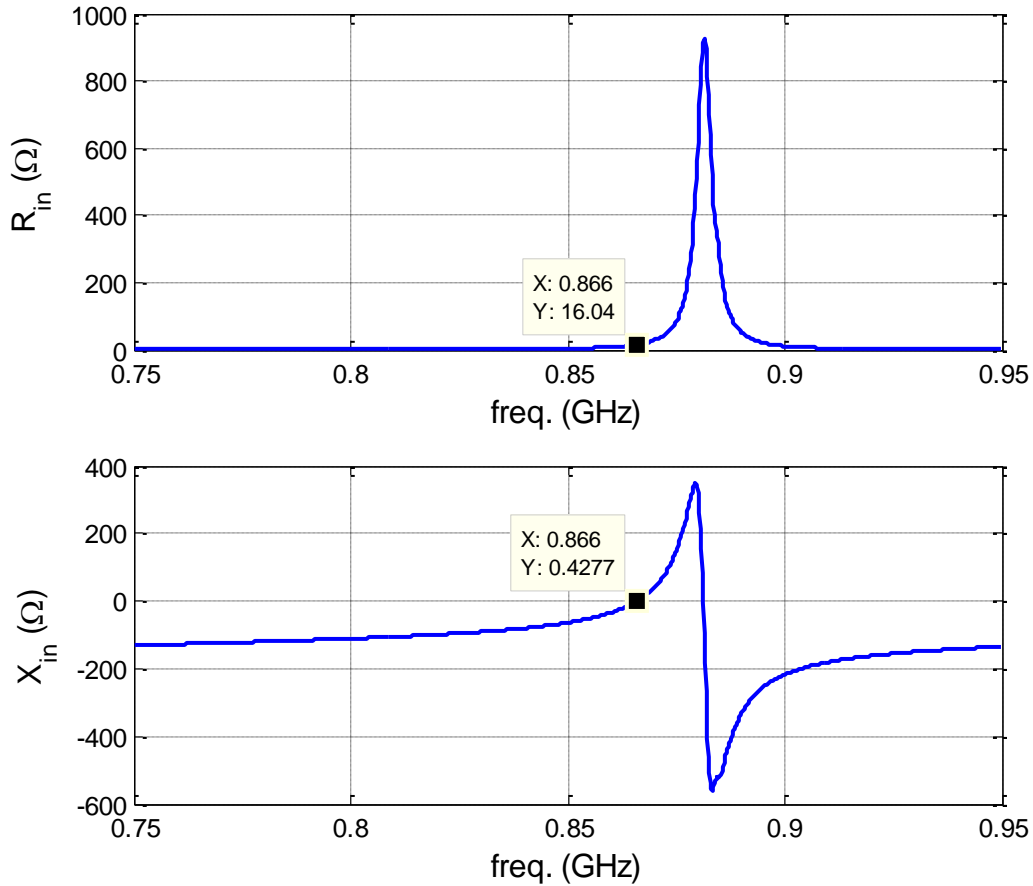


Figura 73- Impedância de entrada para a antena com plano refletor mais condensador

O plano refletor permitiu obter-se uma antena direccional, que apresenta um ganho superior à antena RFID típica e que se poderá ver através dos diagramas de radiação das Figuras 74 e 75

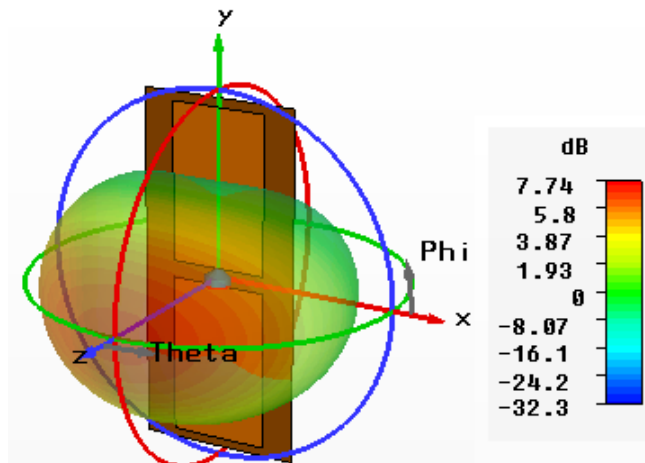


Figura 74- Diagrama de radiação 3D da Antena RFID com plano refletor

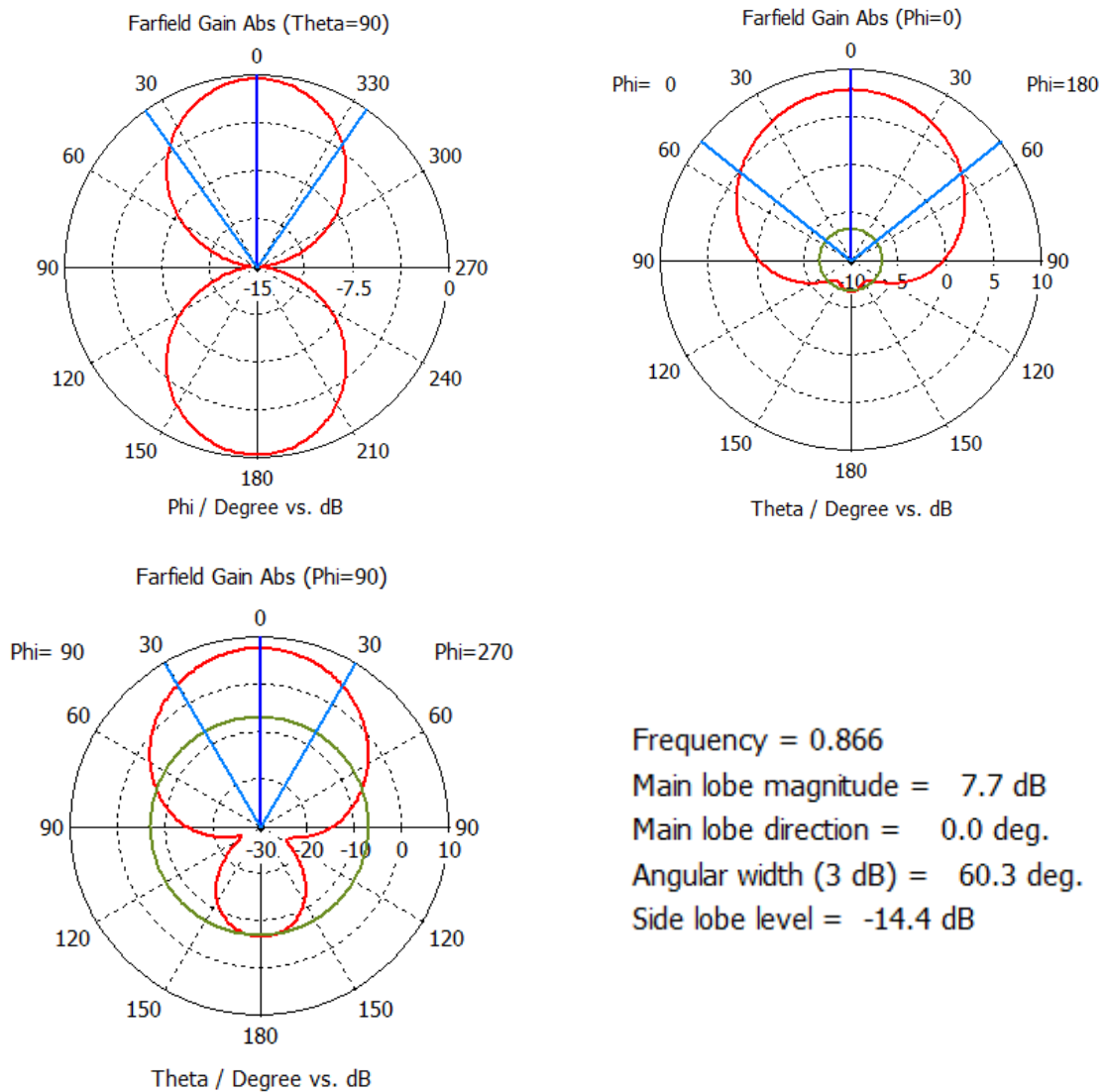


Figura 75- Diagramas de Radiação 2D da Antena RFID com plano refletor

Esta antena apresentou um bom ganho devido ao facto de ter uma boa diretividade (7.766 dBi). Isto ocorreu porque o plano refletor redirecionou a potência. A eficiência obtida via simulação foi bastante satisfatória, tendo um valor de 99.3%.

O alcance que se pode observar na Figura 76, em função da potência obtido para as medições realizadas estiveram abaixo do esperado, isto comparando com os valores da Figura 70, onde se apresentou o alcance de uma antena com um ganho inferior.

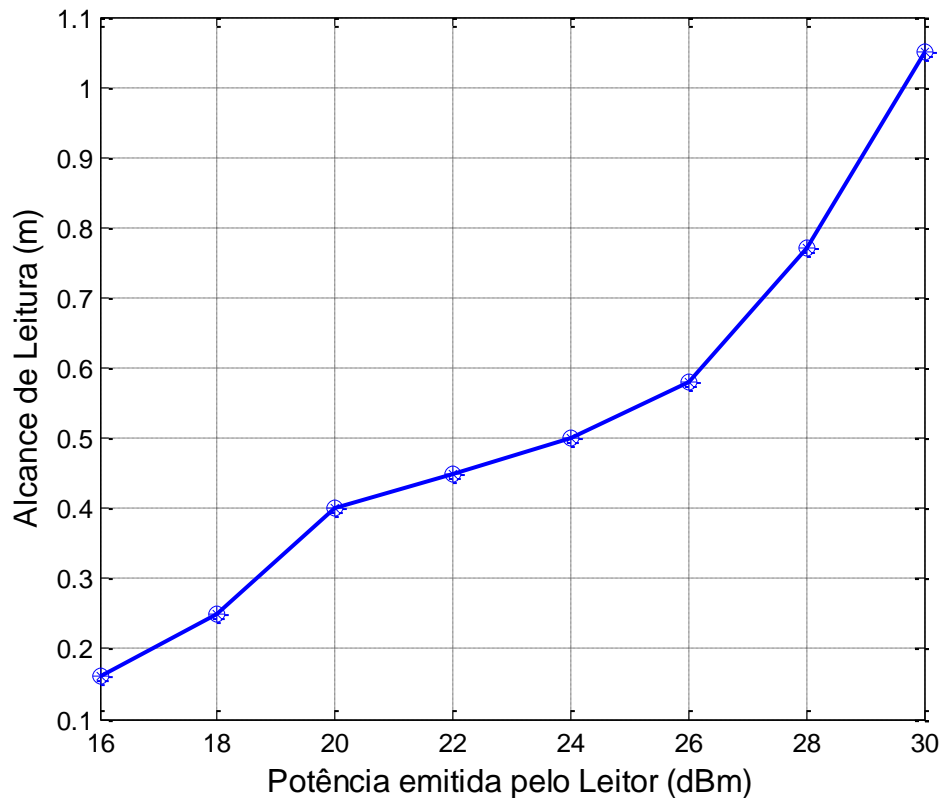


Figura 76- Alcance da leitura da da Antena RFID com plano refletor

Estes valores de alcance são abaixo do esperado. Duas razões para isto serão:

- Largura de Banda: Não sendo a antena construída com precisão, é necessário uma margem que erro que é obtida pela largura de banda.
- Constante dielétrica do Papel: Estando esta antena mais dependente do ϵ_r , um pequeno desvio do seu valor, afeta mais a frequência de ressonância, implicando um desvio do valor pretendido e obtido na simulação.

6.3 Projeto de um rótulo

O facto de uma garrafa conter líquido no seu interior é um problema, pois o líquido apresenta alguma condutividade, não a suficiente para ser um bom plano de massa, nem desprezável para afetar pouco a eficiência de radiação caso se use uma antena inapropriada. Além disso, de garrafa para garrafa, o vidro muda, o líquido muda, logo é impossível ser rigoroso no dimensionamento da antena pois o meio dielétrico não é exatamente conhecido.

6.3.1 Plano refletor junto ao rótulo

A solução encontrada para contornar o problema do líquido numa garrafa foi a escolha de uma antena com plano refletor que se encontra na parte de trás da antena da Figura 77. O plano refletor redireciona a energia, tornando quase desprezável o que se encontra atrás deste, que no caso será a garrafa com líquido pois é esta que ficará na parte de trás do rótulo. No simulador realizou-se a simulação com e sem garrafa, dando sensivelmente o mesmo como era esperado.

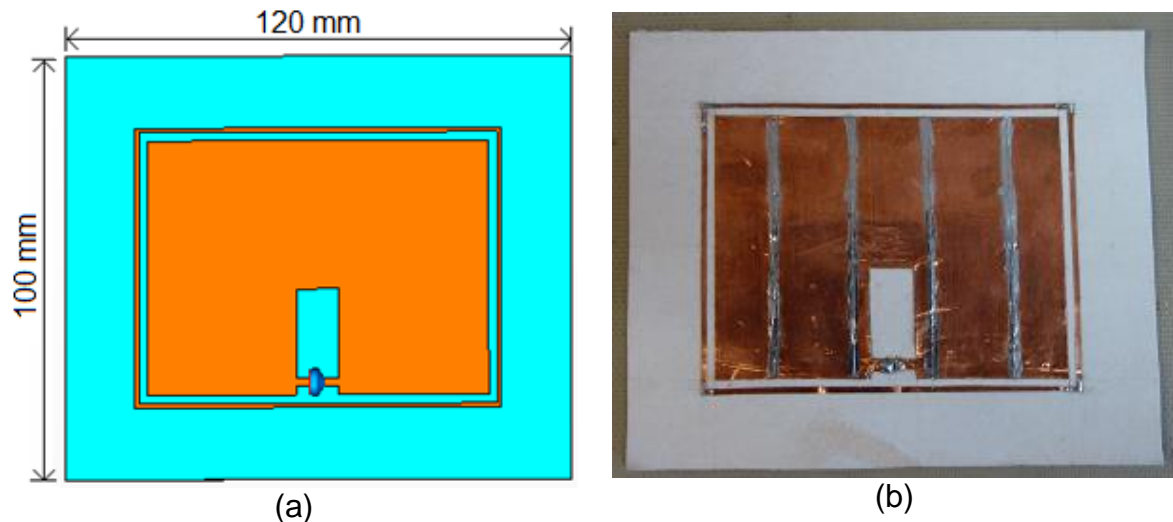


Figura 77- Protótipo com plano refletor junto ao rótulo: (a) simulada, (b) produzida

A Figura 78 apresenta o módulo do S_{11} onde se pode concluir que a frequência onde ocorre a melhor adaptação é exactamente a 866 MHz. Tem-se ainda que a largura de banda apresenta um valor de 4 MHz.

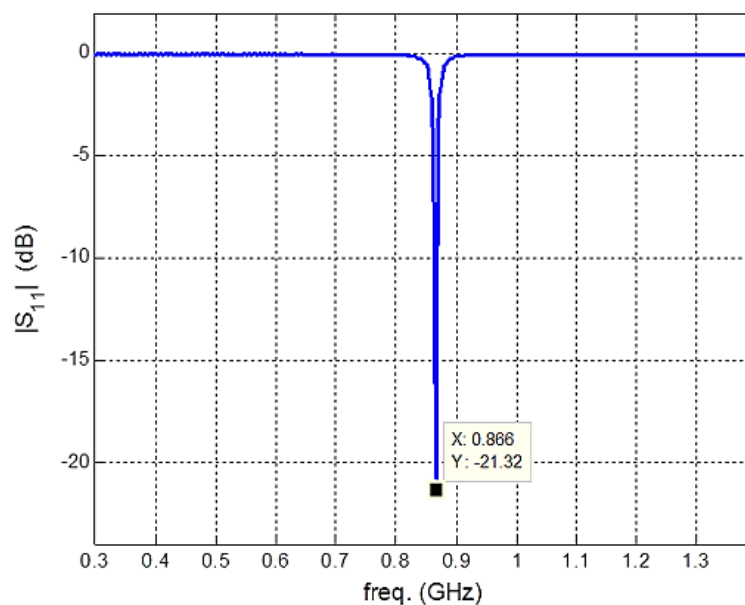


Figura 78- S_{11} do Protótipo com plano refletor junto ao rótulo

Pela Figura 79 retira-se a impedância de entrada da antena que é:

$$Z_a = 14.2 + j0.4645 + j107 = 14.2 + j107.46 \Omega$$

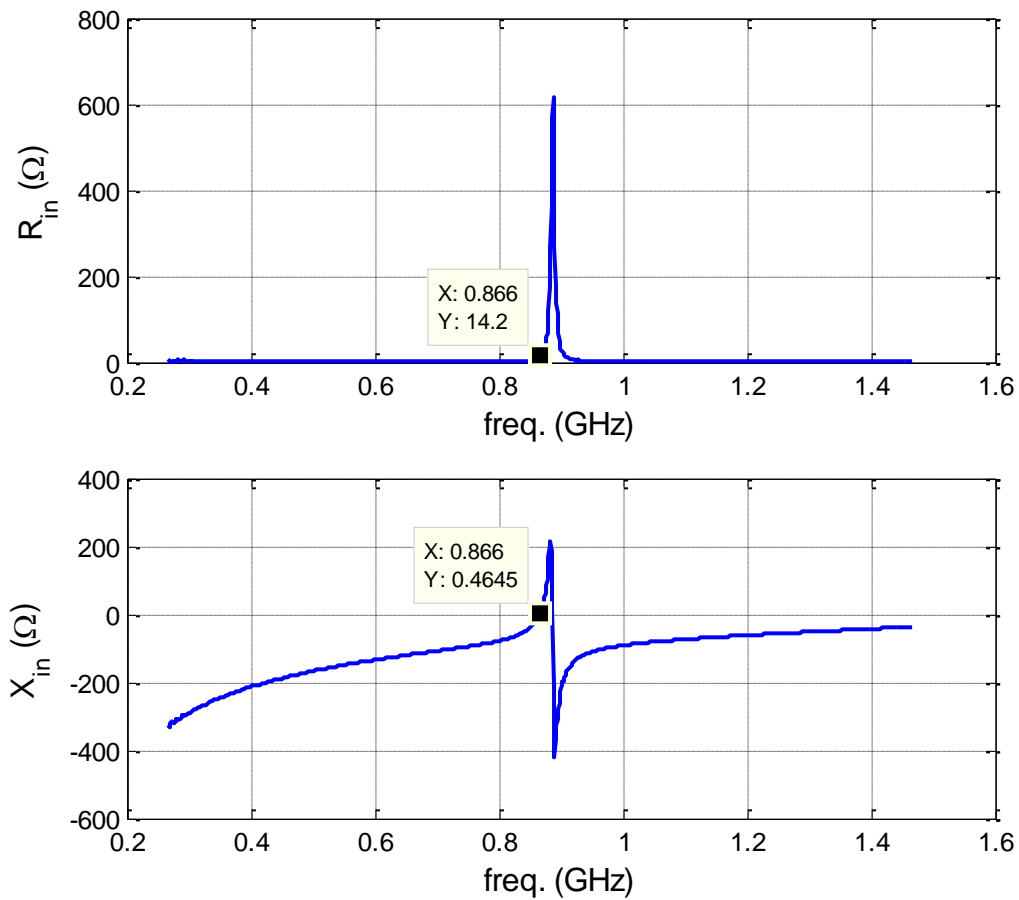


Figura 79- Impedância de entrada para a rótulo com plano refletor junto a si mais condensador

Tendo em conta o plano refletor, seria de prever obter-se uma antena direccional, algo que se pode constatar pelos diagramas de radiação das Figuras 80 e 81, obtidos via simulação.

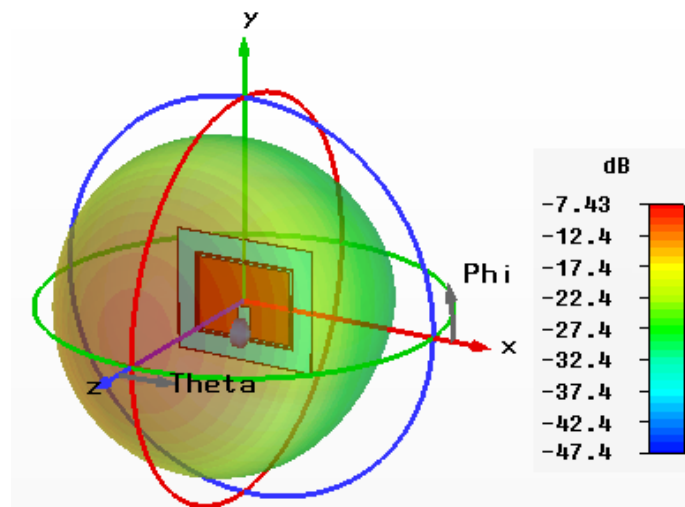


Figura 80- Diagrama de radiação 3D do Protótipo com plano refletor junto ao rótulo

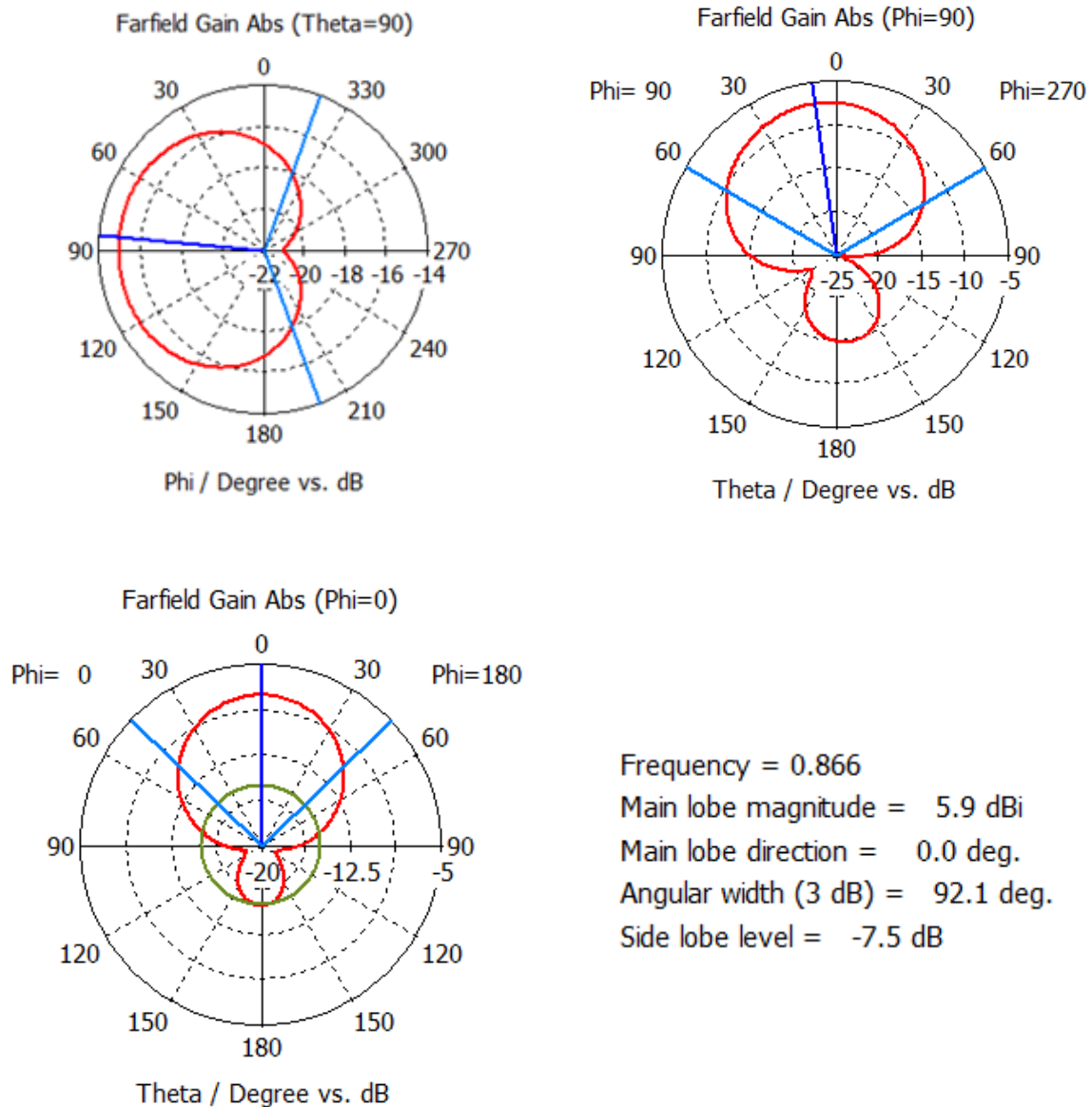


Figura 81- Diagramas de radiação em 2D do Protótipo com plano refletor junto ao rótulo

Pode observar-se um ganho negativo nesta antena. A diretividade foi de 6dBi, portanto o problema deste valor do ganho reside na eficiência que foi de apenas 4.5%. Este resultado terá a ver com a baixa espessura do substrato usado, o papel. Apesar do mau resultado, a antena foi construída e testada. Tal como esperado, esta não funcionou. Este facto não deverá estar ligado apenas ao baixo ganho, mas principalmente ao facto da antena utilizar um substrato fino, o papel, e conseqüentemente apresentar uma baixa largura de banda. Devido aos métodos de produção, é quase impossível construir uma antena exatamente a 866MHz, e pelo facto da largura de banda ser baixa, o erro existente não permitiu o funcionamento desejado da antena.

6.3.2 Plano refletor atrás da garrafa

Verificou-se na prática que a colocação de um plano refletor atrás da garrafa com água, permitia um melhor funcionamento da *tag* com antena dipolo, típica de RFID. Aliado a isto, a utilização do dipolo apresenta uma boa largura de banda, dando a possibilidade de não ter de ser tão preciso na produção da antena.

Os resultados do alcance para uma *tag* (dipolo), semelhante à *tag* da Figura 82, e que vinha junto com o leitor usado foram os seguintes:

- Sem plano refletor atrás da garrafa: 51 cm
- Com plano refletor atrás da garrafa: 168 cm



Figura 82- *Tag* RFID *Alien* [58]

A diferença é notória, embora não se tenha uma resposta exata para este fenómeno. Presume-se que o plano refletor, pelo facto de estar atrás da garrafa, logo bastante afastado da antena, não provoque uma alteração muito significativa da frequência de ressonância, por outro lado, este tem a capacidade de redirecionar a energia, aumentando o ganho.

Após esta conclusão, decidiu-se produzir também um dipolo e testá-lo igualmente com um plano refletor atrás da garrafa. O dipolo produzido foi simulado primeiro no CST onde se levou em consideração, tanto o vidro da garrafa, como o líquido que estaria dentro da garrafa aquando da realização dos testes, ou seja, água. Com isto, espera-se maximizar ao máximo a qualidade da antena quando a garrafa estiver cheia, pois é nesse estado que o rótulo seria utilizado em termos comerciais, e quando a garrafa já estiver vazia, na generalidade dos casos a garrafa será colocada no lixo e já não será tão importante o bom funcionamento do rótulo. Contudo, sem o líquido no interior da garrafa para absorver potência, o rótulo continuará funcional. A antena construída encontra-se ilustrada na Figura 83.

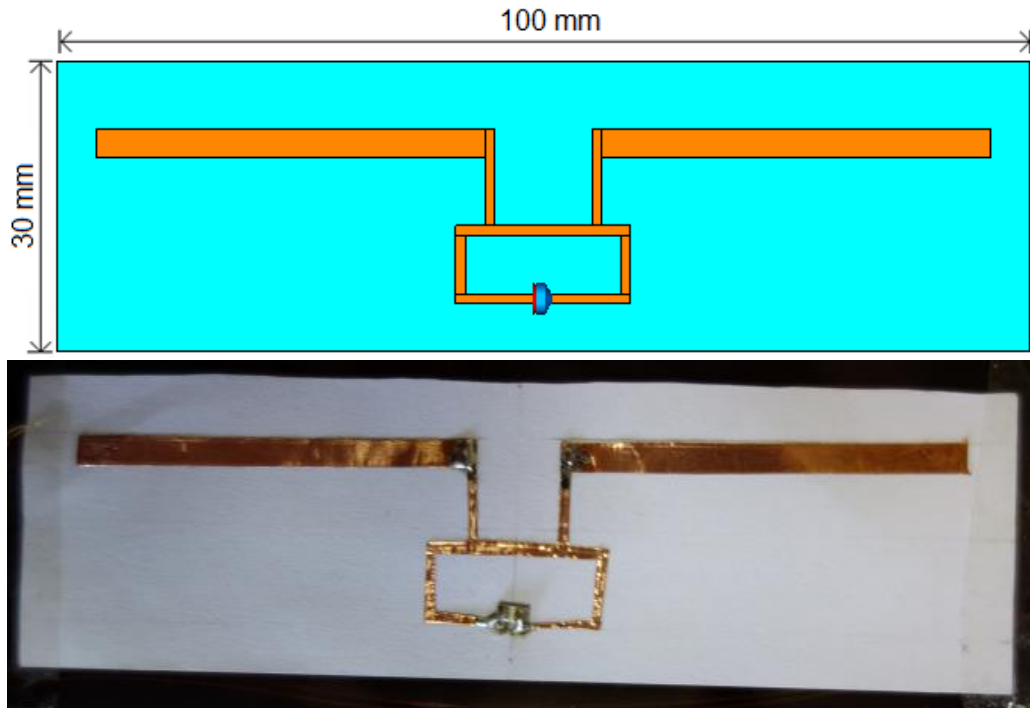


Figura 83- Protótipo com plano de passa atrás da garrafa

Esta antena foi utilizada no rótulo, tal como se pode observar na Figura 84. Observa-se ainda na Figura 84 (c) o plano refletor atrás da garrafa produzido com fita de alumínio.

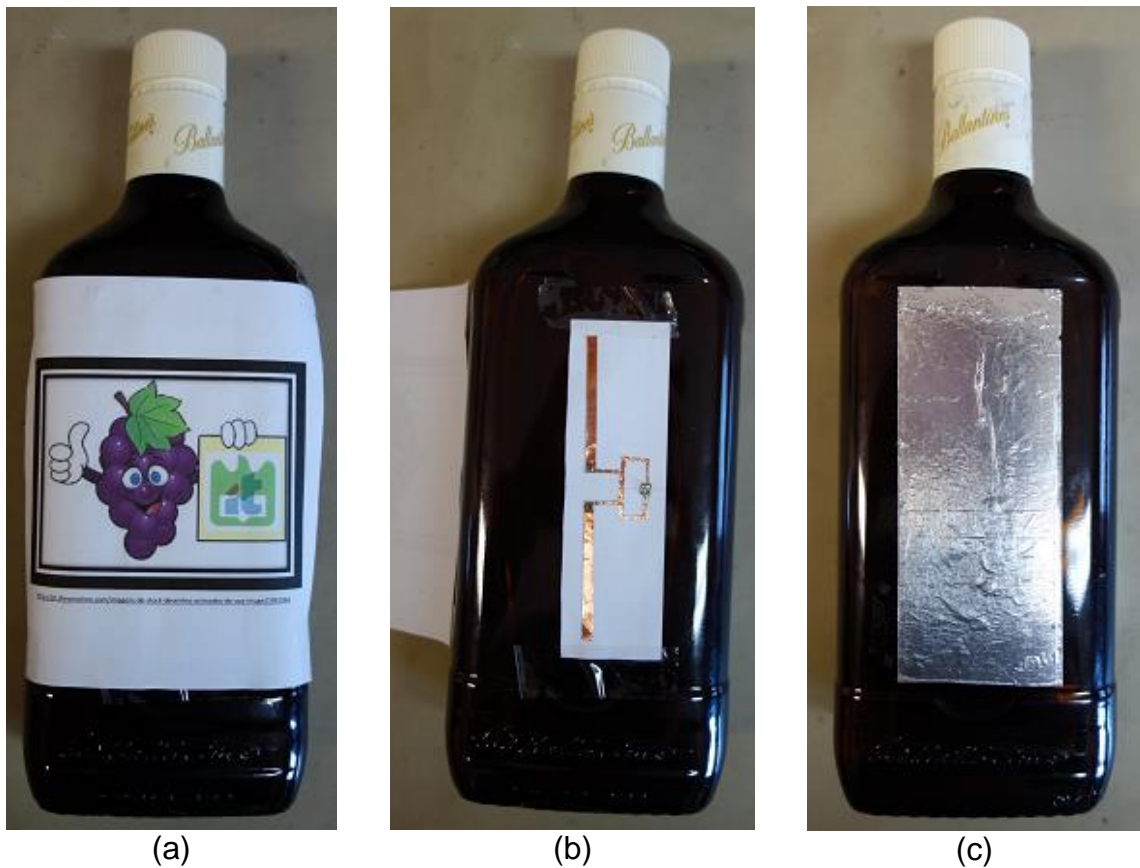


Figura 84- Garrafa com um rótulo RFID: (a) face do rótulo, (b) antena do rótulo, (c) plano refletor

Na Figura 85 é apresentado o módulo do S_{11} onde se pode verificar que a frequência de ressonância está próximo do pretendido. É possível ainda observar-se uma largura de banda bastante boa, sendo esta de 49 MHz. Tal como já foi mencionado, o facto do rótulo ter de funcionar para diferentes garrafas com diferentes tipos de vidro e líquido é um problema. A utilidade de se usar uma antena com uma largura de banda elevada reside no facto de se poder mudar um pouco as características dieléctricas (o que afeta o S_{11}), e ainda assim a frequência de 866 MHz permanecer dentro da banda de funcionamento.

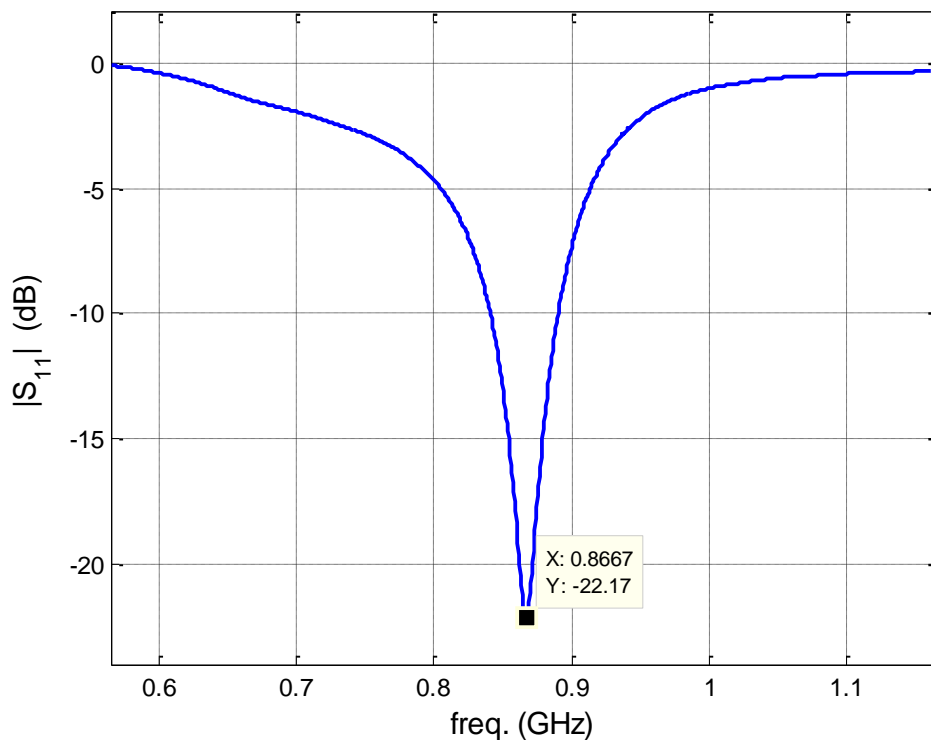


Figura 85- S_{11} do Protótipo com plano de passa atrás da garrafa

Pela retira-se a impedância de entrada da antena que é:

$$Z_a = 10.3 - j0.3896 + j107 = 10.3 + j106.6 \Omega$$

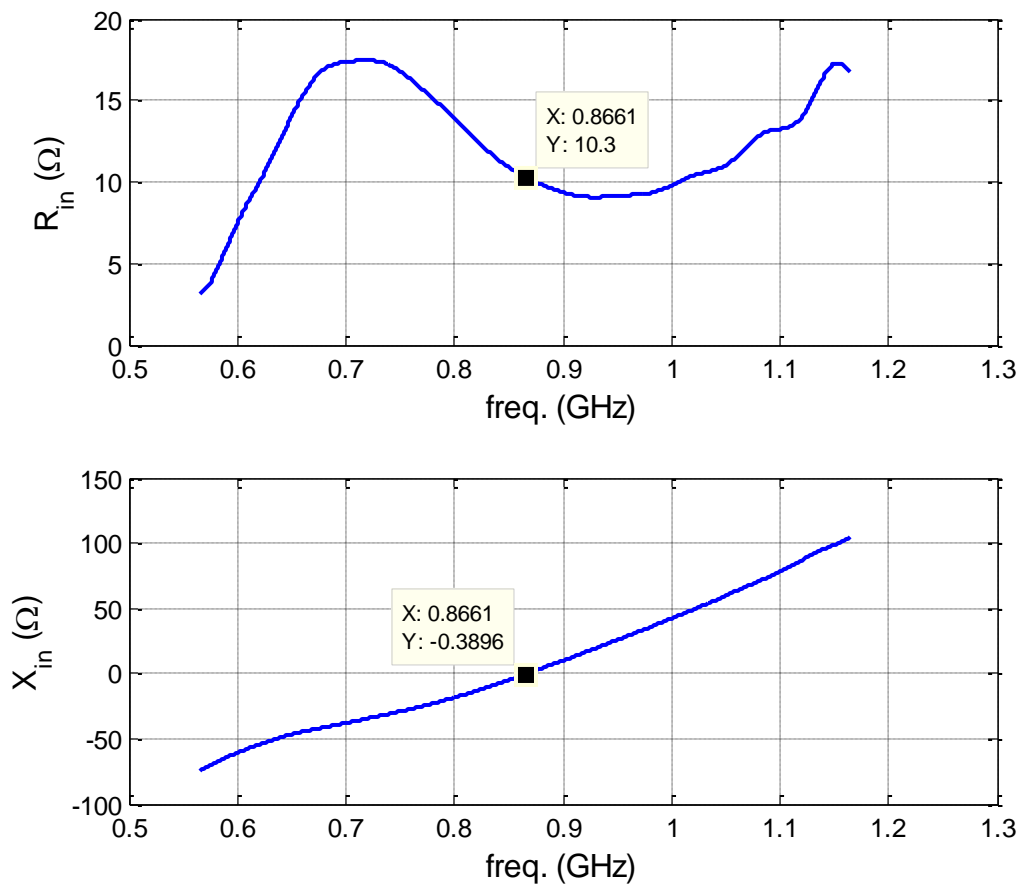


Figura 86- Impedância de entrada para a rótulo com plano refletor atrás da garrafa mais condensador

Os diagramas de radiação obtidos da simulação encontram-se nas Figura 87 e Figura 88, mostrando estar-se na presença de uma antena direcional.

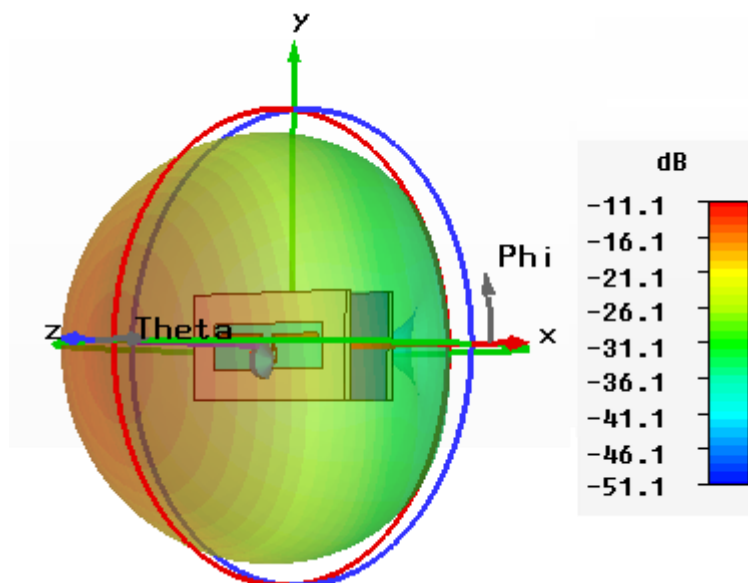


Figura 87- Diagrama de radiação 3D do Protótipo com plano de massa atrás da garrafa

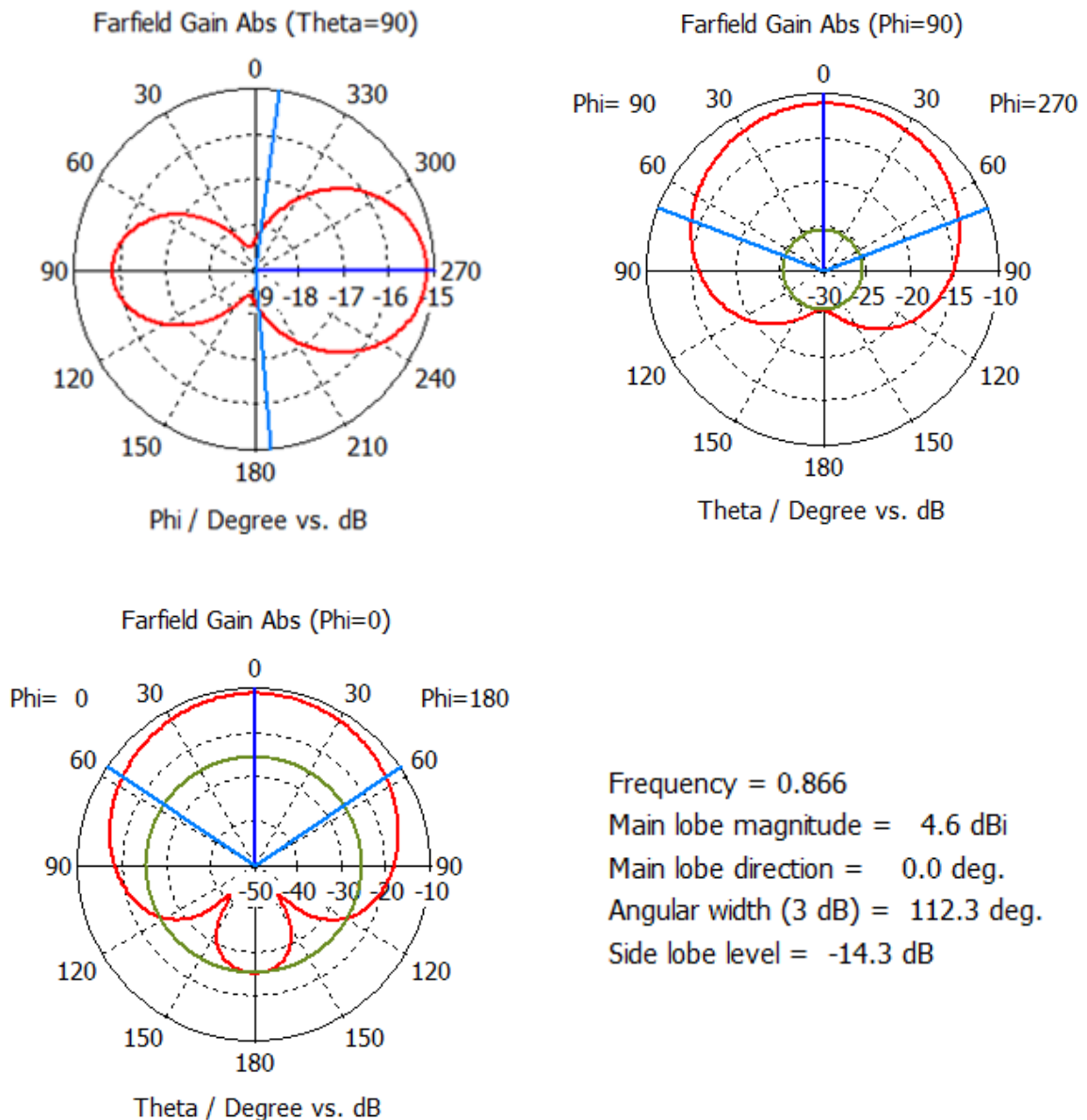


Figura 88- Diagramas de radiação em 2D do Protótipo com plano de massa atrás da garrafa

Em termos de simulação esta antena deu um ganho pior que a anterior, mas o CST é apenas uma ferramenta de auxílio, e pelo que se tinha visto na prática, resolveu-se construir a antena ainda assim. Esta antena apresenta na simulação uma diretividade de 4.66 dBi e uma eficiência de 2.6%.

Na prática esta antena funcionou, tendo mesmo sido possível atingir um alcance de 145 cm (usando um plano de massa maior do que o da Figura 83). Sem o plano de massa o alcance foi de 71 cm, ou seja, menor tal como se tinha verificado no caso da *tag* RFID *Alien*. A potência usada nestas medições foi de 30dBm.

Na Figura 89 a garrafa encontra-se a 80 cm, sendo indicado no computador a leitura de uma *tag*. Este é o alcance atingido usando o plano refletor da Figura 84 (c).



Figura 89- Medição do Alcance de leitura de um rótulo RFID numa garrafa

Outras medidas importantes foram:

- Potência para a qual o alcance é de 10 cm

Considera-se que na prática, quem vá ler o conteúdo da *tag* esteja a uns 10 cm da garrafa, isto porque se o alcance for demasiado elevado, corre-se o risco de se ler a garrafa errada. Para este alcance considerado como um valor utilizável na prática, a potência emitida pelo leitor foi de 18.6dBm, ou seja, 72mW.

- Alcance usando a potência mínima

Verificou-se ainda qual o alcance quando o leitor emite a sua potência mínima, isto é, 15.7dBm. O valor foi de 5cm, o que ainda é perfeitamente utilizável na prática.

Capítulo 7 : Conclusões e trabalho futuro para melhoria do rótulo

7.1 Conclusões

A escolha do método mais adequado para caracterizar um certo material depende de vários fatores como precisão, conveniência e forma dos materiais. Foi escolhido para a caracterização dielétrica do papel o método das linhas de transmissão impressas, visto ser de baixo custo e as linhas de fácil construção tendo em conta os recursos disponíveis. Como se pretendia trabalhar a altas frequências, este fator teve um impacto determinante na decisão tomada. A linha escolhida foi do tipo *microstrip* pois era mais simples, tanto a sua produção, como as equações que seriam necessárias manipular.

No método das linhas de transmissão bastou medir a impedância de entrada a $\frac{1}{4}$ da frequência de ressonância, no entanto verificou-se que isto só era válido para linhas sem perdas, constatando-se depois que os valores de ϵ_r mudaram quando se considerou as perdas. Empiricamente concluiu-se também que bastava considerar um desvio na frequência que compensasse o efeito das perdas para resolver o problema e calcular a constante dielétrica quando existe perdas. Quanto maiores as perdas, menor será a impedância de entrada à frequência de ressonância. Verificou-se ser possível quantificar esta variação e expressar matematicamente a tangente de perdas. Constatou-se ainda que as expressões empíricas forneciam melhores resultados do que as equações teóricas, sendo os resultados mais precisos à medida que a tangente de perdas aumentava, ou seja, à medida que as perdas dos dielétricos são maiores.

Para testar o método caracterizou-se substratos conhecidos, o FR4, um plástico e o Rogers RO6010. Como os resultados obtidos apresentaram baixos desvios em relação aos valores teóricos, concluiu-se que o método era bom e passível de ser usado em outros substratos, nomeadamente o papel. Na caracterização do FR4 verificou-se ainda que as linhas não devem ter substratos demasiado estreitos, senão componentes significativas dos campos propagam-se no ar, afastando-se da situação descrita pelas equações teóricas usadas.

Após a caracterização do papel, e não tendo um valor teórico para poder comparar, produziu-se um *patch* com o objetivo de confirmar a constante dielétrica obtida. A *patch* produzida deu uma frequência de ressonância ligeiramente superior à do valor obtido no simulador CST. Este desvio poder ter ocorrido devido à imprecisão das dimensões da antena, pois esta é construída artesanalmente. Alterou-se no simulador o ϵ_r usado, até

que as frequências de ressonância da antena simulada e da antena fabricada fosse a mesma. O desvio de ϵ_r foi de apenas 1.4%, concluindo-se que o papel foi bem caracterizado.

Na produção das antenas, para se obter um sistema eficiente seria necessário que as impedâncias da antena e do gerador estivessem adaptadas. A impedância de entrada de uma antena em geral varia de uma forma complexa com a frequência, sendo difícil de calcular. Resolveu-se simular a antena num programa com esse propósito. Para que a transferência de potência entre o emissor e o recetor fosse máxima, era necessário ainda que a polarização das antenas fosse a mesma, infelizmente as antenas produzidas tinham interesse em serem de polarização linear, para economizar potência, enquanto o leitor para os testes tinha antenas de polarização circular.

Nas medições do alcance das antenas, este aumentou à medida que a potência emitida pelo leitor aumentou, mas valores medidos não foram muito precisos, pois era difícil localizar o ponto exato onde a *tag* deixava de funcionar. Era impossível, por exemplo, fazer com que a antena mantivesse sempre exatamente a mesma orientação em relação às antenas do leitor. A antena com plano refletor apresentada no subcapítulo 6.2, apresentou um bom ganho na simulação, pois o plano refletor redirecionou a potência, no entanto o alcance em função da potência, obtido para as medições realizadas estiveram abaixo do esperado, isto comparando com os valores da antena sem plano refletor do subcapítulo 6.1, onde se apresentou maior alcance para uma antena de ganho inferior. Duas razões para isto serão a largura de banda e a constante dielétrica do papel. Não sendo a antena construída com precisão, é necessário uma margem de erro que é obtida pela largura de banda. Estando a antena com plano refletor mais dependente do ϵ_r , um pequeno desvio do seu valor, afeta mais o desempenho desta, implicando um desvio da frequência de ressonância em relação ao pretendido.

Finalmente produziu-se o rótulo para uma garrafa, revelando-se a parte mais difícil do trabalho. O facto de uma garrafa conter líquido no seu interior que apresenta alguma condutividade, afetou bastante as antenas durante a sua simulação. Se as antenas fossem simuladas com uma garrafa com água atrás, a simulação demorava muito tempo, se a garrafa só fosse introduzida depois de um primeiro ajuste, os resultados seriam completamente diferentes tornando inútil esse ajuste. A solução encontrada para contornar este problema foi a escolha de uma antena com plano refletor. O plano refletor redireciona a energia, tornando quase desprezável o que se encontra atrás deste, ou seja, a garrafa. No simulador realizou-se a simulação com e sem garrafa, dando sensivelmente o mesmo. O ganho obtido foi muito baixo. Apesar do resultado, a antena

foi construída, testada, verificando-se que não funcionava. Este facto não deverá estar ligado apenas ao baixo ganho, mas principalmente ao facto da antena utilizar um substrato fino, o papel, e conseqüentemente apresentar uma baixa largura de banda. Devido aos métodos de produção, é quase impossível construir uma antena exatamente a 866MHz, e pelo facto da largura de banda ser baixa, o erro existente não permitiu o funcionamento desejado da antena.

Na prática, verificou-se ainda que a colocação de um plano refletor atrás da garrafa permitia um melhor funcionamento da *tag* com antena dipolo, típica de RFID. Aliado a isto, a utilização do dipolo apresenta uma boa largura de banda, dando a possibilidade de não ter de ser tão preciso na produção da antena. Presume-se que o plano refletor, pelo facto de estar atrás da garrafa, ou seja, afastado da antena, não provoque uma alteração muito significativa da frequência de ressonância, mas ainda assim redirecionando potência, aumentando o ganho. O objetivo da dissertação foi atingido com a construção do rótulo, tendo-se um alcance bastante satisfatório de 145 cm, tendo em conta que se refere ao funcionamento num meio com líquido.

7.2 Trabalho futuro

A produção automática destas antenas através de uma impressora que utilize tinta condutora permitirá baixar os custos de produção e aumentar a qualidade dos rótulos devido à maior precisão do método, comparativamente ao fabrico manual. Este é um dos aspectos mais importantes do trabalho futuro, que diferencia um rótulo comercializável ou não. Depois disto, seria interessante adicionar funcionalidades para além da simples identificação, incorporando na *tag* sensores, nomeadamente o sensor de temperatura. Outro aspeto que se poderia desenvolver seria a produção de rótulos com antenas de polarização circular.

Anexos

A – Relações trigonométricas

$$\tanh(t) = \frac{e^t - e^{-t}}{e^t + e^{-t}} \quad (\text{A.1})$$

$$\tanh(a + b) = \frac{\tanh(a) + \tanh(b)}{1 + \tanh(a) \tanh(b)} \quad (\text{A.2})$$

$$\tanh(ja) = j \tan(a) \quad (\text{A.3})$$

B – Características dos Chips

B1 – Chip da NXP

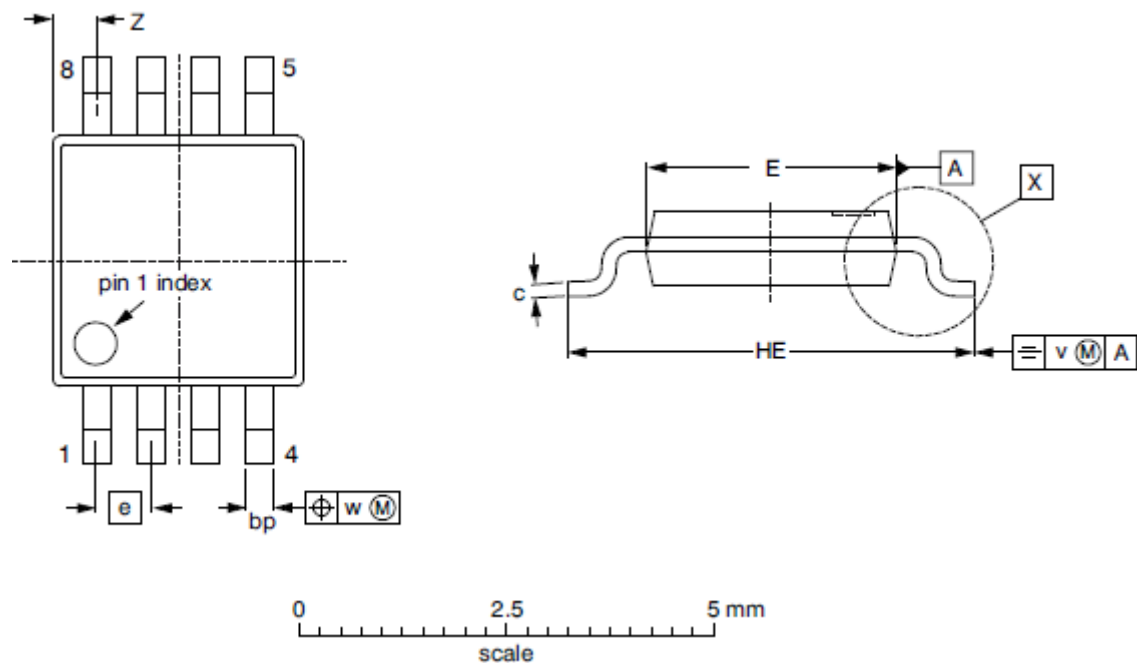


Figura 90- Chip da NXP [56]

A dimensão HE tem entre 4.7mm e 5.1mm. Outras características importantes podem observar-se na tabela seguinte.

Símbolo	Parâmetro	Min	Típico	Max	Unidade
C_i	input capacitance (parallel)	-	1.16	-	pF
Z	TSSOP8 impedance (915 MHz)	-	16 - j148	-	Ω

Tabela 20- Características do TSSOP8 [56]

B2 – Chip da muRata (usado nos rótulos)

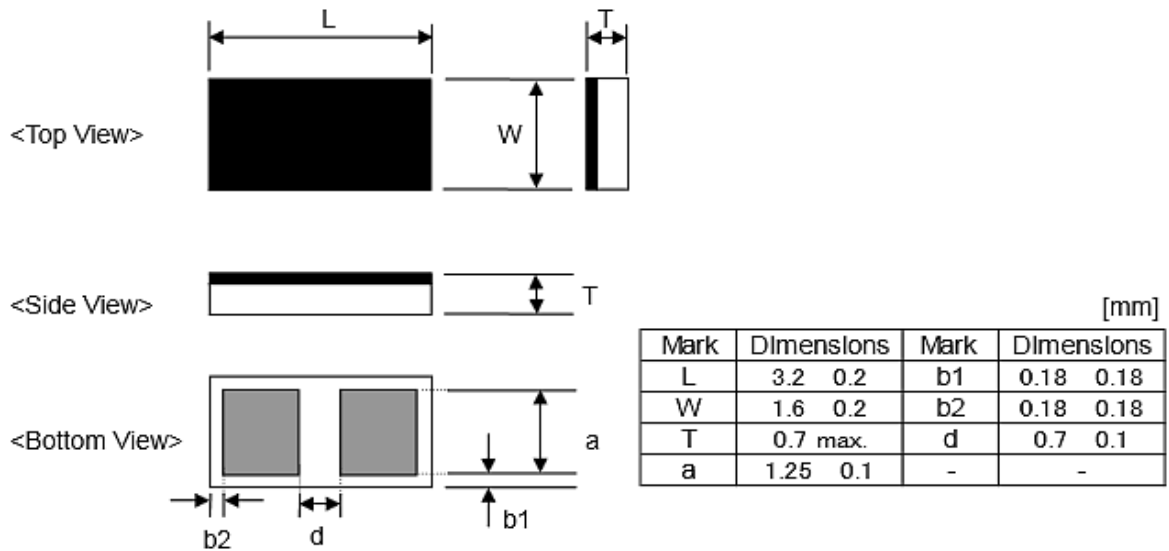


Figura 91- Chip da muRata [57]

Outras características importantes podem observar-se na tabela seguinte.

Frequência (MHz)	Impedância (Ω)
866.5	12 – j 107
915.0	12 – j 107
953.0	9 – j 105

Tabela 21- Impedâncias do LXMS31ACNA - 010 e do LXMS31ACNB – 020 [57]

C – Código (MatLab) desenvolvido

C1 – Função que calcula a constante dielétrica

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Funcao que calcula a constante dieletrica: er
%
% A partir dos parametros:
% Impedancia Caracteristica da linha: Z0
% Dimensoes da linha: h, w (em milimetros)
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

function er=calcErByZo(Z0,h,w)

t = 26e-6; % espessura do cobre da fita
C = 0; % C inicial

% colocar em metros
h=h/1000;
w=w/1000;

% calculo do weff
if w/h <= 1/(2*pi)
    w=w+0.398*t*(1+log((4*pi*w)/t));
else
    w=w+0.398*t*(1+log((4*h)/t));
end

% Calculo do eref e depois do er
for i=1:4

    if w/h < 1
        eref = (60/Z0*log(8*h/w+w/4/h))^2;
        F = (1+12*h/w)^(-1/2) + 0.04*(1-w/h)^2;
    else
        eref = (120*pi/Z0/(w/h+1.393+0.667*log(w/h+1.444)))^2;
        F = (1+12*h/w)^(-1/2);
    end

    er = ( 2*(eref+C)-1+F )/(1+F);
    C = (er-1)/4.6*t/sqrt(w/h); % C aproximado na iteracao presente
end

end

```

C2 – Função que determina o índice onde ocorre a frequência de ressonância

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Funcao que localiza a posicao da frequencia de ressonancia, k_f0  %
%                                                                    %
% Parametro de entrada: s11 de uma linha em aberto                %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

function k_f0=findf0(s11)

aux = imag(s11);
k_f0 = 10; % iniciar em 10 em vez de 1, para evitar instabilidade inicial

    % A parte imaginaria e negativa, esperar ate ser positiva
    while aux(k_f0)<0
        k_f0=k_f0+1;
    end

    % A parte imaginaria e positiva, esperar ate ser negativa
    while aux(k_f0)>0
        k_f0=k_f0+1;
    end

end

```

C3 – Função que calcula a tangente de perdas

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Funcao que calcula a tangente de perdas: tanP                    %
%                                                                    %
% A partir dos parametros:                                         %
% Impedancia Caracteristica da linha: Z0                          %
% Dimensao da linha: W (em milimetros)                            %
% Impedancia de entrada na frequencia de ressonancia: Zmed        %
% Condutividade do condutor: cond (em MS/m)                       %
% Numero de iteracoes: N                                          %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

function tanP=calcTan(Z0,W,Zmed,cond,N)

tanP(1)=(0.0195*Z0-0.274)/Zmed; % aproximacao inicial

% restantes iteracoes
for i=2:N

    tanP0=tanP(i-1);

    mt=-2999*tanP0+131.8;
    bt=1.353/sqrt(tanP0)+116.33;
    mk=-3.665*tanP0+0.484;
    bk=0.051/sqrt(tanP0)-0.167;

    t=mt/sqrt(cond)+bt;

```

```

k=mk/sqrt(cond)+bk;

fator = 1-k*exp(-Z0*W/t);
Zref = Zmed/fator;

tanP(i)= (0.0195*Z0-0.274)/Zref; % aproximacao da iteracao presente
end

tanP=tanP';
end

```

C4 – Converte o S_{11} no valor de impedância correspondente

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Funcao que converte para uma impedancia: r,x                               %
%                                                                           %
% A partir do correspondente parametro: s11                                %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

function [r,x]=s2z(s11)

u = real( s11 );
v = imag( s11 );
r = 50*( 1-(u.^2+v.^2) )./((1-u).^2+v.^2);
x = 50*( 2*v./((1-u).^2+v.^2) );

end

```


Bibliografia

- [1] “Análise da Linha de Produção e Estudo da Automação de Processos-PE10,” Universidade do Porto, [Online]. Available: <http://paginas.fe.up.pt/~ee95203/rfid.htm>. [Acedido em 2013].
- [2] “RFID – IDENTIFICAÇÃO POR RADIOFREQUÊNCIA,” Brasil Acadêmico, [Online]. Available: <http://www.bracad.com.br/pasta-artigo/rfid-2013-identificacao-por-radiofrequencia>. [Acedido em 2013].
- [3] “Parte 3: O que e quem está direcionando a adoção do RFID?,” National Instruments, 2011. [Online]. Available: <http://www.ni.com/white-paper/13221/pt/>. [Acedido em 2013].
- [4] “Tampa de garrafa com RFID transforma ambiente de bar,” Royaltalks, 2012. [Online]. Available: <http://www.royaltalks.com.br/royal/tampa-de-garrafa-com-rfid-transforma-ambiente-de-bar/>. [Acedido em 2013].
- [5] “RFID para Quê? 30 Formas Inovadoras de Usar RFID,” RFID Journal, [Online]. Available: http://www.inmidia.com.br/artigos/rfid_journal.pdf. [Acedido em 2013].
- [6] “Onde o RFID é utilizado,” Marx, 2013. [Online]. Available: <http://www.marx.com.br/rfid/artigo-onde-rfid-e-utilizado>. [Acedido em 2013].
- [7] “A Tecnologia RFID,” [Online]. Available: <http://www.ebah.com.br/content/ABAAABh9wAB/a-tecnologia-rfid>. [Acedido em 2013].
- [8] L. d. Paiva, “RFID: Vantagens e Benefícios,” 2006. [Online]. Available: <http://ogerente.com/logisticando/2006/12/22/rfid-vantagens-e-beneficios/>. [Acedido em 2013].
- [9] L. Costa, “A importância da padronização para o RFID,” RFID Journal, 2013. [Online]. Available: <http://brasil.rfidjournal.com/artigos/vision?10422>. [Acedido em 2013].
- [10] M. Roberti, “Sobre aquele problema com metal e água,” RFID Journal Brasil, 2012. [Online]. Available: <http://brasil.rfidjournal.com/notas-do-editor/vision?9852>. [Acedido em 2013].
- [11] A. Technologies, Agilent Basics of Measuring the Dielectric Properties of Materials, 2006.
- [12] G. M. Picado, “Caracterização de Y3 Fe5 O12 preparado por sinterização e micro-ondas,” Tese de Mestrado, Universidade de Aveiro, 2012.
- [13] S. O. Nelson, “Measurement of Microwave Dielectric Properties of Particulate Materials,” *Journal of Food Engineering*, 1992.
- [14] V. KOMAROV, S. WANG e J. TANG, “PERMITTIVITY AND MEASUREMENT,” *Washington State University*.
- [15] D. M. Santos, “Apontamentos de Electrotecnia Teórica,” Universidade de Aveiro, 2010.
- [16] M. Vasilevskiy, “Apontamentos de Electricidade e Magnetismo,” Universidade de Minho.
- [17] “docstoc,” [Online]. Available:

- <http://www.docstoc.com/docs/108024180/Capacitores-1-Capacitores-ou-Condensadores>. [Acedido em 6 Fevereiro 2013].
- [18] J. B. Jarvis, M. D. Janezic, B. F. Riddle, R. T. Johnk, P. Kabos, C. L. Holloway, R. G. Geyer e C. A. Grosvener, *Measuring the Permittivity and Permeability of Lossy Materials: Solids, Liquids, Metals, Building, Materials, and Negative-Index Materials*, NIST Technical Note 1536, 2005.
- [19] L. M. Sewall, "Dielectric Characterization: A 3D EM Simulation Approach," Tese de Mestrado, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2006.
- [20] L. M. C. M. Costa, "PROPRIEDADES ELÉCTRICAS DE VIDROS COM ALGUNS IÕES DE TERRAS RARAS," Tese de Doutoramento, Universidade de Aveiro, 1995.
- [21] D. d. B. Monteiro, "Desenvolvimento e caracterização de fibras de titanato de Ca e Sr," em *Método de cavidade ressonante*, Tese de Mestrado, Universidade de Aveiro, 2011, p. 18.
- [22] J. A. Oliveira e J. T. Pinho, "Medição da Permissividade Elétrica," Belém-PA.
- [23] "AT Alliance Test," [Online]. Available: <http://www.alliancetesteq.com/equipment/agilent-hp-85070e>. [Acedido em 15 Fevereiro 2013].
- [24] Rohde, & Schwarz, *Measurement of Material Dielectric Properties*.
- [25] C. Nguyen, *Analysis Methods for RF, Microwave, and Millimeter-Wave Planar Transmission Line Structures*, Hoboken, NJ : John Wiley & Sons, 2000.
- [26] D. M. Pozar, *Microwave Engineering* 3rd ed, Wiley, 2005.
- [27] C. Mendes, *Antenas*, Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, 2009.
- [28] V. S. Bagad, *Microwave Engineering - II*, Technical Publications Pune, 2009.
- [29] C. A. B. Mendes e H. J. d. Silva, "Teoria das Linhas de Transmissão," Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, 2005. [Online]. Available: http://www.deetc.isel.ipl.pt/sistemastele/Pr1/Arquivo/Sebenta/Linhas/II_Teoria.pdf. [Acedido em 2013].
- [30] R. A. Pucel, "Losses in Microstrip," em *Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, 1968.
- [31] Goodfellow, "Polymer- Electrical Properties," 2013. [Online]. Available: http://www.goodfellow.com/catalogue/GFCat2C.php?ewd_token=4nIGt5aZmtKxvxTnpyLmiJfzhyvOhL&n=MQrMVtclPBYROhPtougl9SQy2US5gh&ewd_urlNo=GFCat26&type=30&prop=5. [Acedido em 2013].
- [32] "RT/duroid® 6006/6010LM High Frequency Laminates," Rogers Corporation, 2013. [Online]. Available: <https://www.rogerscorp.com/documents/612/acm/RT-duroid-6006-6010LM-laminate-data-sheet.pdf>. [Acedido em 2013].
- [33] C. design, "PRINTED CIRCUIT BOARD DESIGN SERVICE BUREAU," [Online]. Available: http://www.cadesign.net/articles/relative_permittivity.htm. [Acedido em 2013].
- [34] P. R. T. d. Pinho, *Antena para um Terminal Móvel para a Banda de Frequências de 1,91 a 2,20 GHz*, Universidade de Aveiro, 2000.

- [35] “Fundamentos de Antenas,” Faculdade de Engenharia Elétrica, [Online]. Available: <http://www.ebah.com.br/content/ABAAAACXQAH/mini-curso-antenas>. [Acedido em 2013].
- [36] C. Balanis, *Antenna Theory: analysis and design - second edition*, John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [37] Teleco, “Rádio Enlace I: Antenas,” [Online]. Available: http://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialenlace1/pagina_2.asp. [Acedido em 2013].
- [38] F. Diária, “Estereoquímica,” 2012. [Online]. Available: <http://diariodefarmacia2010.blogspot.pt/2012/07/estereoquimica.html>. [Acedido em 2013].
- [39] J. R. d. C. Júnior, “RFID - Aplicação no Controle de Acesso,” Universidade de Pernambuco, 2008. [Online]. Available: <http://pt.scribd.com/doc/59230076/Monografia-RFID-Regivaldo-Final>. [Acedido em 2013].
- [40] S. J. Orfanidis, *Electromagnetic Waves and Antennas*, Rutgers University, 2002.
- [41] “RFID "Identificação por frequência de rádio",” 2º Congresso Brasileiro de RFID & Internet das Coisas, 2011. [Online]. Available: <http://www.congressorfid.com.br/rfid/>. [Acedido em 2013].
- [42] A. Sangreman e T. Camanho, “RFID,” Universidade Federal do Rio de Janeiro, [Online]. Available: http://www.gta.ufrj.br/grad/07_1/rfid/RFID_arquivos/breve%20historia.htm. [Acedido em 2013].
- [43] J. Rei, *RFID Versus Código de Barras da Produção à Grande Distribuição*, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2010.
- [44] “Blujay,” milkyzone, [Online]. Available: <http://www.blujay.com/item/Lot-of-100-NFC-Label-Smart-Tag-for-Android-Read-Write-Apps-Mifare-IC-S50-1k-RFID-Clear-Heart-8110000-4358015&keywords=rfid>. [Acedido em 2013].
- [45] “Radio Frequency Identification,” Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2008. [Online]. Available: http://www.gta.ufrj.br/grad/08_1/rfid/Apresentao.html. [Acedido em 2013].
- [46] C. Leal, *RFID e o Retalho*, Instituto Superior de Engenharia do Porto, 2004.
- [47] K. Finkenzeller, *RFID Handbook, Second Edition*, WILEY, 2003.
- [48] D. P. T. Macário, *Utilização de Dispositivos de Onda Superficial Como Sensores e Identificadores*, Universidade de Aveiro, 2007.
- [49] M. Cavaco e M. Benedet, “Medição de temperatura em pontos quentes de subestações utilizando sensores passivos e activos,” *revista iberoamericana de ingeniería mecánica*, 2011.
- [50] “Passive UHF RFID Tags,” *The RFID Network*, 2012. [Online]. Available: <http://rfid.net/basics/passive/137-uhf-rfid-tags?showall=1>. [Acedido em 2013].
- [51] A. d. J. S. Boaventura, *Leitor/Gravador RFID – Banda HF (13.56 MHz)*,

2009.

- [52] R. R. d. F. Dias, RFID Journal, 2012. [Online]. Available: http://www.rfidjournal.net/masterPresentations/rfid_latam2012_brasil/np/ram_pim_1000_nov29.pdf. [Acedido em 2013].
- [53] H. M. Cravo, Construção de um sistema de RFID com fins de localizações especiais, 2007.
- [54] “ALR-8800 ENTERPRISE RFID READER,” Alien, [Online]. Available: http://www.x-check.co.uk/upload/Data_Sheets/RFID/ALR-8800_Europev2_web_1_.pdf. [Acedido em 2013].
- [55] C. Amador, F. Ferreira, J. Feteira e T. Carrão, “RFID Access Control,” 28 Janeiro 2010. [Online]. Available: http://jogos-baratos.com/rfidaccesscontrol/?page_id=19. [Acedido em 2013].
- [56] “SL3ICS1002/1202,” NXP Semiconductors, 2011. [Online]. Available: http://www.mouser.com/ds/2/302/SL3ICS1002_1202_139036-254828.pdf. [Acedido em 2013].
- [57] “Murata part number: LXMS31ACNA / LXMS31ACNB,” muRata, 2009. [Online]. Available: http://www.murata.eu/downloads/promo_magicstrap_techdatasheets.pdf. [Acedido em 2013].
- [58] “Management Team,” Thinkify, 2013. [Online]. Available: <http://thinkifyit.com/management.html>. [Acedido em 2013].