



Universidade de Aveiro
2013

Departamento de Engenharia Electrónica,
Telecomunicações e Informática

Roberto Louro Magueta

**Sensores Passivos em Suporte de
Cortiça**



Universidade de Aveiro
2013

Departamento de Engenharia Electrónica,
Telecomunicações e Informática

Roberto Louro Magueta

Sensores Passivos em Suporte de Cortiça

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 Associado 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 e pelo Dr. João Nuno Pimentel da Silva Matos, Professor associado do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro.

Dedico este trabalho aos meus pais, José Magueta e Fatima Conde que pagaram os meus estudos ao longo destes anos e à minha irmã Sabrina Magueta responsável pelos meus momentos de descanso. Dedico ainda à irmã que tanto amo, Alcídia Duarte, pois foi ela que me fez seguir o caminho do RFID e portanto, escolher este trabalho, que influenciará todo o meu futuro e o rumo que a minha vida irá tomar. Muito obrigado!

Júri

Presidente

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

Vogais

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 (arguente)

Prof. Dr. Nuno Miguel Borges de Carvalho
Professor Catedrático do Departamento de Engenharia
Electrónica, Telecomunicações e Informática da
Universidade de Aveiro (orientador)

Agradecimentos

Agradeço ao meu braço direito e parceira de trabalho, Alcídia Duarte com quem desenvolvi um trabalho cooperativo ao nível de um ambiente profissional. Agradeço ao Hugo Mostardinha que ajudou bastante na hora de efectuar as medições fundamentais a esta dissertação, ao coorientador Pedro Pinho, e ainda ao engenheiro Ricardo Gonçalves, indicado pelo orientador Nuno Borges, a quem também agradeço muito, e que foi fundamental no acompanhamento da construção das antenas e na rectificação da qualidade científica do método desenvolvido para a caracterização dieléctrica.

Palavras-Chave

RFID, Caracterização dieléctrica, Cortiça, Antenas, RFID em rolhas de cortiça

Resumo

É do conhecimento dos entendidos em vinhos, que a temperatura a que estes possam estar sujeitos afecta significativamente a qualidade dos mesmos. Nesse sentido, seria útil ter acesso a um histórico de temperatura, para que este possa ser lido e o cliente possa realizar uma compra com a qual fique satisfeito.

Esta dissertação propõe construir uma antena RFID numa rolha, que servirá na base para que no futuro se incorpore o sensor de temperatura e toda a tecnologia adjacente.

Tendo em conta o objectivo, a primeira parte do trabalho desenvolvido passou pela caracterização electromagnética da cortiça. Estudou-se diversos métodos, e depois com o conhecimento suficiente, desenvolveu-se um método baseado em linhas *microstrip*, pois era aquele se perspectivava dar resultados satisfatórios, e ao mesmo tempo seria possível de implementar, tendo em conta os recursos disponíveis.

Na segunda parte simulou-se e construiu-se diversas antenas RFID com substrato de cortiça, finalizando-se com uma antena na própria rolha de cortiça.

Keywords

RFID, Dielectric characterization, Cork, Antennas, RFID in cork stopper

Abstract

It's well known for the skilled people in wine, that the temperature at which they may be subjected significantly affect their quality. Therefore, it would be useful to have access to a temperature historic, so that it can be read and the customer can make a purchase with which it satisfied.

This dissertation proposes to build a RFID antenna in cork stopper, which will serve as the basis for that in future can be incorporated the temperature sensor and all adjacent technology.

Having regard to the objective, the first part of the work started by the electromagnetic cork characterization. It was studied various methods, and then with enough knowledge, it was developed a method based on microstrip lines, because it was hoped satisfactory results, and it would be possible to implement, given the available resources.

In the second part was simulated and built various RFID antennas with substrate cork, ending up with an antenna in cork stopper.

Índice

Índice de Figuras	v
Índice de Tabelas	ix
Lista de Acrónimos	xi
Capítulo 1 - Introdução	1
1.1 – Motivação.....	1
1.2 – Enquadramento	2
1.3 – Objectivos	3
1.4 – Estrutura da Dissertação	3
1.5 – Contribuições originais	4
Capítulo 2 - Identificação por radiofrequência e conceitos sobre antenas	5
2.1 – Identificação por Radiofrequência	5
2.1.1 – Componentes básicas	7
2.1.1.1 – Tipos de <i>Tags</i>	7
2.1.1.2 – Tipos de Memória das <i>Tags</i>	8
2.1.1.3 – Informação armazenada numa <i>Tag</i>	9
2.1.1.4 – Tipos de transmissão de dados	10
2.1.2 – Frequências de Operação	10
2.1.3 – Tipos de Sistemas.....	11
2.1.3.1 – Sistemas Indutivos	12
2.1.3.2 – Sistemas de Propagação electromagnética	13
2.1.3.3 – Sistemas SAW (<i>Surface Acoustic Wave</i>)	15
2.1.4 – Algumas das principais normas existentes	18
2.2 – Conceitos e exemplos de antenas	19
2.2.1 – Fundamento da antena	19
2.2.2 – Teoria das imagens.....	21
2.2.3 – Modelo de uma antena	22
2.2.4 – Definições comuns.....	23
2.2.5 – Tipos de antenas.....	25
2.2.5.1 – <i>Patch</i> (rectangular).....	27
2.2.5.2 – Dipolo de meia onda	29
2.2.5.3 – Monopolo	30
2.2.5.4 – Antenas RFID.....	31

Capítulo 3 - Métodos de caracterização electromagnética.....	33
3.1 – Cortiça.....	33
3.1.1 – Como é produzida uma rolha de cortiça	33
3.1.2 – Características dieléctricas	35
3.2 – Métodos de caracterização existentes	40
3.2.1 – Utilizando Guias de Onda	40
3.2.1.1 – Guias de Onda Rectangulares.....	41
a. Introdução de uma amostra no guia.....	41
b. Método da Cavidade Ressonante	42
3.2.1.2 – Guias de Onda Circulares.....	43
a. Método da Cavidade Ressonante	43
3.2.2 – Utilizando Linhas de Transmissão	44
3.2.2.1 – Linhas de Transmissão Impressas	47
a. <i>Microstrip</i>	47
b. <i>Stripline</i>	48
c. Linhas Coplanares.....	49
3.2.2.2 – Cabos	51
a. Cabo Bifilar: Medição de Z_0	51
b. Cabo Coaxial: Medição de Z_0	52
c. Sonda coaxial	53
3.2.3 – Utilizando Espaço Livre	54
3.2.4 - Usando Componente Discreta: Condensador de Placas Paralelas	55
Capítulo 4 - Caracterização dieléctrica da cortiça	57
4.1 – Fundamentação teórica do método utilizado.....	57
4.1.1 – Constante dieléctrica.....	61
4.1.2 – Tangente de Perdas	61
4.2 – Aplicação na prática	71
4.3 – Testes com substratos conhecidos	73
4.3.1 – Plástico.....	73
4.3.2 – FR4.....	74
4.3.3 – Rogers RO6010	75
4.4 – Medições da cortiça.....	77
4.4.1 – Cortiça pura.....	77
4.4.2 – Cortiça prensada.....	78
Capítulo 5 - Construção de antenas em cortiça.....	81
5.1 – <i>Patch</i>	81
5.2 – Antena em H com plano reflector	84

5.3 – Antena típica RFID	88
5.4 – Protótipo 1 da rolha de cortiça.....	92
5.5 – Protótipo 2 da rolha de cortiça.....	96
Capítulo 6 - Conclusões e trabalho futuro	101
6.1 – Conclusões	101
6.2 – Trabalho futuro	102
Anexos.....	103
A – Relações trigonométricas.....	103
B – Parâmetros S	103
C – Equivalência entre o coeficiente de reflexão e S_{11} numa linha terminada em aberto	104
D – Tabela usada na determinação da tangente de perdas	105
E – Código (MatLab) desenvolvido.....	107
E1 – Função que calcula a constante dielétrica	107
E2 – Função que determina o índice onde ocorre a frequência de ressonância	108
E3 – Função que calcula a tangente de perdas	108
E4 – Converte o S_{11} no valor de impedância correspondente.....	109
E5 – Exemplo do cálculo da constante dielétrica e da tangente de perdas	110
Referências	111

Índice de Figuras

Figura 1 - Diagrama cronológico da evolução da tecnologia RFID	6
Figura 2 - Constituição de um sistema RFID	7
Figura 3- Sistema EAS.....	9
Figura 4 - Principais características do FDX, HDX e do SEQ	10
Figura 5- Esquema de um sistema RFID indutivo	12
Figura 6 - Esquema de um sistema RFID por propagação electromagnética.....	13
Figura 7 - Modulação do sinal.....	13
Figura 8 - Sinal quando o <i>switch</i> do receptor está fechado ou aberto.....	14
Figura 9 - Sistema de duas antenas	14
Figura 10 - Definição de Onda Acústica de Superfície	15
Figura 11 - Variação da frequência de ressonância com a temperatura	16
Figura 12 - <i>Tag</i> SAW.....	17
Figura 13 - Espectro e normas existentes	18
Figura 14 - Representação do campo eléctrico e magnético	19
Figura 15 - Condutor e um ponto no espaço	20
Figura 16 - Representação da orientação da corrente imagem	21
Figura 17 - Modelo de uma antena emissora e receptora	22
Figura 18 - Designações relativas a um diagrama de radiação.....	23
Figura 19 - Curvas de polarização	25
Figura 20 - Esquema de uma <i>patch</i> rectangular.....	27
Figura 21 - Efeito franja numa <i>patch</i>	27
Figura 22 - Diagramas de radiação típicos de uma <i>patch</i>	28
Figura 23 - Representação de um dipolo e respectivos módulos das curvas de tensão e corrente ao longo deste.....	29
Figura 24 - Diagrama de radiação 3D do dipolo	29
Figura 25 - Diagramas de radiação 2D em diferentes planos	30
Figura 26 - Representação física e pela teoria das imagens de um monopolo.....	30
Figura 27 - Diagrama de radiação típico de um monopolo.....	30
Figura 28 - Antena RFID com malha de adaptação e braços do dipolo largos	31
Figura 29 - Antena RFID com malha de adaptação e braços do dipolo finos	31
Figura 30 - Antena RFID com malha de adaptação e bastante compactada.....	31
Figura 31 - Antena RFID sem malha de adaptação.....	32
Figura 32 - Antena RFID com um menor número de ramos.....	32
Figura 33 - Extracção de uma prancha de cortiça do sobreiro	34
Figura 34 - Rolhas de cortiça	34

Figura 35 - Dimensões de uma resistência.....	36
Figura 36 - Linhas induzidas num material	37
Figura 37 - Domínios de um material não magnetizado (à esquerda) e magnetizado (à direita)	37
Figura 38 – Ciclo de Histerese Eléctrica (a), Ciclo de Histerese Magnética (b) e Ciclo de Histerese Magnética num material com poucas perdas por Histerese (c).....	38
Figura 39 - Observação pormenorizada da Histerese Magnética	38
Figura 40 - Exemplos de guias de onda	40
Figura 41 - Guia de onda rectangular	41
Figura 42 - Guia de onda com amostra do dieléctrico (a) e possível montagem	41
Figura 43 - Guia de onda com amostra (a) e Curvas típicas da transmissão, com e sem a amostra no guia (b)	42
Figura 44 - Guia de onda circular.....	43
Figura 45 - Curvas usando como exemplo o teflon e uma amostra desconhecida.....	44
Figura 46 - Linhas de transmissão: conjunto de elementos distribuídos	45
Figura 47 - Representação gráfica das diversas variáveis de uma linha de transmissão.....	45
Figura 48 - Representação de uma linha <i>microstrip</i>	47
Figura 49 - Representação de uma linha <i>stripline</i>	48
Figura 50 - Representação de uma linha coplanar sem plano de massa na superfície inferior.....	49
Figura 51 - Representação de uma linha coplanar com plano de massa na superfície inferior.....	50
Figura 52 - Representação física do cabo bifilar (à esquerda) e dos campos (à direita)	51
Figura 53 - Cabo bifilar com um dieléctrico.....	51
Figura 54 - Representação do cabo coaxial, com vista lateral (à esquerda) e vista de frente (à direita).....	52
Figura 55 - Cabo coaxial utilizado como sonda, em contacto com o dieléctrico a estudar	53
Figura 56 - Esquema da montagem para medições em espaço livre.....	54
Figura 57 - Exemplos de gráficos que se podem obter	55
Figura 58 - Condensador de Placas Paralelas	56
Figura 59 - Impedância de entrada normalizada de uma linha <i>microstrip</i>	63
Figura 60 - Diagrama para o cálculo da tangente de perdas.....	67
Figura 61 - Convergência do valor da tangente de perdas em função do número de interacções..	68
Figura 62 - Constante de atenuação devido ao condutor através de diferentes métodos (para as curvas de α_c mais baixas, a condutividade foi de 58.8MS/m, enquanto que para as curvas de α_c mais altas, a condutividade foi de 10MS/m)	68
Figura 63 - Cálculo de tangentes de perdas (0.005, 0.01 e 0.02) para diferentes condutividades usando diferentes métodos, com resultados do simulador ADS	69
Figura 64 - Fita de cobre utilizada.....	71
Figura 65 - Linha <i>Microstrip</i> em cortiça.....	72
Figura 66 - Linha <i>Microstrip</i> em plástico	73
Figura 67 - Linha <i>Microstrip</i> em FR4.....	74

Figura 68 - Linha <i>Microstrip</i> em RO6010	75
Figura 69 - Linha <i>Microstrip</i> em cortiça pura.....	77
Figura 70 - <i>Microstrip</i> em cortiça prensada.....	78
Figura 71 - Campo eléctrico e magnético numa linha <i>microstrip</i>	79
Figura 72 - Linha <i>Microstrip</i> mais larga em cortiça prensada	79
Figura 73 - Medição do W numa linha <i>microstrip</i>	80
Figura 74 - <i>Patch</i> em cortiça	81
Figura 75 - Carta de Smith da <i>patch</i> com substrato de cortiça.....	82
Figura 76 – Módulo de S11 da <i>patch</i> de cortiça (valores medidos vs simulados após ajuste)	83
Figura 77 - Diagrama de radiação da <i>patch</i> variando o ângulo (na horizontal).....	84
Figura 78 - Esquema da antena em H	85
Figura 79 – Módulo de S11 da antena em H	85
Figura 80 - Impedância de entrada da antena em H com condensador.....	86
Figura 81 - Diagrama de radiação 3D da antena em H	86
Figura 82 - Diagrama de radiação 2D referente ao plano horizontal da antena em H	87
Figura 83 - Antena em H construída com cortiça e fita de cobre (plano de massa atrás).....	87
Figura 84 - Variação do alcance de leitura da antena em H, em função da potência do leitor	88
Figura 85 - Esquema de uma antena RFID típica.....	88
Figura 86 - Impedância de entrada da antena RFID típica com condensador	89
Figura 87 – Módulo de S11 da antena típica de RFID.....	89
Figura 88 - Diagrama de radiação 3D da antena RFID típica.....	90
Figura 89 - Diagrama de radiação 2D referente ao plano horizontal da antena RFID típica	90
Figura 90 - Antena RFID típica construída com cortiça e fita de cobre	91
Figura 91 - Variação do alcance de leitura da antena RFID típica, em função da potência do leitor	91
Figura 92 - Evolução do projecto do protótipo 1: (a) dipolo com braços circulares, (b) colocação das placas nos braços do dipolo, (c) colocação de um plano reflector.	92
Figura 93 - Esquema do protótipo 1 para uma antena numa rolha de cortiça	93
Figura 94 - Impedância de entrada da antena do Protótipo 1 com condensador.....	93
Figura 95 – Módulo de S11 do protótipo 1 da rolha RFID	94
Figura 96 - Diagrama de radiação 3D do protótipo 1 para uma antena numa rolha	94
Figura 97 - Diagrama de radiação 2D referente ao plano horizontal do protótipo 1 para uma antena numa rolha.....	95
Figura 98 - Rolha construída: protótipo 1	95
Figura 99 - Esquema do protótipo 2 para uma antena numa rolha de cortiça	96
Figura 100 - Impedância de entrada da antena do Protótipo 2 com condensador.....	97
Figura 101 – Módulo de S11 do protótipo 2 da rolha RFID	97
Figura 102 - Diagrama de radiação 3D do protótipo 2 para uma antena numa rolha	98

Figura 103 - Diagrama de radiação 2D referente ao plano horizontal do protótipo 2 para uma antena numa rolha 98

Figura 104 - Rolha construída: protótipo 2..... 99

Figura 105 - Testes sobre o protótipo 2 da rolha RFID..... 100

Índice de Tabelas

Tabela 1 - Comparação dos diferentes tipos de <i>tags</i>	8
Tabela 2 - Frequências de operação	11
Tabela 3- Substratos usados em SAW	16
Tabela 4 - Algumas das principais normas	18
Tabela 5 - Equações de Maxwell	20
Tabela 6 - Tipos de Antenas e principais características	26
Tabela 7 - Valores da permitividade e da permeabilidade para alguns materiais	39
Tabela 8 - Comparação da impedância característica do TxLine com o método de medição de Z_{in}	59
Tabela 9 - Exemplo 1 do desvio da medição da impedância característica com as perdas	59
Tabela 10 - Exemplo 2 do desvio da medição da impedância característica com as perdas	59
Tabela 11 - Exemplo 1 do desvio da medição da impedância característica com as perdas com correção	60
Tabela 12 - Exemplo 2 do desvio da medição da impedância característica com as perdas com correção	60
Tabela 13 - Coeficientes τ e K	64
Tabela 14 - Coeficientes para a dedução empírica da tangente de perdas	65
Tabela 15 - Resultados da tangente de perdas em cada iteração	76
Tabela 16 - Medições e resultados para cortiça pura	77
Tabela 17 - Medições e resultados para cortiça prensada (linha estreita)	78
Tabela 18 - Medições e resultados para cortiça prensada (linha larga)	80
Tabela 19 - Valores da impedância de entrada à frequência de ressonância para diferentes linhas e diversos parâmetros	106

Lista de Acrónimos

ADS	Advanced Design System
CST	Computer Simulation Technology
DC	Direct Current
EAS	Electronic Article Surveillance
EM	Electromagnética
FDX	Full Duplex
IFF	Identification Friend or Foe
GRL	Gated Reflect Line
HDX	Half Duplex
HF	High Frequency
ISO	International Standards Organization
LF	Low Frequency
MUT	Material Under Test
NRW	Nicholson-Ross-Weir
PCD	Proximity Coupling Device
PICC	Proximity Integrated Circuit Cards
PNA	Performance Network Analyzer
RFID	Radio-Frequency IDentification
RO	Read Only
RW	Read Write
SAW	Surface Acoustic Wave
SEQ	Sequential
SHF	Super High Frequency
TE	Transverse Electric
TEM	Transverse ElectroMagnetic
TM	Transverse Magnetic
UHF	Ultra High Frequency
VHF	Very High Frequency
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
WAN	Wide Area Network
WORM	Write Once Ready Many

Capítulo 1 - Introdução

Neste capítulo será descrito o porquê de se entrar na área das tecnologias de radiofrequência e ainda onde se insere em termos de aplicabilidade na indústria o trabalho desenvolvido. Após perceptível a importância do mesmo, serão apresentados os objectivos a atingir e finalmente indicado como está estruturado o documento.

1.1 – Motivação

Citando do Diário Económico, Luis Paulo Salvado (CEO da Novabase):

“ Imagine que vai a passear na rua e de repente ouve sirenes de ambulância. O barulho vai ficando cada vez mais próximo e, com espanto, a ambulância pára junto a si. Sai de lá um paramédico que lhe diz: "rápido, entre que está prestes a ter um ataque cardíaco". Esta estória parece tirada de um filme de ficção científica, mas pode ser real dentro de pouco tempo. ”

Na *internet of things* pretende-se que tudo comunique com tudo. Uma tecnologia que pode servir de suporte a esta pretensão é o RFID. É fantástico podermos saber mais, anteciparmo-nos, construir mais e melhor para um futuro ao alcance de uma *tag*. Existe uma panóplia de aplicações RFID que vão desde o popular futebol, verificando se a bola entra ou não na baliza, passando pelo extremamente útil controlo de *stock*, até ao seríssimo e delicado cartão de multibanco que controla o dinheiro de cada um. É um desafio aparecer num mercado já tão rico de diversidade, com mais uma inovação que conduza ao inevitável futuro de uma comunicação global.

É imperativo associar RFID com sensores tamanha a potencialidade da combinação dos dois. Nesse sentido, a ideia de desenvolver este documento surgiu do facto de se poder contribuir para uma tecnologia em ascensão. É extremamente interessante fazer parte, de certa forma, do quotidiano de cada um e aliciente poder ajudar em áreas tão distintas que poderão estar relacionadas com trabalho, saúde ou lazer.

Segundo o IBM (International Business Machines Corporation), o RFID é:

“ (...) uma tecnologia iluminadora, oferecendo nova visibilidade nas áreas de suas operações, tanto nas instalações, nos processos ou nos parceiros de comercialização, para identificar problemas, bem como novas oportunidades que possam ajudá-lo a fortalecer seus negócios”. ”

Esta afirmação resume aquilo que se pode esperar da tecnologia RFID e vem mais uma vez justificar as razões de se pretender trabalhar com esta. É importante não só o quão interessante é ao nível das aplicações que se poderão desenvolver, mas intrinsecamente também ao nível do seu contributo para os negócios.

1.2 – Enquadramento

Na Noruega um esquiador desliza até o teleférico sem diminuir a velocidade para mostrar um ingresso. Na Dinamarca, a pressão sanguínea de uma mulher é monitorada enquanto ela trabalha. No Canadá, numa refinaria de petróleo mais de 200 trabalhadores são rapidamente evacuados e instantaneamente contados. O que há em comum nestas situações? A tecnologia RFID [1].

O que é o RFID? Como o nome indica, é identificação por radiofrequência, ou seja, é um método de identificação automática através de sinais de rádio, que envia e recebe dados remotamente através de dispositivos electrónicos (leitores e *tags*). RFID é isto, mas não só, pois devido à sua versatilidade poderá ser associado a sensores, como por exemplo sensores de temperatura, pressão ou humidade e produzir-se sistemas extremamente úteis e bastante diferente entre si, apesar da tecnologia de base ser a mesma. Porquê o RFID? Utiliza-se esta tecnologia por ser pouco dispendiosa, cómoda pois não necessita de fios, e as *tags* poderão ser leves e pequenas. É ainda uma tecnologia que poderá ser integrada, por exemplo nesta dissertação será usado para produção de *tags* um *chip*, o SL3ICS1002FFT,118. Esta tecnologia ganhou tanto interesse (em 2010 foi previsto investimentos superiores a 2 biliões de dólares) [2] que até se formou uma organização sem fins lucrativos (EPCglobal) para a sua padronização com vista a aplicações de gerenciamento da cadeia de suprimentos (cadeia de itens administrados, movimentados, armazenados, processados ou transportado até ao ponto de consumo de um produto resultante). Existem também padrões de comunicações entre a etiqueta e a leitor, entre o leitor e computadores e entre computadores na internet.

Apesar dos avanços do RFID, existem ainda diversos problemas à procura de solução. As indústrias pretendem ir além de uma simples identificação e automatizarem a colecta de dados sobre humidade, luz, som, temperatura e por exemplo vibrações. Existem duas categorias de sensores RFID. Uma dessas categorias é um sistema baseado no típico leitor / *tag*. O sensor será incorporado na *tag* que deverá ter uma fonte para permitir ao sensor ter energia para medir os dados, mesmo sem a presença constante do leitor. A outra categoria de sensores RFID são formadas por redes *mesh* ou *ad hoc*. Neste caso, os dados são passados de sensor em sensor até chegar ao leitor, que funciona como uma entrada para uma rede local ou uma rede WAN. A informação será finalmente analisada e poder-se-á proceder à execução da funcionalidade para a qual a informação seria necessária. Com uma rede *mesh* reduz-se os custos de instalação pois serão necessários menos leitores dedicados em comparação com um sistema tradicional de RFID. Como exemplo, no sector frigorífico tem-se usado *tags* RFID para monitorizar a temperatura dos alimentos, sendo esta apenas uma ínfima parte de toda a vasta área de aplicações possível para esta tecnologia [3].

Esta dissertação pretende explorar o sector dos vinhos e champanhe. Como é sabido, o champanhe pode ser extremamente caro, havendo por exemplo garrafas a

custarem 300€. É um investimento elevado, logo obrigatório garantir a qualidade para satisfação do cliente. Exige-se nada menos do que responder às pretensões do cliente e para isso seria útil existir um sistema que reproduza um histórico de temperaturas a que o champanhe esteve sujeito, para credibilizar a marca, credibilizar o líquido no interior da garrafa e tornar credível para quem compra que o produto esteve sujeito a condições adequadas e que de facto vale o que foi pago por ele. Nesta dissertação proceder-se-á à construção de uma rolha RFID que possa servir de base para que no futuro se atinja este propósito. O *chip* usado custa à data actual 0.385€ por unidade [4], e por exemplo 20cm de fita de cobre para construir as antenas corresponderia a um custo de 0.60€ [5], sendo então possível atingir a mais-valia descrita, com um custo insignificante tendo em conta o preço do champanhe.

1.3 – Objectivos

Existem três objectivos principais a atingir. A cortiça é um dieléctrico não utilizado habitualmente, e assim sendo será necessário estudá-lo. O primeiro objectivo passa por caracterizar a cortiça da rolha, sendo importante determinar a sua constante dieléctrica e a tangente de perdas. Para que tal seja possível, faz parte do planeamento desenvolver um método de caracterização dieléctrica. O método é baseado em linhas *microstrip*, pois são simples e baratas de se produzirem. A seguir seria também necessário testar o método com substratos conhecidos para depois finalmente se caracterizar a cortiça.

O objectivo final, que é a razão de todo o trabalho que se desenvolveu, passa por conseguir introduzir antenas numa rolha de cortiça. Feito isto, ter-se-á o protótipo da primeira *tag* RFID em rolhas de cortiça. Estas deverão funcionar em garrafas de vidro com líquido no seu interior, pois o que se pretende é que sejam utilizáveis em garrafas de vinho ou champanhe.

O objectivo intermédio entre os dois anteriores passa pela construção de antenas mais tradicionais em cortiça. Desta forma será possível confirmar se a cortiça está bem caracterizada e se as antenas estão a ser bem dimensionadas. Este passo é necessário para se poder analisar se o sucesso ou não da rolha RFID se deve à má caracterização da cortiça ou ao mau dimensionamento da antena. Assim sendo, foi possível verificar independentemente cada um dos dois aspectos anteriores.

1.4 – Estrutura da Dissertação

Esta dissertação encontra-se dividida em cinco capítulos, sendo o primeiro a apresentação da razão pela qual se pretendeu desenvolver o trabalho que se desenvolveu, e o objectivo a atingir.

No segundo capítulo desenvolveu-se o “Estado da Arte” onde se começa por falar do material de estudo, a cortiça, e de seguida é indicado diversos métodos de caracterização dieléctrica existente. Depois refere-se alguns aspectos importantes da tecnologia subjacente, o RFID, nomeadamente sistemas SAW que podem ser usados

como sensores passivos de temperatura. Finalmente é apresentado um estudo sobre antenas.

O terceiro capítulo aborda mais a pormenor algumas noções de linhas de transmissão, que são desenvolvidas e que servem de base para as medições e resultados da caracterização dieléctrica apresentada para substratos-teste e para a cortiça. Foram ainda analisados resultados de simulação que permitiram também apresentar uma expressão empírica para o cálculo da tangente de perdas.

Conhecendo a cortiça, no capítulo quatro inicia-se a construção das primeiras antenas. Neste capítulo também se pode confirmar os resultados obtidos da constante dieléctrica da cortiça. Após aperfeiçoada a técnica de construção das antenas, constrói-se uma antena para rolhas de cortiça. São apresentados os diagramas de radiação fundamentais tendo em conta a posição que uma garrafa estará numa prateleira e como terá de ser colocado o leitor. Finalmente no capítulo cinco é apresentada as conclusões do trabalho realizado.

1.5 – Contribuições originais

Na sequência do trabalho realizado foram submetidos os seguintes artigos:

- 1) 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
- 2) 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
- 3) 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*; local de submissão a definir
- 4) Gonçalves, Ricardo; Magueta, Roberto; Duarte, Alcídia; Carvalho, Nuno B. e Pinho, Pedro; *A simple method for substrate characterization at microwave frequencies*; local de submissão a definir

Capítulo 2 - Identificação por radiofrequência e conceitos sobre antenas

A tecnologia de base a usar é o RFID, sendo desta forma abordada neste capítulo para se perceber onde se insere o trabalho desenvolvido. Como uma das componentes principais do RFID são as antenas, são apresentados alguns conceitos sobre antenas e alguns exemplos típicos, pois será necessário a construção destas em suporte de cortiça.

2.1 – Identificação por Radiofrequência

Na identificação por radiofrequência é enviado e recebido dados remotamente através de dispositivos electrónicos (leitores e *tags*). Esta tecnologia é extremamente interessante, mas foram necessários vários anos para se atingir aquilo que é hoje. Na Figura 1 é apresentado uma cronologia onde são referidos os eventos mais importantes e que contribuíram para a evolução do RFID.

A tecnologia RFID desenvolveu-se muito ao longo dos anos e espera-se que no futuro haja comunicação de tudo com tudo. Com o RFID é possível:

- Realizar controlo de acessos (ex.: estádios de futebol, verificar quando um trabalhador entra no emprego, ...);
- Identificação de produtos e controlo de *stock* em armazéns;
- Aplicações médicas (ex.: localização, identificação e histórico médico dos doentes);
- Desporto (ex.: detectar se a bola entrou na baliza);
- Cozinha (ex.: temperatura dos alimentos);
- Transportes (ex.: bilhetes, passes, ...).

O facto da tecnologia RFID se associar a sensores é de uma utilidade enorme e por isso se espera que ainda se desenvolva mais. A obtenção de informação de forma tão simples e eficiente permite facilitar um elevado número de processos/serviços através da sua automatização.

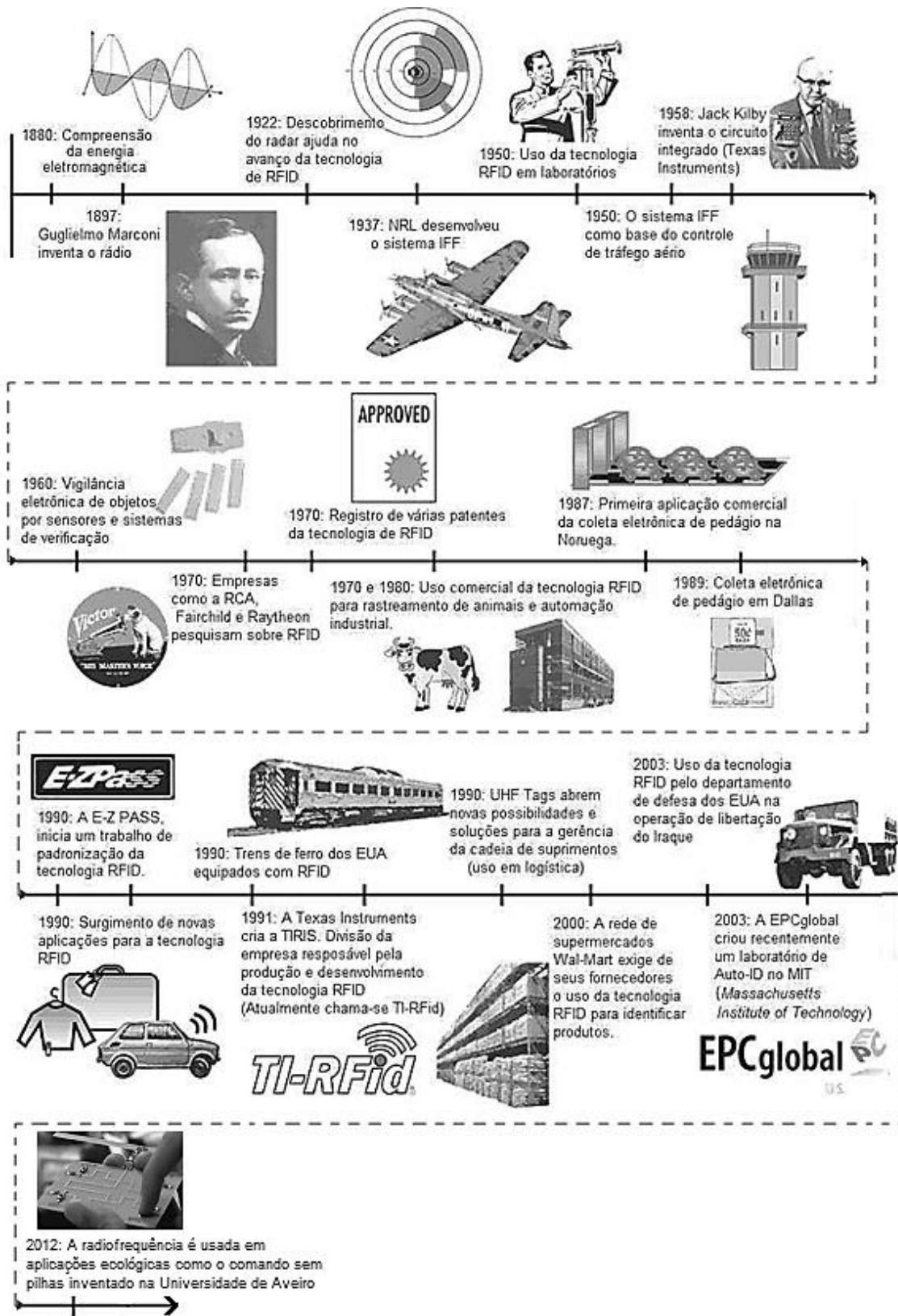


Figura 1 - Diagrama cronológico da evolução da tecnologia RFID [6]

2.1.1 – Componentes básicas

Um sistema RFID é constituído por três elementos fundamentais, tal como se observa na Figura 2. Estes são:

- Leitor / *Transceiver* / *Proximity Coupling Device* (PCD);
- *Tag* / *Transponder* / *Proximity Integrated Circuit Cards* (PICC);
- Aplicação.

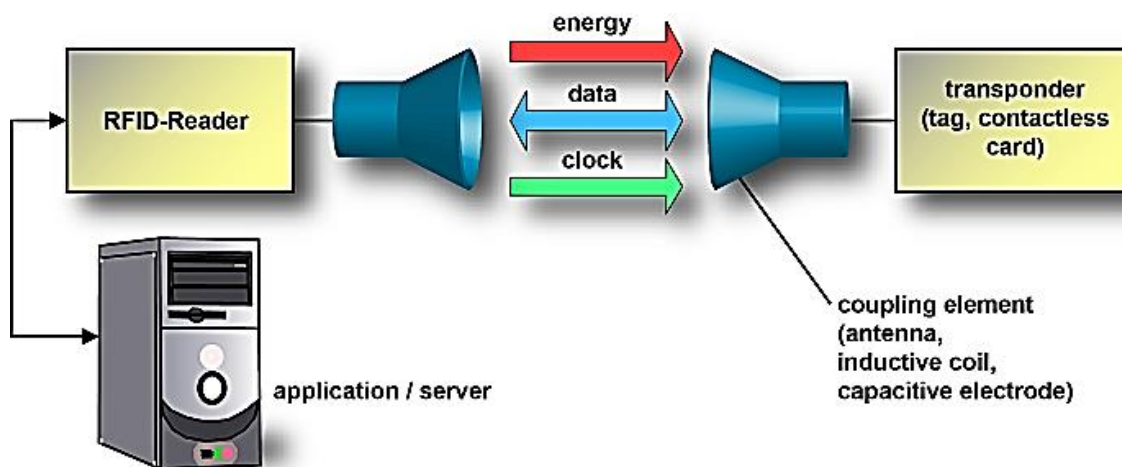


Figura 2 - Constituição de um sistema RFID [7]

O leitor emite uma onda de radiofrequência para a *tag* que responderá com uma determinada informação. Uma aplicação irá pegar na informação obtida e gerar o resultado desejado. Como exemplo, considere-se um doente internado num hospital com uma pulseira com uma *tag* RFID. Um médico chega perto do doente com um leitor, a *tag* envia um ID para o leitor, e a aplicação com esse ID vai à base de dados ver qual o seu problema ou outro dado necessário, apresentando essas informações num monitor (como por exemplo o de um *Tablet*).

2.1.1.1 – Tipos de *Tags*

Existe três tipos de *tags*: passiva, semi-activa e activa. Actualmente utiliza-se qualquer um destes tipos, pois estes apresentam vantagens e desvantagens uns em relação aos outros, tornando-se um tipo mais apropriado do que que outro para determinado sistema com determinado objectivo. Tem-se muitas vezes como principais factores de decisão a durabilidade e o alcance a que o leitor consegue ler uma *tag*. A Tabela 1 resume algumas das características principais.

Tipo de Tags	Características Gerais	Interação com o leitor	Memória, Velocidade, nr. tags em repouso, alcance, preço
Passiva	<ul style="list-style-type: none"> • Não tem fonte de alimentação. • Longa vida de funcionamento sem precisar de manutenção • Activadas por acoplamento indutivo ou por acoplamento de <i>backscatter</i>. 	<ul style="list-style-type: none"> • Leitor envia um sinal com energia. • A <i>tag</i> é activada e a interacção começa. 	-
Semi-Activa	<ul style="list-style-type: none"> • Tem uma fonte que usa apenas para alimentar os circuitos internos. • Em geral não é activada pelo leitor, mas pode acontecer. 		
Activa	<ul style="list-style-type: none"> • Tem uma fonte de alimentação que é utilizada tanto nos circuitos internos, como na transmissão da informação. • Podem funcionar mesmo sem a presença de um leitor, por exemplo monitorizando certo parâmetro • Não suportam condições tão extremas como os passivos 	<p>Há dois tipos:</p> <ul style="list-style-type: none"> • <i>Tag</i> interroga leitores vizinhos, um responde e a interacção começa. • A <i>tag</i> está a dormir para poupar bateria, o leitor acorda-a com uma interrogação, a <i>tag</i> responde e a interacção começa. 	+

Tabela 1 - Comparação dos diferentes tipos de tags

2.1.1.2 – Tipos de Memória das Tags

Uma memória pode ser classificada como pertencente a um dos três tipos seguintes [8], [9]:

Read Only (RO)

Uma *tag* com este tipo de memória, apenas permite a leitura de dados. Assim sendo é associado um ID único à *tag* quando esta é fabricada. É útil por exemplo para pequenas aplicações ou para identificar produtos em lojas, podendo-se associar o ID numa base de dados com informação adicional, nomeadamente o preço.

**Write Once
Ready Many
(WORM)**

É semelhante ao RO, no entanto é possível programar o ID um número limitado de vezes. Esta reprogramação é feita com material indicado para esse fim, e o número de vezes não deve ser muito elevado, pois pode danificar a memória da *tag*.

**Read Write
(RW)**

Permite tanto leitura como escrita. É possível realizar a reprogramação inúmeras vezes por um leitor autorizado e gravação de informação dinamicamente a partir de um sensor associado. É o tipo mais caro dos três.

2.1.1.3 – Informação armazenada numa *Tag*

Há três tipos de informação armazenada numa *tag* [8]:

1 bit Na *tag* só é armazenado o valor 0 ou 1. É usado em sistemas anti-roubo EAS (*Electronic Article Surveillance*) como ilustrado na Figura 3.

N bits (ID) É um ID único, usado para identificação (ex.: catalogação de produtos).

N bits (Dados) Por exemplo dados de utilizador, como em passaportes biométricos que usam a tecnologia de cartões inteligentes sem contacto.

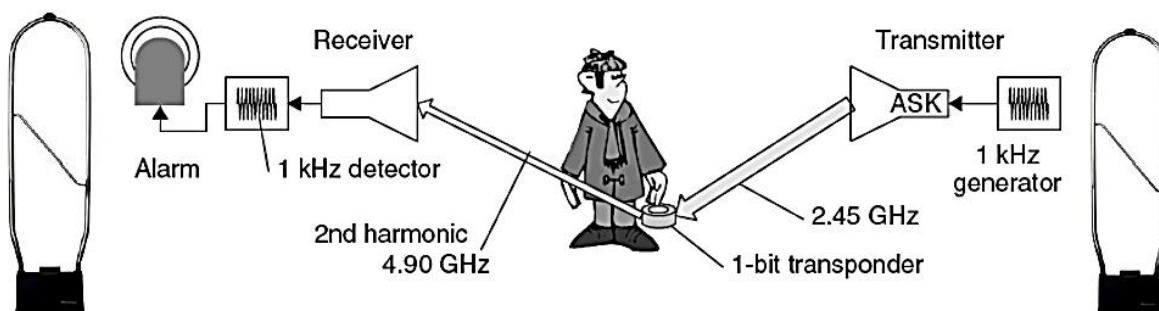


Figura 3- Sistema EAS [8]

2.1.1.4 – Tipos de transmissão de dados

Para sistemas de N bits, há transmissão de dados entre leitores e *tags* que podem ser de três tipos. A Figura 4 esquematiza cada um desses três tipos. [8]

Full Duplex (FDX) Há passagem de dados nos dois sentidos, estando o leitor e a *tag* a comunicar simultaneamente. O débito de informação será portanto maior. A comunicação terá de ser feita em frequências diferentes.

Half Duplex (HDX) Há passagem de dados nos dois sentidos, mas leitor e *tag* só podem transmitir os dados, um de cada vez.

Sequential (SEQ) Semelhante ao HDX, mas com poupança de energia, pois ao contrário dos anteriores, a transmissão de energia não é contínua, mas sim periodicamente interrompida. A *tag* contém um condensador que armazena energia para a poder utilizar aquando dessas interrupções.

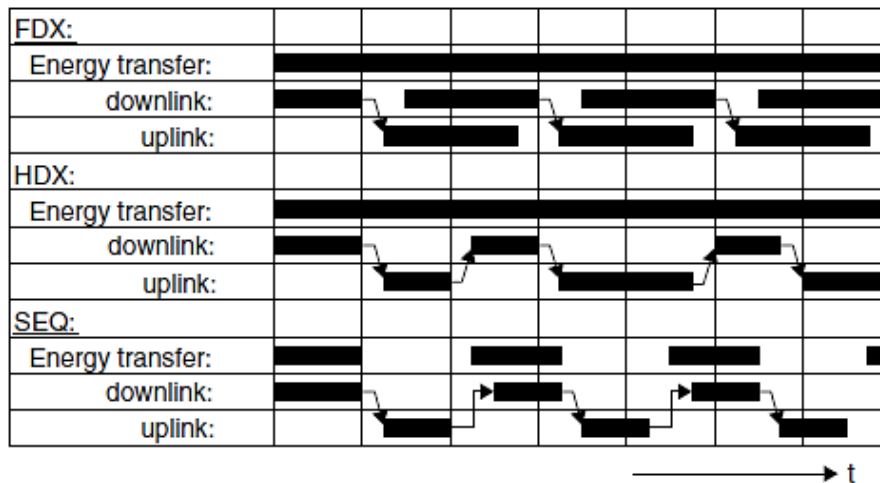


Figura 4 - Principais características do FDX, HDX e do SEQ [10]

2.1.2 – Frequências de Operação

Como se pode observar na Tabela 2, há dois tipos principais de acoplamento, o indutivo e o electromagnético. No caso do acoplamento indutivo são utilizadas bobinas, visto que para baixas frequências as antenas não são utilizáveis. Para frequências mais altas utiliza-se acoplamento electromagnético, com antenas, podendo formar-se sistemas de antenas direccionais, aumentando assim o alcance numa determinada direcção. Neste

caso deve haver linha de vista, ou o sinal será fortemente afectado, normalmente o primeiro elipsóide de Fresnel é suficiente. Para frequências altas (comprimentos de onda curtos), pode construir-se antenas de dimensões menores e com maior eficiência.

Banda	Freq. usadas	Fonte de energia	Tipo de tag e alcance	Vel. de leitura	Custo (em 2006)	Características	Aplicações
<i>Low Frequency (LF)</i> 30KHz a 300 KHz	125KHz 135KHz	Acopl. Indutivo (campo próximo)	Passivo <10cm	Baixa <1Kbps	\$1	Boa penetração em líquidos.	<ul style="list-style-type: none"> Controle de acesso Ident. animal Controle de inventário
<i>High Frequency (HF)</i> 3MHz a 30MHz	13,56MHz		Passivo <1m	Média ≈25Kbps	\$0.50	Penetração média em líquidos.	<ul style="list-style-type: none"> Controle de acesso Smart Cards Controlo de bagagens, livrarias, lavandarias Sistemas EAS
<i>Ultra High Frequency (UHF)</i> 300MHz a 3GHz	433MHz	Acopl. Electro-magnético (campo distante)	Activo <100m	Alta ≈30Kbps Leitura até 100 itens em simultâneo	\$5	É necessário ter linha de vista. Muito afectado por líquidos e metais, no entanto funciona razoavelmente bem em ambientes metálicos a 433MHz.	<ul style="list-style-type: none"> Localização de veículos Portagens
	860MHz 930MHz		Activo		Passivo <10m (US) Passivo <4m (EU)		
Microondas 300MHz a 300GHZ			2,45GHz	Passivo <3m			
	Semi-Activas			SAW <50m			

Tabela 2 - Frequências de operação [9]

2.1.3 – Tipos de Sistemas

Existem dois tipos de sistemas principais: o sistema indutivo e o sistema de propagação electromagnética. A diferença está na utilização ou não do campo eléctrico. Existe ainda um outro sistema, o sistema SAW (*Surface Acoustic Wave*) que utiliza ondas acústicas e tem algumas aplicações interessantes.

2.1.3.1 – Sistemas Indutivos

Os sistemas indutivos utilizam apenas o campo magnético, tendo um alcance menor. Estes utilizam bobinas para transferirem energia. Um sistema básico encontra-se representado na Figura 5.

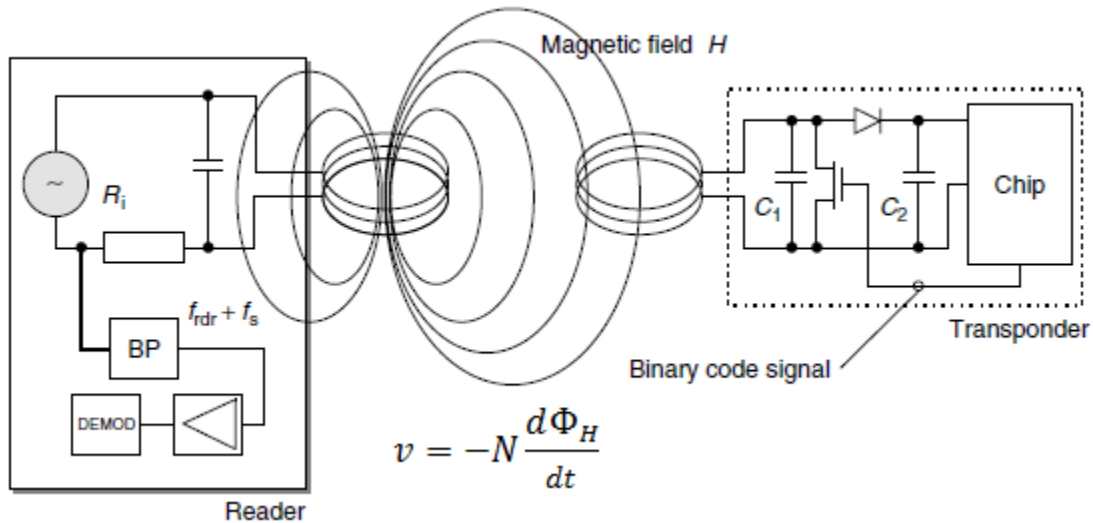


Figura 5- Esquema de um sistema RFID indutivo [10]

A bobina do leitor gera um campo magnético (sinusoidal) que induz uma tensão na bobina da etiqueta, fornecendo-lhe portanto, a energia necessária para o seu funcionamento. É o transistor que através de repetidas sobrecargas na bobina que provoca a modulação do sinal. A bobina da tag e o condensador C1 formam um circuito ressonante, que ressoam à frequência do leitor. A utilização de circuitos ressonantes torna a transmissão de energia mais eficiente. O diodo é usado para rectificar o sinal e C2 para tornar a tensão o mais constante possível, e assim alimentar o chip.

A eficiência da transmissão é maior com o aumento frequência de operação¹, com área da bobina da tag, com a potência emitida pelo leitor, com a boa orientação das bobinas, com o número de enrolamentos das bobinas e com a diminuição da distância entre leitor e tag, pois o campo magnético decai com o cubo da distância.

¹ $v = -\frac{d\Phi_B}{dt} \xrightarrow{\text{Se } \Phi_B = \sin(\omega t)} |v| = \frac{d[\sin(\omega t)]}{dt} = \omega \cdot \cos(\omega t) \xrightarrow{\text{Amplitude}} \omega$: amplitude de v cresce com ω

2.1.3.2 – Sistemas de Propagação electromagnética

Os sistemas de propagação electromagnética utilizam o campo magnético e o campo eléctrico, tendo um alcance maior que o dos sistemas indutivos. O campo decai com o quadrado da distância, melhor que no acoplamento indutivo que decai com o cubo. Estes utilizam antenas para transferirem energia. Um sistema básico encontra-se representado na Figura 6.

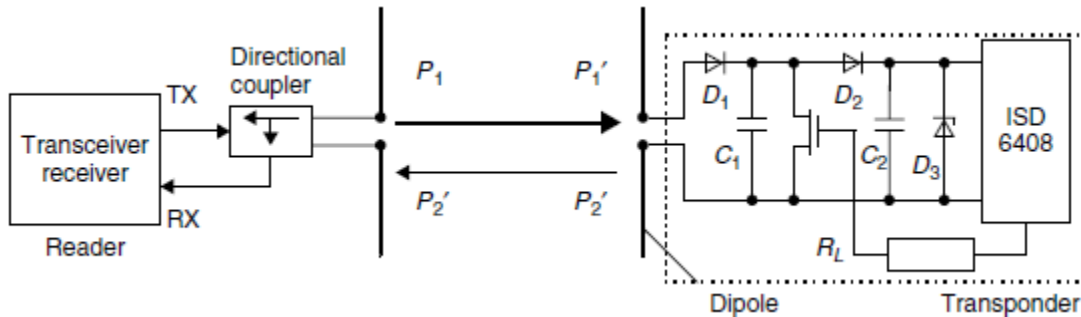


Figura 6 - Esquema de um sistema RFID por propagação electromagnética [10]

Os díodos D_1 , D_2 , D_3 e os condensadores C_1 e C_2 fornecem uma alimentação regulada ao chip. O transistor realiza a modulação do sinal conforme o esquematizado na Figura 7.

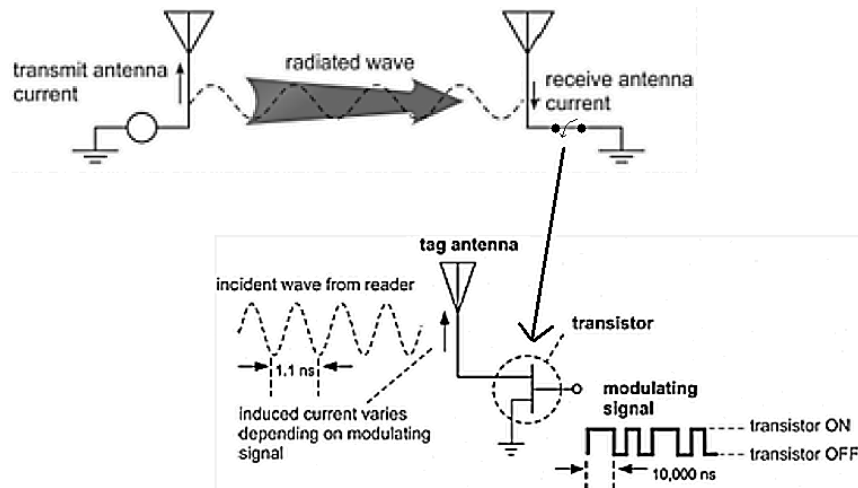


Figura 7 - Modulação do sinal [11]

A Figura 8 mostra como se transmite os dados assim como os referidos amortecimentos. O sinal é desta forma modulado em amplitude, sendo os 0s e 1s extraídos directamente da amplitude da onda, ou para outras variantes, extraídos da fase ou da frequência do sinal.

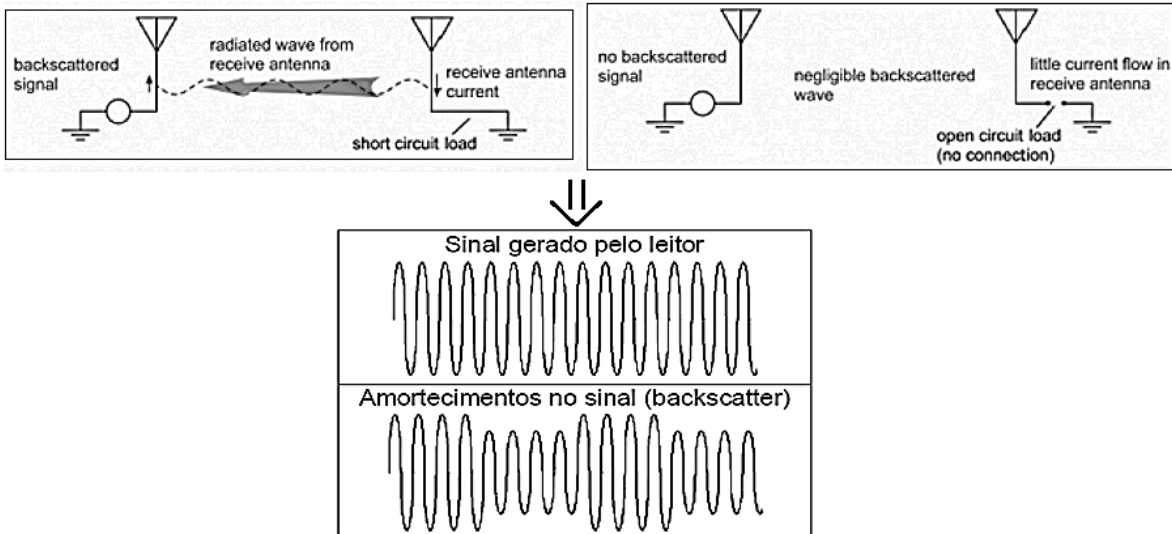


Figura 8 - Sinal quando o switch do receptor está fechado ou aberto [11]

Para o sistema funcionar, será ainda necessário garantir uma potência mínima no receptor (sensibilidade). A Figura 9 esquematiza uma determinada situação, enquanto que a eq. (2.2) expressa a distância máxima a que o receptor poderá estar do emissor, para receber um sinal com a qualidade mínima necessária.

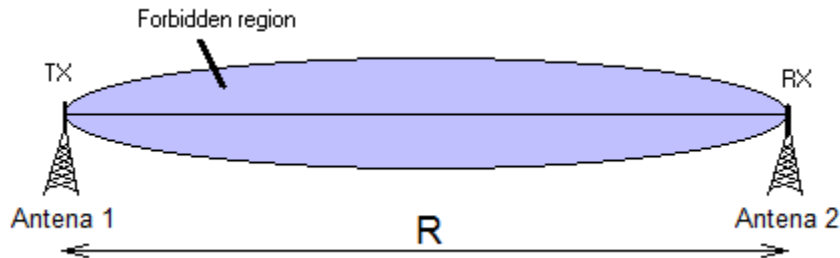


Figura 9 - Sistema de duas antenas [12]

Fórmula de Friis [13]:

$$P_2 = P_1 \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_1 G_2 \quad \text{Atenuação em Espaço Livre} \quad (2.1)$$

Sendo $c = \lambda f$, então pode obter-se que:

$$R \approx \frac{23873}{f} \sqrt{\frac{P_1}{P_2} G_1 G_2} \quad (Km) \quad (2.2)$$

Tendo em conta a expressão anterior, para se aumentar o alcance pode-se:

- Aumentar a potência emitida, P_1 ;
- Melhorar o sistema para que a sensibilidade P_2 seja menor;
- Aumentar os ganhos das antenas;
- Diminuir a frequência de operação.

As antenas podem ainda usar polarizações diferentes para maximizar a transmissão de informação. A polarização de uma antena é definida em termos da orientação do vector Campo Eléctrico na direcção da máxima radiação [14].

2.1.3.3 – Sistemas SAW (*Surface Acoustic Wave*)

Em primeiro lugar é necessário definir onda acústica de superfície. Para isso, encontra-se representado na Figura 10 um mapa de definições.

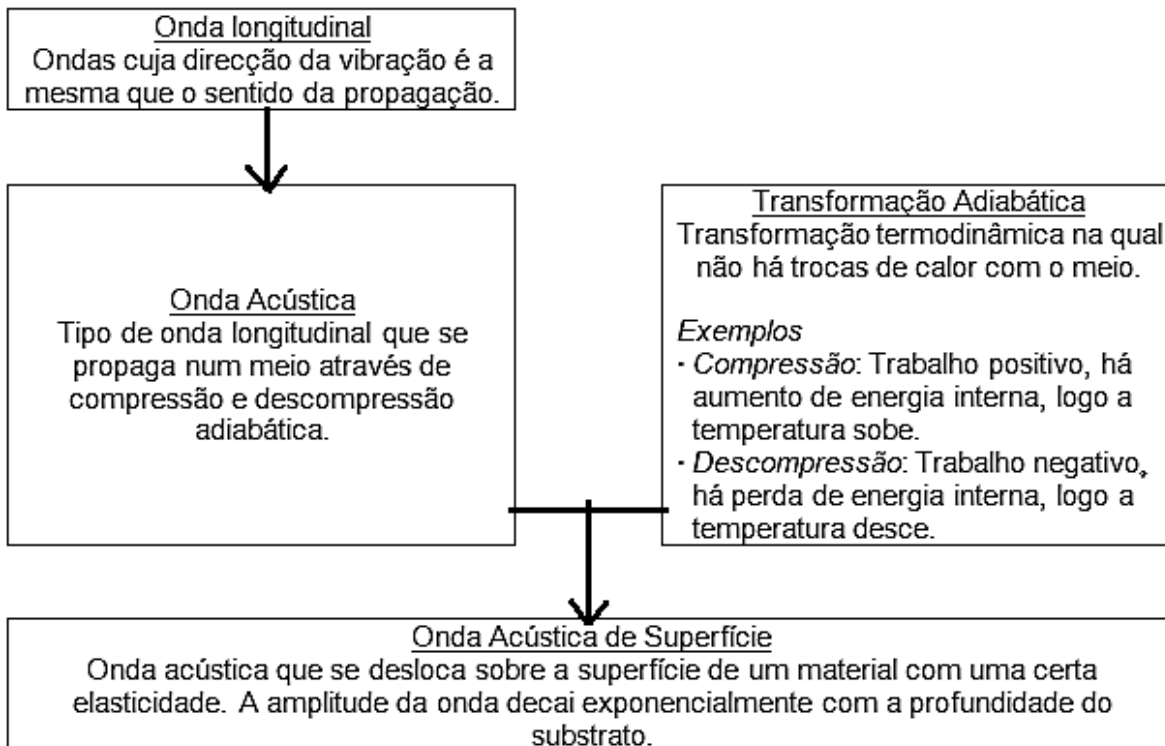


Figura 10 - Definição de Onda Acústica de Superfície

O substrato utilizado leva em conta algumas características. As mais importantes, assim como os valores para alguns dos materiais são indicados na Tabela 3.

MATERIAL PARAMETER	QUARTZ	LiNbO ₃	LiTaO ₃	ZnO/GLASS	ZnO/SAPPHIRE	PZT
Cut—propagation direction	ST—X	128°Y—X	X—112°Y	—	—	—
Density (g/cm ³)	6.82	4.64	7.45	3–6	3–6	7.5
Piezoelectric constant (pC/N)	2.3	6.0	9.2	12.4	12.4	289–593
Electromechanical coupling coefficient (%)	0.16	5.5	0.75	0.64	1.0	1.0
Temperature coefficient (ppm/°C)	0	-74	-18	-15	-30	10
SAW velocity (m/s)	3158	3960	3290	3150	5000	2270
Propagation loss	4.5	35	42	8.5	8.5	690
Curie temperature (°C)	537	1210	665	~1170	~1170	193–328

Tabela 3- Substratos usados em SAW [15]

O SAW funciona bem em ambientes não favoráveis (com interferência electromagnética, altas tensões, ...) [16]. Tem diversas aplicações nomeadamente em dispositivos electrónicos, tais como linhas de atraso, filtros, ou *duplexers* [17]. Uma aplicação de destaque é o sensor de temperatura. A seguir, na Figura 11, apresenta-se uma variação típica da frequência de ressonância da *tag* em função da temperatura, tendo-se utilizado o quartzo como cristal piezoeléctrico.

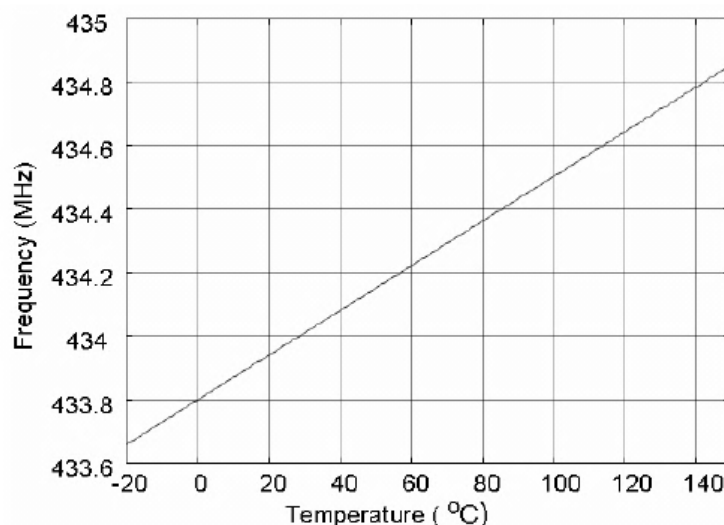


Figura 11 - Variação da frequência de ressonância com a temperatura [16]

Observa-se que esta variação é bastante linear, usando-se esta propriedade para medir a temperatura. Em termos de funcionamento, considere-se a seguinte *tag* SAW representada na Figura 12.

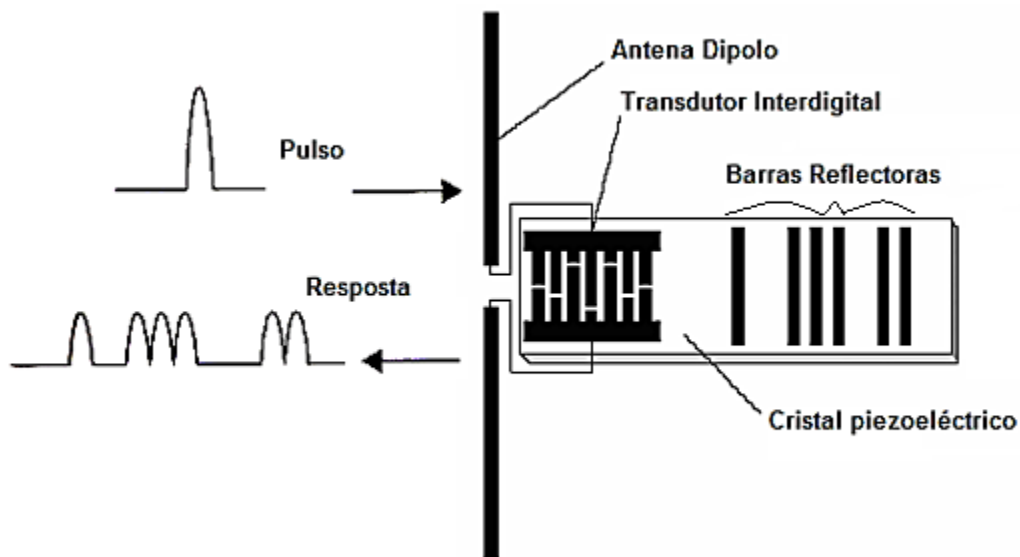


Figura 12 - Tag SAW [10]

Funcionamento [16]:

1. Leitor envia pulso electromagnético para a tag.
2. Transdutor Interdigital converte o sinal electromagnético numa vibração que viaja dentro do material até encontrar os reflectores.
3. São reflectidos vários pulsos, tendo em conta os reflectores existentes.

Com a alteração da temperatura ocorre dois fenómenos [18]:

1. Material piezoelétrico muda de tamanho (dilata ou contrai).
2. Velocidade de propagação da onda acústica varia.

A velocidade da onda é dada por:

$$v = \sqrt{\frac{k}{\rho}} \quad (m/s) \quad (2.3)$$

Onde k é uma constante característica de cada material e ρ a densidade. Como exemplo, se o material contrair, a densidade ρ será maior, logo a velocidade de propagação será menor.

Estes dois fenómenos que ocorrem ao mesmo tempo, tal como foi observado, produzem uma variação da frequência de ressonância linear com a temperatura.

2.1.4 – Algumas das principais normas existentes

Para a existência de interoperabilidade entre diversos sistemas é necessário a existência de normas. Na Figura 13 é apresentado algumas normas associadas à respectiva frequência, e na Tabela 4 estão indicadas várias normas, tal como onde estas são utilizadas.

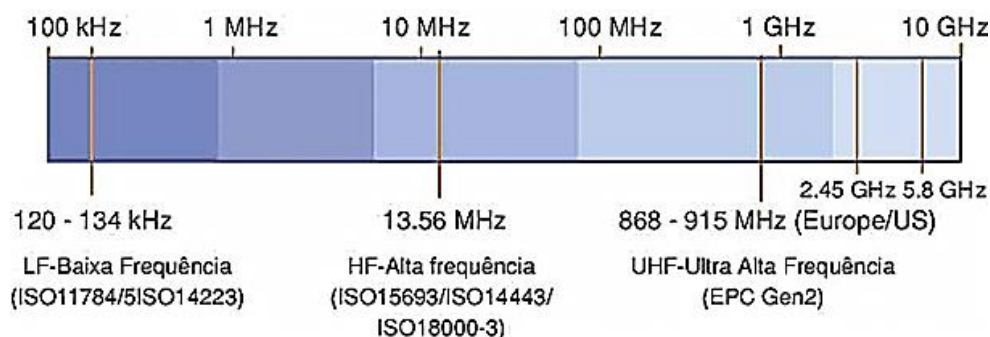


Figura 13 - Espectro e normas existentes [19]

Norma	Utilização
ISO 11784	RFID para animais – estrutura de código
ISO 11785	RFID para animais – concepção técnica
ISO/IEC 14443	Identificação de cartões – cartões com circuitos integrados sem contacto (cartões de proximidade)
ISO/IEC 15693	Identificação de cartões – cartões com circuitos integrados sem contacto (cartões de vizinhança)
ISO/IEC 18001	Tecnologia da Informação – Gerenciamento de Itens de RFID (Perfil de Requisitos de Aplicação)
ISO/IEC 18000-1	Parâmetros Gerais para Comunicação por Interface por Ar para Frequências Globalmente Aceitas
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	Gerenciamento de Itens de RFID – Protocolo de Dados (Interface de Aplicação)
ISO/IEC 15962	Gerenciamento de Itens de RFID – Protocolo (Regras de Codificação de Dados e Funções de Memória Lógica)
ISO/IEC 15963	Gerenciamento de Itens de RFID – Identificação única do RF Tag

Tabela 4 - Algumas das principais normas [20]

2.2 – Conceitos e exemplos de antenas

As antenas são fundamentais em telecomunicações. Estas são um dispositivo que realiza a conversão entre o domínio eléctrico e electromagnético, permitindo comunicar a longas distâncias sem a utilização de fios.

2.2.1 – Fundamento da antena

Na Figura 14 estão representados os campos a propagarem-se. Estes estão representados como duas sinusóides. Os fenómenos electromagnéticos são descritos por equações que apresentam integrais ou derivadas. Estas poderão ser extremamente difíceis de se manipular. Normalmente considera-se os sinais como sinusóides, pois permite a utilização de fasores, simplificando muito os cálculos. Como os sinais que existem na natureza podem ser decompostos num somatório de sinusóides, e devido ao princípio da sobreposição, qualquer conclusão obtida pela simplificação de se admitir um regime sinusoidal, é depois facilmente generalizável.

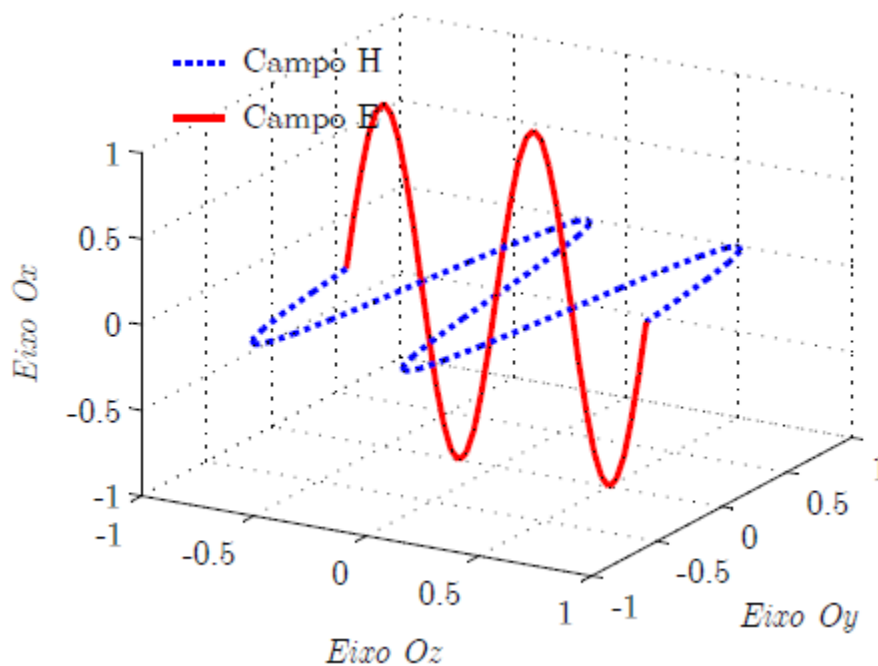


Figura 14 - Representação do campo eléctrico e magnético [14]

Os fenómenos electromagnéticos são descritos pelas equações de Maxwell, que se encontram na Tabela 5.

	<i>Regime sinusoidal</i>
$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$	$\nabla \times \underline{E} = -j\omega\mu\underline{H}$
$\nabla \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J}$	$\nabla \times \underline{H} = j\omega\varepsilon\underline{E} + \underline{J}$
$\nabla \times \vec{B} = 0$	$\nabla \times \underline{B} = 0$
$\nabla \times \vec{D} = \rho$	$\nabla \times \underline{D} = \underline{\rho}$

Tabela 5 - Equações de Maxwell [14]

Onde a densidade de corrente \vec{J} (A/m^2) e a densidade de carga eléctrica ρ (C/m^3) são as fontes dos campos. Tem-se que \vec{E} (V/m) é o campo eléctrico e \vec{D} (C/m^2) a correspondente densidade de fluxo eléctrico, e ainda que \vec{H} (A/m) é o campo magnético e \vec{B} (Wb/m^2) a correspondente densidade de fluxo magnético [14].

Considere-se que na Figura 15 se encontra representado um condutor no espaço, percorrido por uma densidade de corrente \vec{J} , a uma distância r de um determinado ponto.

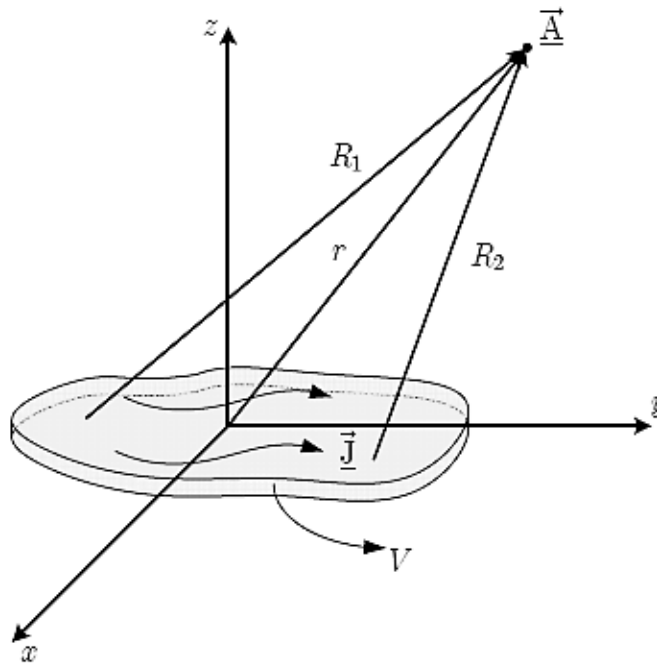


Figura 15 - Condutor e um ponto no espaço [14]

Pode provar-se que os campos produzidos num ponto do espaço são dados por:

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \quad (2.4)$$

$$\vec{E} = -j\omega\vec{A} - j\frac{1}{\omega\epsilon\mu} \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) \quad (2.5)$$

E \vec{A} é um vector potencial dado por:

$$\vec{A} = \frac{\mu}{4\pi} \int_{V'} \vec{J} \frac{e^{-jR\omega\sqrt{\mu\epsilon}}}{R} dV' \quad (2.6)$$

Onde V' representa o volume da antena e R a distância entre um ponto do espaço e um ponto onde exista uma densidade de corrente \vec{J} [14].

Estas equações só se usam para antenas muito simples. Quando o grau de complexidade é maior, são extremamente complicadas de se usar, sendo que a opção recai sobre a utilização de simuladores, como por exemplo o CST.

2.2.2 – Teoria das imagens

Na Figura 16 estão representadas as correntes eléctricas/magnéticas associadas a cada fonte. Na parte superior da figura observa-se a fonte real e direcção da corrente, na parte inferior observa-se a correspondente fonte fictícia juntamente com a direcção da corrente. A teoria das imagens é útil por exemplo quando se tem antenas com um plano reflector. Este é usado quando se pretende aumentar a directividade da antena, redireccionando a energia numa determinada direcção [14]. Para a análise de uma antena com plano reflector pode-se eliminar este através da introdução das fontes fictícias, pois o campo será equivalente. Este método é válido apenas no cálculo de um campo acima do plano reflector.

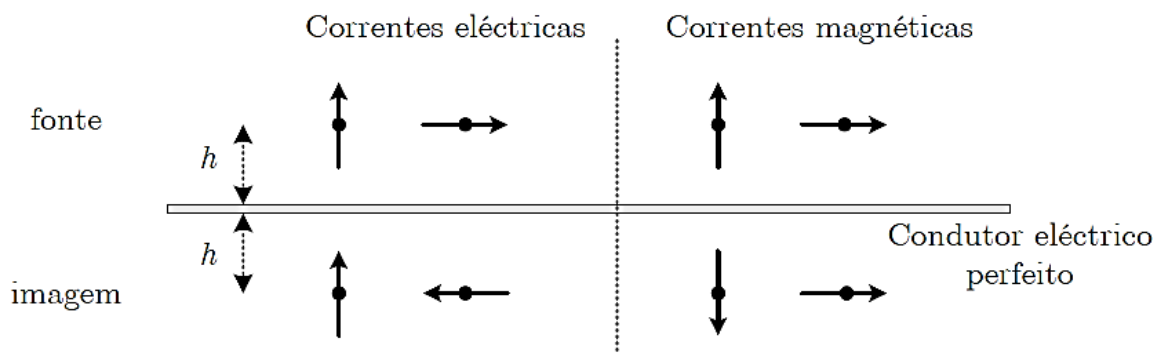


Figura 16 - Representação da orientação da corrente imagem [14]

2.2.3 – Modelo de uma antena

O modelo de uma antena consiste na soma de uma parte resistiva, mais uma parte indutiva. No caso de uma antena emissora, a parte resistiva é o resultado da soma da resistência de radiação e da resistência de perdas e no caso de uma antena receptora, é o resultado da soma da resistência de re-radiação e da resistência de perdas. Na Figura 17 está representado este modelo.

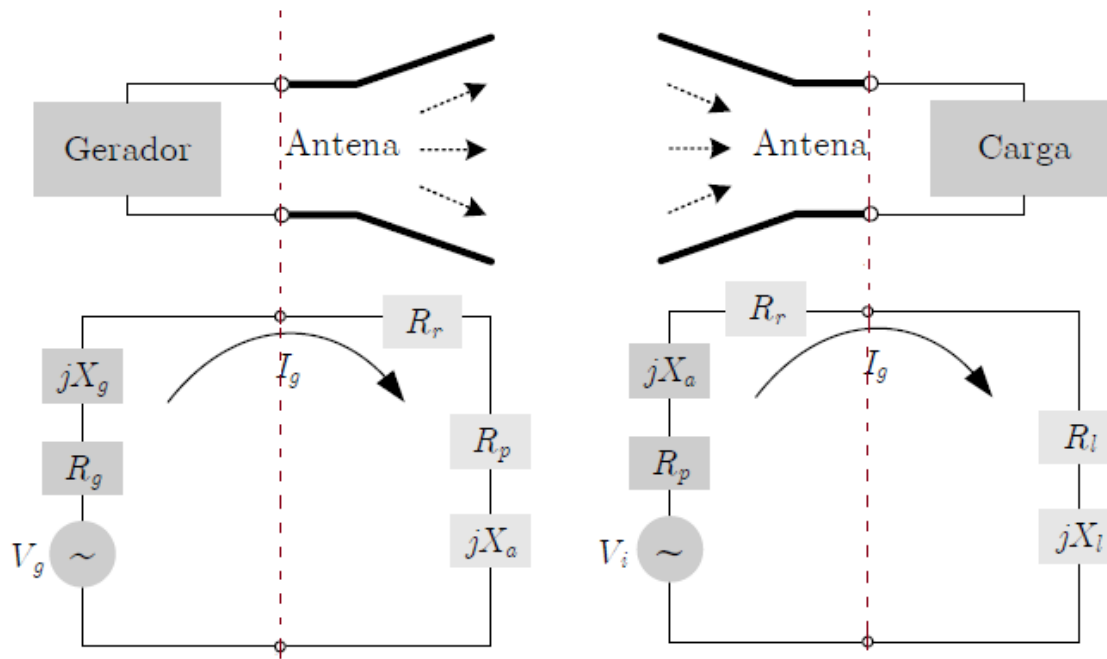


Figura 17 - Modelo de uma antena emissora e receptora [14]

Chama-se resistência de radiação à resistência sentida nos terminais de uma antena, que quando percorrida por uma corrente igual à corrente dos terminais da alimentação, dissipa uma potência igual à potência radiada. A resistência de perdas representa a potência dissipada na antena. Parte da potência que uma antena recebe é perdida num processo de re-radiação, representada pela resistência de re-radiação. A parte imaginária da impedância representa a potência reactiva armazenada em torno da antena.

Para que o sistema seja eficiente é útil ter em linha de vista este modelo. Para o caso de uma emissora, a impedância da antena deverá ser o conjugado da impedância do gerador. Se a antena for receptora, a impedância da antena deverá ser o conjugado da impedância de carga. Nestas condições, será possível, respectivamente, emitir 50% da energia utilizada, ou receber na carga 50% da energia capturada [14].

2.2.4 – Definições comuns [14]

Existem diversas definições que caracterizam uma antena. A seguir são indicadas as mais importantes.

- Zonas de Radiação (*considere-se D , a maior dimensão da antena*)
 - Zona Próxima: zona onde a potência reactiva armazenada é dominante em relação à potência radiada, $r < 0.62\sqrt{D^3/\lambda}$.
 - Zona Distante: zona onde não existe campos reactivos, sendo a potência radiada dominante, $r > 2D^2/\lambda$.

A zona próxima é responsável pela parte imaginária da impedância de entrada da antena, enquanto que a zona distante é responsável pela parte real.

- Diagrama de Radiação: representação gráfica que permite perceber como a antena distribui a sua potência no espaço, normalmente referente à zona distante, representando por exemplo o campo eléctrico ou o ganho.

A Figura 18 representa um diagrama de radiação e apresenta ainda mais alguns conceitos.

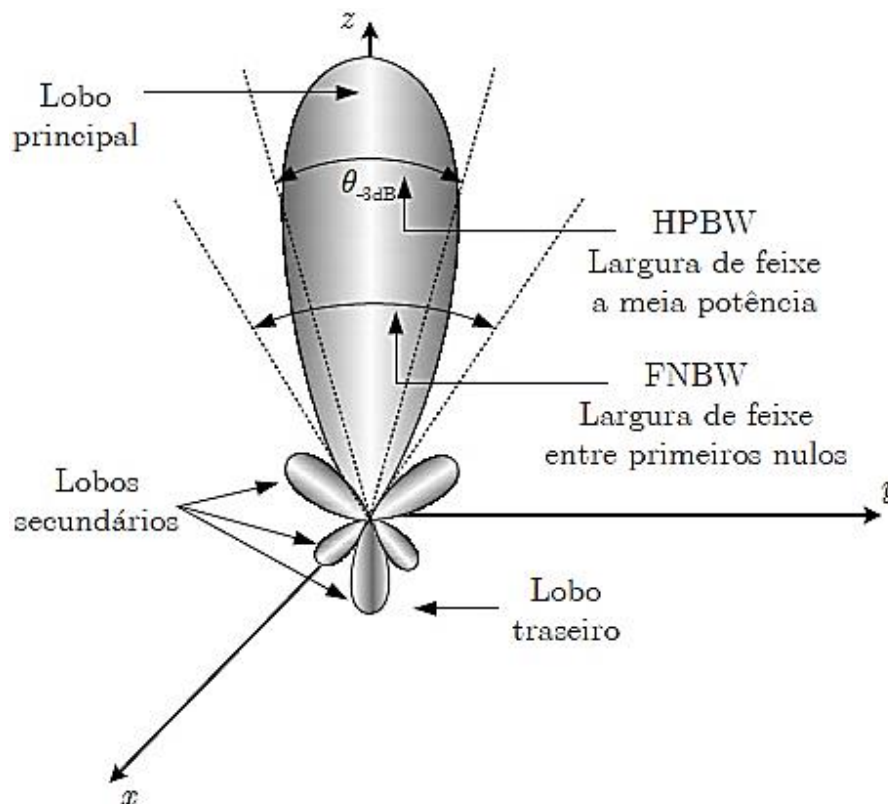


Figura 18 - Designações relativas a um diagrama de radiação [14]

- Classificação das antenas quanto ao diagrama de radiação
 - Antena Isotrópica: antena que radia uniformemente em todas as direcções (fonte: carga pontual)
 - Antena Omnidireccional: antena que radia uniformemente num plano (fonte: monopólio, dipolo, ...)
 - Antena Direccional: antena que radia a maior parte da sua energia numa determinada direcção (fonte: cornetas, antenas com reflectores, antena Yagi, ...)

- Impedância do Meio: $Z = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = 120\pi \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}}$ (2.7)

- Vector de Poynting complexo em regime harmónico sinusoidal:

$$\underline{\vec{S}} = \frac{1}{2} (\underline{\vec{E}} \times \underline{\vec{H}}^*)$$
 (2.8)

Sendo este o fluxo da densidade de potência.

- Potência Radiada: é o integral do fluxo da densidade de potência por uma superfície fechada (exemplo: superfície esférica) da qual faça parte a antena.

$$P_{rad} = \oint_A \underline{\vec{S}} \cdot \overrightarrow{dA}$$
 (2.9)

- Intensidade de Radiação: $U = r^2 S$ (r^2 é a área iluminada por 1 sr) (2.10)

- Directividade: mede a concentração da potência radiada numa determinada direcção

$$D(\text{direcção}) = \frac{U(\text{direcção})}{U_{medio}}$$
 (2.11)

Quando não se indica a direcção, considera-se a directividade máxima.

- Ganho: semelhante à directividade, mas considerando as perdas

$$G(\text{direcção}) = \eta D(\text{direcção}) = \frac{U(\text{direcção})}{U_{iso_semPerdas}}$$
 (2.12)

Sendo $\eta = P_{rad}/P_{aceite}$, o rendimento de radiação da antena e $U_{iso_semPerdas}$ toda a intensidade de radiação aceite, considerando como fonte única uma antena isotrópica sem perdas. Quando não se indica a direcção, considera-se o ganho máximo.

- Área Efectiva (de uma antena): relação entre a densidade de potência S que incide na antena e a potência P_r que de facto é entregue a uma carga adaptada

$$A_e = \frac{P_r}{S}$$
 (2.13)

- Largura de Banda: intervalo de frequências dentro do qual uma ou mais características da antena apresentam um resultado considerado como bom (exemplo: $S_{11} \leq -10 \text{ dB}$).

- Polarização
 - De uma antena: Polarização da onda emitida, ou polarização da onda recebida para a qual a potência obtida é máxima. Quando não é referida a direcção, assume-se que é a polarização relativa à direcção máxima de radiação.
 - De uma onda EM: Variação do campo eléctrico (amplitude e direcção) ao longo do tempo.
 - Curva: Para um determinado ponto fixo ao longo do tempo, a curva de polarização é o desenho traçado pelo campo eléctrico.

Na Figura 19 está representado diferentes curvas de polarização. As duas primeiras curvas correspondem a uma polarização linear, sendo a segunda denominada inclusive de linear vertical. Depois é representado uma curva para a polarização circular, e finalmente, o caso geral, a polarização elíptica. A polarização pode ser circular esquerda ou direita, consoante o sentido em que gira o campo.

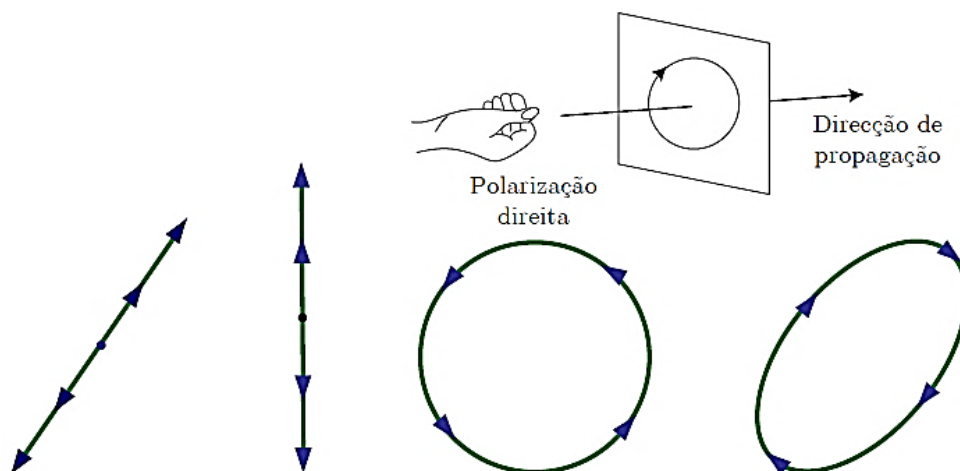


Figura 19 - Curvas de polarização [14]

Antenas com polarização linear têm uma maior concentração de energia do campo de RF. Para utilizar essa antena a orientação do *tag* e da antena deve ser a mesma. Quando a orientação da *tag* muda em relação à antena, o indicado é utilizar antenas com polarização circular. A desvantagem destas reside no facto de terem um menor alcance comparativamente às antenas de polarização linear [21].

2.2.5 – Tipos de antenas

Existem diferentes tipos de antenas e que apresentam portanto, diferentes propriedades. Para qualquer sistema com antenas, a primeira coisa a fazer-se é perceber quais as características necessárias para a antena usada, e depois optar por uma. Na Tabela 6 é apresentado um breve resumo sobre o tipo de antenas existente.

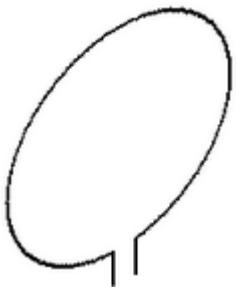
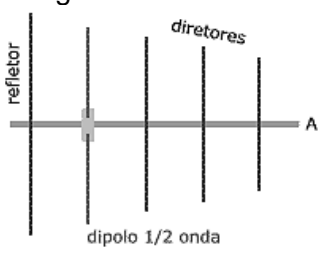
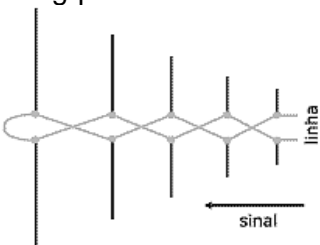
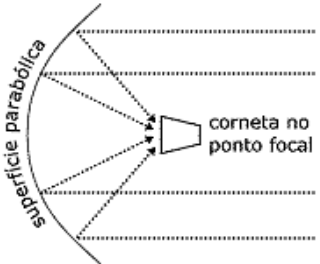
Classificação	Exemplos	Características	Frequência
Antenas de comprimento eléctrico pequeno	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Dipolo curto ▪ <i>Small loop</i> 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Baixa directividade ▪ Baixa resistência de entrada ▪ Elevada reactância de entrada ▪ Baixa eficiência de radiação 	VHF e inferiores
Antenas ressonantes	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Dipolo de meia onda ▪ <i>Microstrip patch</i> ▪ Yagi 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Ganho médio/baixo ▪ Impedância de entrada real ▪ Baixa largura de banda 	<p>Dipolo e Yagi: HF, VHF, UHF</p> <p><i>Microstrip patch:</i> UHF, SHF</p>
Antenas de banda larga	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Hélice ▪ Log-periódica 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Ganho médio/baixo, e constante ▪ Impedância de entrada real ▪ Elevada largura de banda 	VHF, UHF
Antenas de abertura	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Corneta ▪ Reflector (ex.: parabólica) 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Ganho elevado que aumenta com a frequência ▪ Largura de banda média 	UHF e superiores

Tabela 6 - Tipos de Antenas e principais características [22], [23]

2.2.5.1 – Patch (rectangular)

A *patch* é uma antena muito usada e bastante simples de se construir. Devido ao facto de ser extremamente dependente da constante dieléctrica do substrato, será muito útil para testar se um substrato está bem caracterizado ou não. Na Figura 20 é apresentado um esquema de uma *patch* rectangular com as respectivas dimensões.

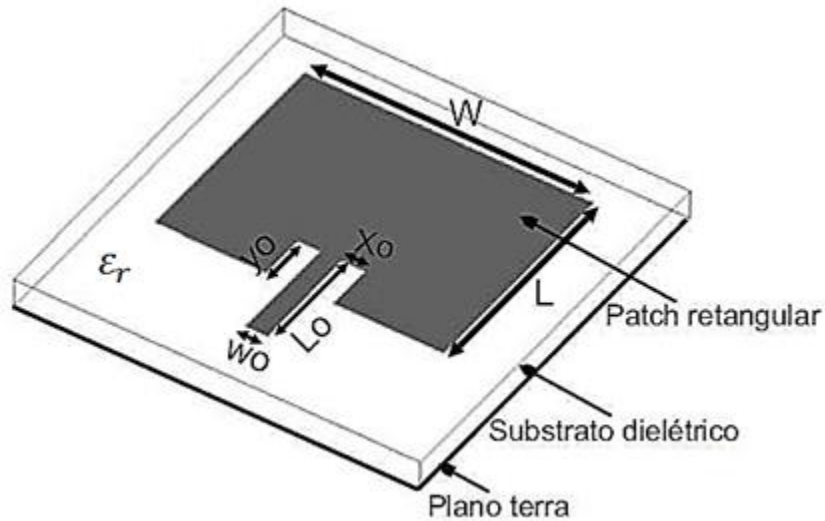


Figura 20 - Esquema de uma *patch* rectangular [24]

Para uma frequência de ressonância f_0 , as dimensões da *patch* são as seguintes [25]:

$$L = \frac{c}{2f_0\sqrt{\epsilon_{reff}}} - 2\Delta L \quad (2.14)$$

$$W = \frac{c}{2f_0} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.15)$$

O factor ΔL da eq.(2.14) surge devido ao efeito franja observável na Figura 21.

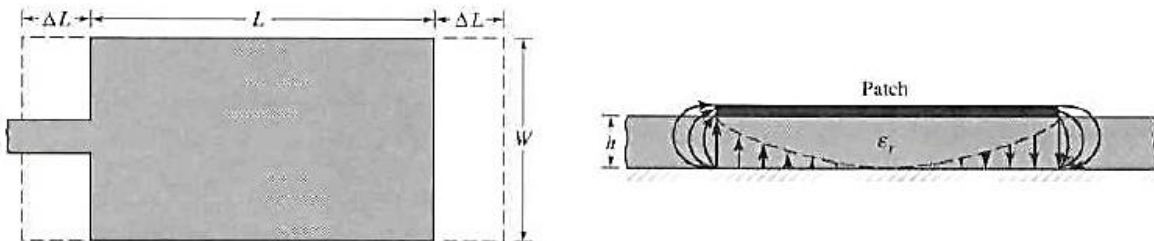


Figura 21 - Efeito franja numa *patch* [25]

O facto da estrutura ter comprimentos finitos, permite que os campos se propaguem para além do comprimento físico, considerando-se assim um comprimento eléctrico, superior ao comprimento físico, $L_{eff} = L + 2\Delta L$. Este desvio é dado por [25]:

$$\Delta L = 0.412h \frac{\epsilon_{reff} + 0.3}{\epsilon_{reff} - 0.258} \times \frac{\frac{W}{h} + 0.264}{\frac{W}{h} + 0.8} \quad (2.16)$$

Facilmente se conclui que este efeito é mais significativo para substratos mais grossos (h maior). A constante dieléctrica ϵ_{reff} , é uma constante efectiva, considerando o dieléctrico usado, mas também o ar, por onde o campo também se propaga. O seu valor é dado por [14]:

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-1/2} \quad (2.17)$$

A impedância de entrada da *patch* é dada por [14]:

$$R_{in}(y = y_0) = R_{in}(y = 0) \cos^2\left(\frac{\pi}{L}y_0\right) \quad (2.18)$$

Uma estimativa grosseira para a impedância de entrada em $y=0$ é [14]:

$$R_{in}(y = 0) = \frac{60\lambda_0}{W} \quad (2.19)$$

Não vale a pena apresentar estimativas mais precisas, pois estas apresentam equações mais complicadas e o resultado continuará a não ser exacto. O ideal será calcular y_0 através das duas equações anteriores, tendo em conta a impedância de entrada pretendida, simular a antena num simulador com esta primeira aproximação, e depois ajustar até ao objectivo pretendido.

Os diagramas de radiação típicos de uma *patch* encontram-se na Figura 22.

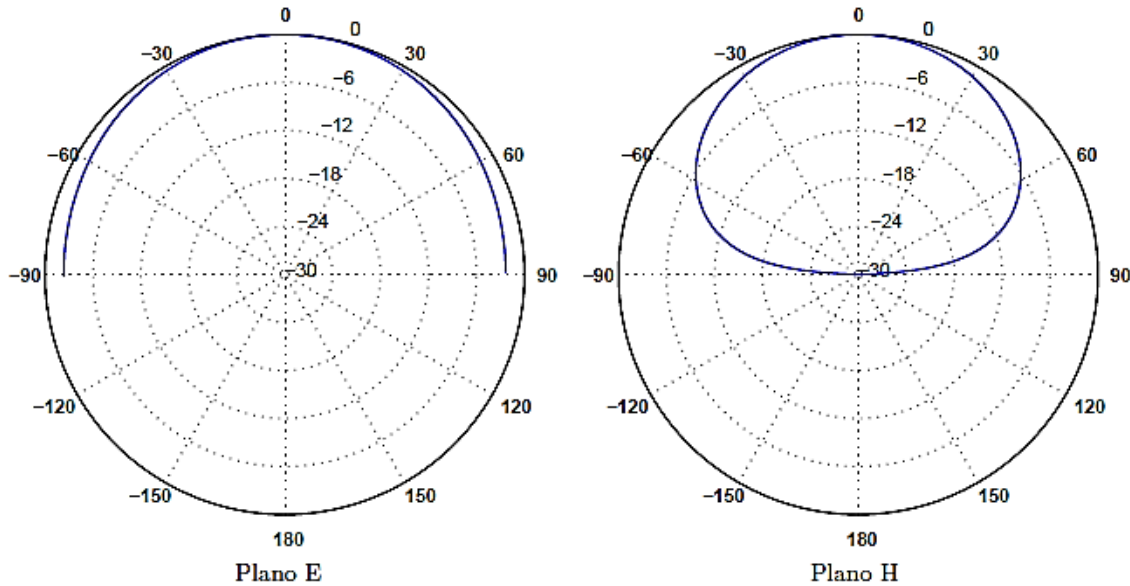


Figura 22 - Diagramas de radiação típicos de uma *patch* [14]

Da eq.(2.8), facilmente se conclui que a potência é radiada principalmente para a frente, na direcção transversal ao elemento radiante.

2.2.5.2 – Dipolo de meia onda

Para se obter uma antena que ressoe a um determinado comprimento de onda λ , pode-se produzir um dipolo de comprimento $\lambda/2$. Este encontra-se representado na Figura 23 assim como o módulo da tensão e da corrente ao longo deste. A desvantagem desta antena é o facto da impedância de entrada ser difícil de se ajustar directamente.

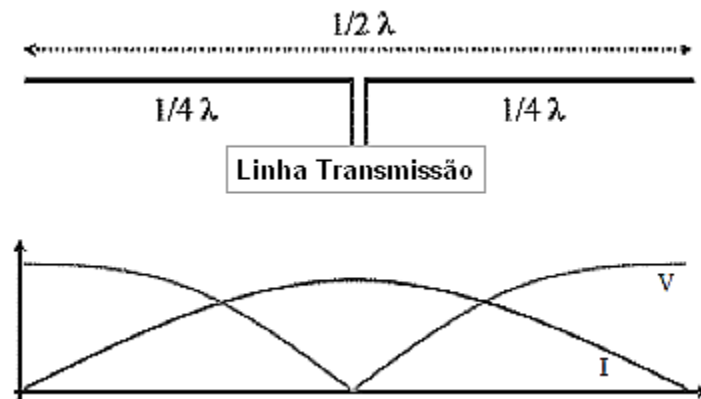


Figura 23 - Representação de um dipolo e respectivos módulos das curvas de tensão e corrente ao longo deste [23]

O diagrama de radiação do dipolo encontra-se representado na Figura 24 a 3D, e na Figura 25, onde se apresentam alguns cortes a 2D. Tendo em conta a posição da antena na figura, pode observar-se que potência é enviada principalmente para os lados do dipolo.

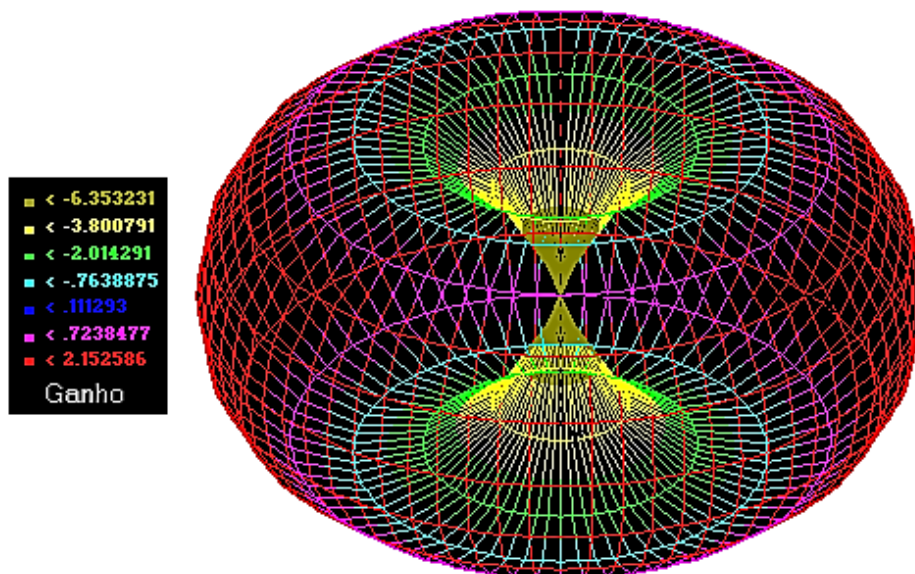


Figura 24 - Diagrama de radiação 3D do dipolo [26]

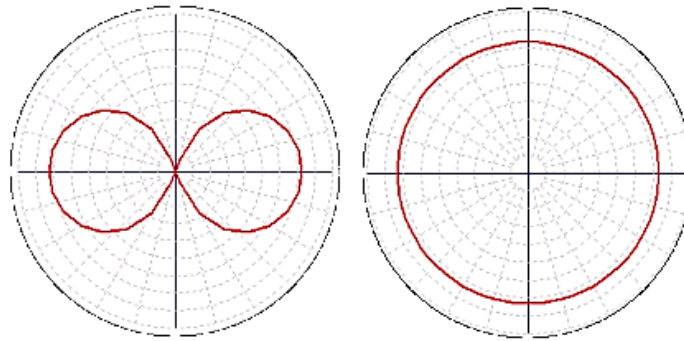


Figura 25 - Diagramas de radiação 2D em diferentes planos [26]

2.2.5.3 – Monopolo

Para haver ressonância em λ , a antena deveria ter um comprimento $\lambda/2$, no entanto o monopolo ressoa com um comprimento $\lambda/4$. Isto acontece pois existe um plano reflector, e considerando a fonte fictícia usada pela teoria das imagens, o monopolo comporta-se como se tivesse um comprimento $\lambda/2$, obtendo-se desta forma a ressonância pretendida. A Figura 26 representa esta situação.

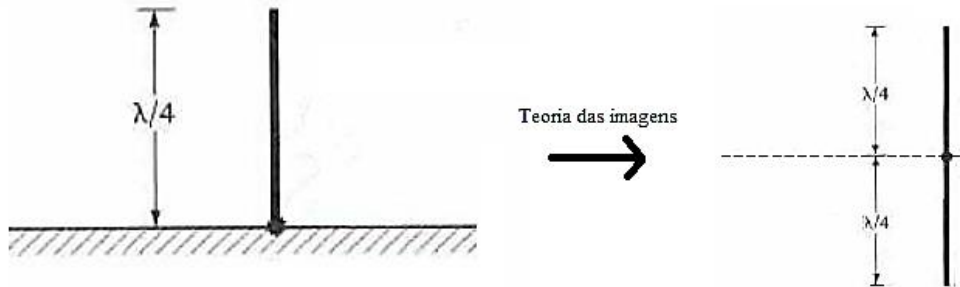


Figura 26 - Representação física e pela teoria das imagens de um monopolo [27]

O diagrama de radiação 3D do monopolo pode observar-se na Figura 27:

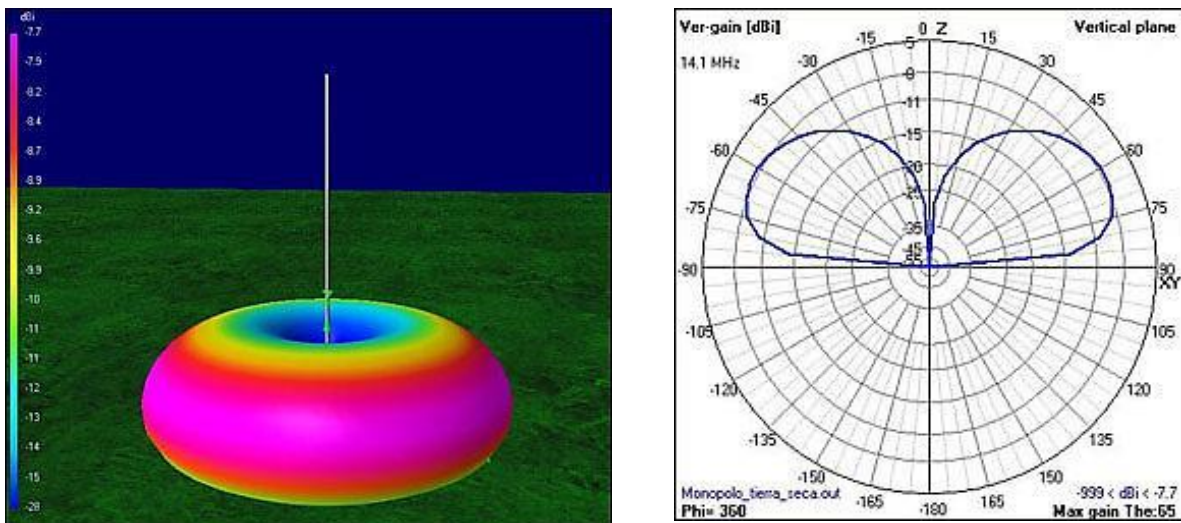


Figura 27 - Diagrama de radiação típico de um monopolo [28]

Num monopolo, tendo em conta a posição da Figura 27, a potência é emitida principalmente para os lados, e acima do plano reflector. Neste tipo de antena é difícil regular directamente a impedância de entrada tendo em conta um objectivo. Tal como no dipolo, é difícil de ajustar a impedância de entrada da antena directamente.

2.2.5.4 – Antenas RFID

Segue-se alguns exemplos de antenas usadas em RFID. No primeiro exemplo é também indicado algumas dimensões, para se perceber que tamanho tem as antenas para UHF. O objectivo passa por perceber qual o esquema típico de uma antena RFID e estratégias que eventualmente tenham sido usadas para contornar problemas.

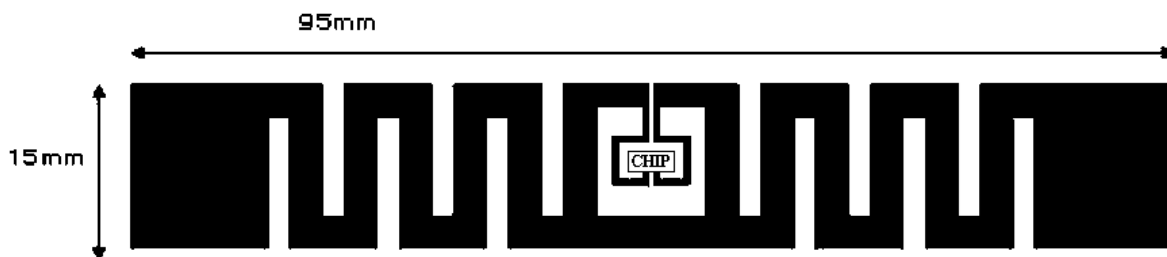


Figura 28 - Antena RFID com malha de adaptação e braços do dipolo largos [29]



Figura 29 - Antena RFID com malha de adaptação e braços do dipolo finos [30]

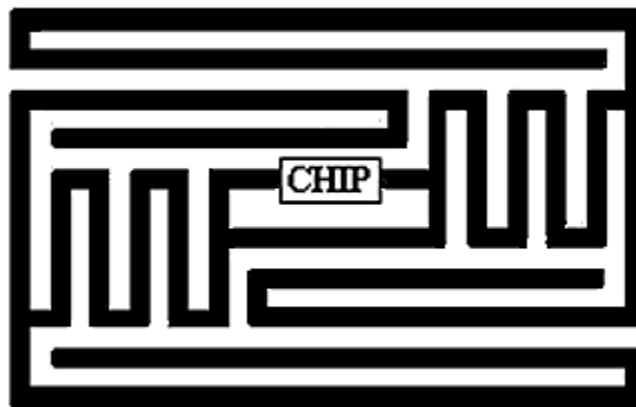


Figura 30 - Antena RFID com malha de adaptação e bastante compactada [31]

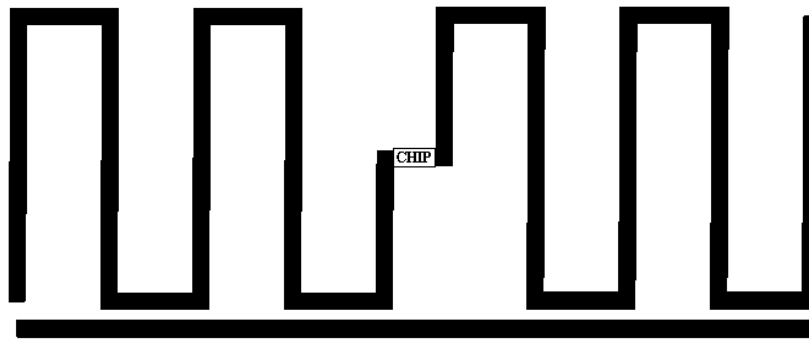


Figura 31 - Antena RFID sem malha de adaptação [32]

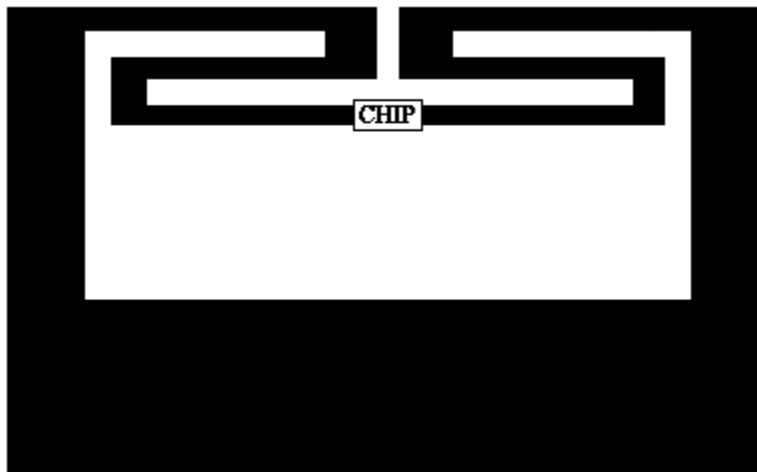


Figura 32 - Antena RFID com um menor número de ramos [29]

Os exemplos anteriores foram inspirados em dipolos. Observa-se que os braços do dipolo deixaram de ser rectos para tomarem a forma observada. Isto permite que a antena seja mais curta, apresentando uma dimensão mais reduzida. Outra coisa que se observa em alguns casos são formas aproximadamente rectangulares em torno do chip. Estes rectângulos são malhas de adaptação que permitem ajustar a impedância de entrada. Estas duas conclusões são de extrema importância, pois são técnicas úteis de se usar na construção de uma antena deste tipo.

Capítulo 3 - Métodos de caracterização electromagnética

Neste capítulo serão abordados alguns conceitos teóricos que serviram de base para a tomada de decisão relativamente ao que fazer e como fazer. Em primeiro lugar fala-se um pouco sobre cortiça e sobre as características de um dieléctrico, tal como a cortiça, com o objectivo de se perceber o que será necessário estudar. Depois são apresentados vários métodos existentes para que se possa escolher um que satisfaça diversos pressupostos, como precisão da medição ou recursos disponíveis.

3.1 – Cortiça

A cortiça é a casca do sobreiro. Devido à sua capacidade isolante é usada como matéria-prima na produção de rolhas, sendo portanto óptima para evitar fugas do líquido da garrafa [33].

3.1.1 – Como é produzida uma rolha de cortiça

Para se produzir uma rolha de cortiça passa-se pelas seguintes etapas básicas [33]:

- Extracção da prancha de cortiça do sobreiro (Figura 33);
- Cozedura das pranchas de cortiça para limpar e torná-la mais macia e elástica;
- Após deixar repousar algumas semanas, aparar as arestas e separar as pranchas por classes de qualidade;
- Realizar a brocagem: perfurar as tiras de cortiça para se obter os cilindros que serão as rolhas;
- Finalmente rectificar as dimensões, isto é, fazer novamente selecções de classes de qualidade e lavar as rolhas.



Figura 33 - Extração de uma prancha de cortiça do sobreiro [34]

A cortiça é muito usada em rolhas, tais como as da Figura 34, pois confere-lhe propriedades extremamente úteis. As características de uma rolha de cortiça são [33]:

- Leveza;
- Flexibilidade, elasticidade e compressibilidade;
- Impermeabilidade;
- Resistência à humidade;
- Reciclável e reutilizável.



Figura 34 - Rolhas de cortiça [35]

3.1.2 – Características dieléctricas

Um dieléctrico é um meio onde é possível produzir e manter um campo eléctrico, com auxílio de pouca ou mesmo nenhuma energia de uma fonte externa [36]. A cortiça será utilizada como dieléctrico num sistema que usa radiofrequência e onde estarão portanto envolvidos os campos eléctricos e magnéticos. Será importante conhecer as características do dieléctrico cortiça para saber se a sua utilização será viável ou não no sistema a implementar. As características mais importantes dos dieléctricos serão indicadas a seguir, sendo algumas delas estudadas no capítulo 4.

Permitividade dieléctrica [36]

A permitividade dieléctrica descreve como o campo eléctrico é afectado pelo material. A eq. (3.1) indica como se relaciona alguns dos principais termos.

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' = \varepsilon'[1 - j \tan(\delta)] = \varepsilon_0(1 + \chi_e) = \varepsilon_0 \varepsilon_R \quad (F/m) \quad (3.1)$$

A permitividade ε em geral é um valor complexo. Habitualmente é indicado, para um determinado material/meio, apenas a permitividade relativa e $\tan(\delta)$, pois ε_0 (permitividade no vazio) é uma constante fixa, tendo-se assim a mesma informação. O valor de ε' seria a permitividade do material caso este não tivesse perdas, sendo as perdas representadas pela parte imaginária, ou seja, por ε'' ou pela tangente de perdas:

$$\tan(\delta) = \frac{\omega\varepsilon'' + \sigma}{\omega\varepsilon'} \xrightarrow{\text{Altas Frequências}} \tan(\delta) \approx \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \quad (3.2)$$

As perdas por histerese são representadas por $\omega\varepsilon''$ enquanto que as perdas pela condutividade são representadas por σ . Como estes termos são indistinguíveis normalmente considera-se apenas uma condutividade efectiva total:

$$\sigma_{ef} = \omega\varepsilon'' + \sigma \quad (S/m) \quad (3.3)$$

A densidade de uma corrente relaciona-se com o campo eléctrico por:

$$J = \sigma E \quad (A/m^2) \quad (3.4)$$

Sabendo que uma corrente é:

$$I = \iint J \cdot dA \quad (A) \quad (3.5)$$

Então para um J independente de A:

$$I = JA \quad (A) \quad (3.6)$$

Sabe-se que um potencial entre dois pontos é:

$$V_B - V_A = - \int_A^B E \cdot dl \implies V = El \quad (V) \quad (3.7)$$

Logo uma condutividade pode ser determinada através de uma simples Lei de Ohm: aplica-se uma tensão V , mede-se a corrente I e calcula-se $R=V/I$. Depois é só utilizar a expressão (3.8) que se obteve da lei de Ohm e das equações (3.4), (3.6) e (3.7).

$$R = \frac{l}{\sigma A} \quad (\Omega) \quad (3.8)$$

As dimensão A e l representam uma área e um comprimento, respectivamente, e encontram-se representadas na Figura 35.

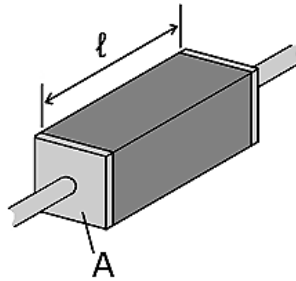


Figura 35 - Dimensões de uma resistência [37]

De notar que a condutividade varia com a temperatura, por exemplo pela expressão:

$$\frac{1}{\sigma} = \frac{1}{\sigma_0} [1 + \alpha(\theta - \theta_0)] \quad (\Omega m) \quad (3.9)$$

Onde α é o coeficiente de temperatura e σ_0 e θ_0 são valores conhecidos para referência.

A susceptibilidade dieléctrica do meio, χ_e , pode provocar uma diferença de fase entre a polarização eléctrica e o campo eléctrico.

Polarização eléctrica: $P_e = \varepsilon_0 \chi_e E \quad (C/m^2) \quad (3.10)$

Este vector é um reforço do vector deslocamento (em relação ao valor que teria sem dieléctrico) e tem origem no facto dos dipolos alinharem-se na presença de um campo eléctrico.

Vector deslocamento:

$$D = D_0 + P_e = \varepsilon_0 E + \varepsilon_0 \chi_e E = \varepsilon_0 (1 + \chi_e) E = \varepsilon E \quad (C/m^2) \quad (3.11)$$

A permitividade eléctrica dependerá portanto da frequência, temperatura, humidade e intensidade/orientação do campo eléctrico.

Permeabilidade Magnética [36]

Um material com permeabilidade magnética maior significa que é mais permeável à passagem de linhas de força ou linhas de indução, mede o “grau de facilidade” com que um fluxo magnético se estabelece no interior de um material. As linhas de força podem ser observadas por exemplo no caso da Figura 36.

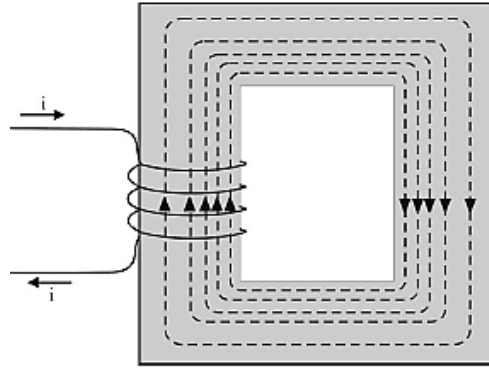


Figura 36 - Linhas induzidas num material [38]

A eq. (3.12) indica como se relaciona alguns dos principais termos.

$$\mu = \mu' - j\mu'' = \mu_0(1 + \chi_m) = \mu_0\mu_R \quad (H/m) \quad (3.12)$$

A permeabilidade magnética, μ , é em geral um valor complexo, sendo normalmente indicado para um determinado material apenas permeabilidade magnética relativa, μ_R . A permeabilidade no vazio é μ_0 . A parte real (μ') representa a permeabilidade de um material sem perdas, enquanto que a parte imaginária (μ'') representa as perdas magnéticas que poderão ser:

- Perdas no Cobre: efeito pelicular (corrente às altas frequências concentra-se na camada externa do condutor).
- Perdas no Ferro: perdas por histerese e perdas devido a correntes de Foucault (perdas por indução).

Na Figura 37 pode observar-se os efeitos num material quando ocorre a presença de um campo magnético.

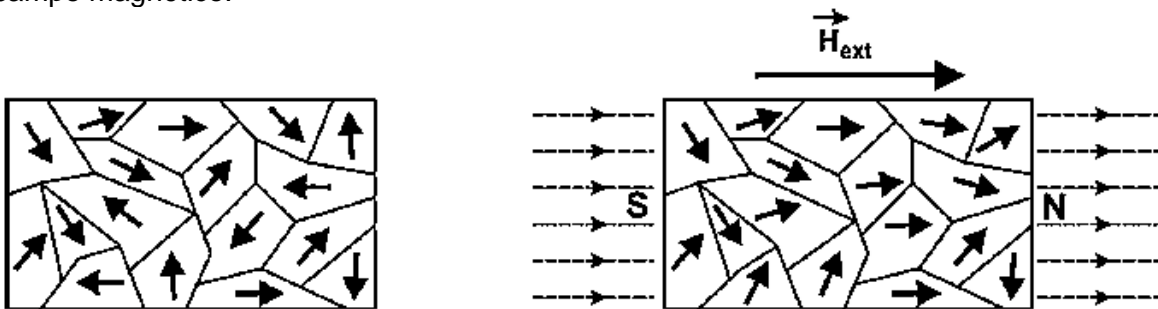


Figura 37 - Domínios de um material não magnetizado (à esquerda) e magnetizado (à direita) [38]

É devido a este fenómeno que ocorre as perdas por histerese, pois existem domínios com uma certa polarização que se reorientam na presença do campo magnético externo. Na Figura 38 pode-se observar alguns ciclos de histerese e na Figura 39 pode observar-se a histerese magnética com maior pormenor.

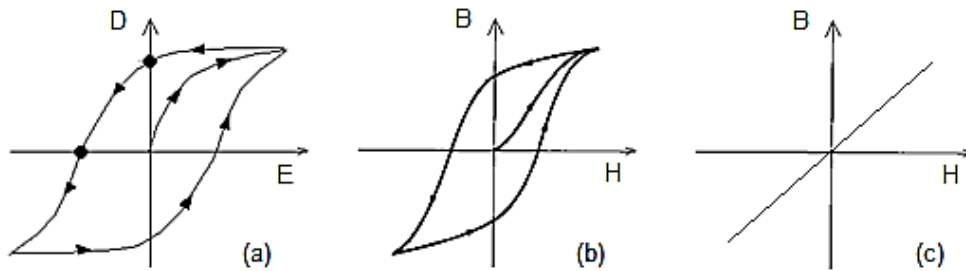


Figura 38 – Ciclo de Histerese Eléctrica (a), Ciclo de Histerese Magnética (b) e Ciclo de Histerese Magnética num material com poucas perdas por Histerese (c) [36]

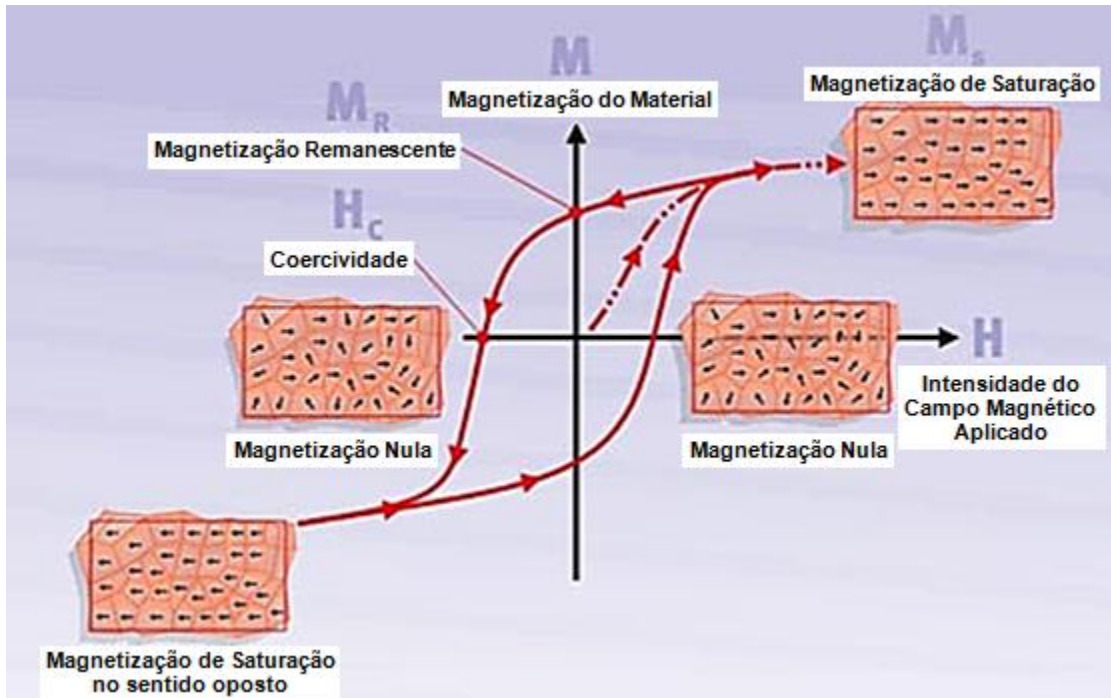


Figura 39 - Observação pormenorizada da Histerese Magnética [39]

É a susceptibilidade magnética do meio, χ_m , que pode provocar uma diferença de fase entre a polarização magnética e o campo magnético.

$$\text{Polarização magnética: } P_m = \mu_0 \chi_m H \quad (\text{Wb/m}^2) \quad (3.13)$$

Este vector representa um reforço do vector densidade do fluxo magnético (também conhecido por vector indução magnética), em relação a uma situação sem dieléctrico.

Vector Indução Magnética:

$$B = B_0 + P_m = \mu_0 H + \mu_0 \chi_m H = \mu_0 (1 + \chi_m) H = \mu H \quad (\text{Wb/m}^2) \quad (3.14)$$

Como seria de esperar, o vector indução magnética que é uma densidade de fluxo magnético que vem em Wb/m^2 ou simplesmente em Tesla (T).

Rigidez Dielétrica [40]

A rigidez dielétrica é definida como o campo eléctrico para o qual se dá a ruptura do isolante, ou seja, o isolante passa a conduzir bruscamente destruindo o dielétrico (exemplo: raios de uma trovoadas). Depende de muitos factores como a espessura do isolante, formas dos eléctrodos, frequência, número de aplicações da tensão por unidade de tempo, temperatura ou humidade. A rigidez dielétrica de um material pode ser dada por exemplo em kV/cm.

Resistência de Isolamento [40]

O dielétrico impede (não totalmente) a passagem de corrente. Se for aplicada uma tensão V ao dielétrico e este for atravessado por uma corrente I , então: $R_{\text{ISOL}} = V/I$.

Efeito Corona [40]

O gás entre duas placas nas quais se aplicou uma tensão demasiadamente elevada sofre ionização. Naturalmente este fenómeno não é importante para o estudo da cortiça, mas é importante sabê-lo para avaliar alguma situação inesperada, visto que o ar é um dielétrico que está em todo lado.

Absorção Dielétrica [41]

É uma tensão que fica retida devido à polarização do dielétrico. Por exemplo se um condensador estiver a carregar durante um longo tempo, ficará uma tensão residual caso este seja brevemente descarregado.

Outros [40]

As perdas no dielétrico devido ao efeito Joule fazem o dielétrico aquecer ligeiramente. O ângulo/factor de perdas dielétrico reflecte o facto de parte da corrente estar em fase com a tensão. Estes fenómenos já são contabilizados na permitividade de um dielétrico.

Será de ter em conta ainda a resistência superficial e a rigidez dielétrica superficial. A acumulação de humidade e poeiras na superfície dos dielétricos permite que haja um novo caminho para a passagem de corrente o que poderá afectar as características de um sistema.

Tabela com exemplos:

	ϵ_R	μ_R
Ar	1,0006	1,000000
Água	81	0,999991
Madeira	2.5 a 8	0.9999995

Tabela 7 - Valores da permitividade e da permeabilidade para alguns materiais [42]

O ar está sempre presente, é habitual haver humidade nos materiais e a madeira é dos materiais conhecidos, aquele que se espera ter maior semelhança com a cortiça, embora diferentes. Será útil conhecer estes valores pois permitem comparar, dentro do possível, se faz sentido ou não os valores obtidos aquando da caracterização da cortiça.

3.2 – Métodos de caracterização existentes

Para caracterização de um dielétrico poder-se-á recorrer a diferentes métodos. As ondas propagam-se em diferentes meios como guias de onda, linhas de transmissão ou espaço livre. Um conjunto de métodos para caracterização dielétrica baseia-se na medição dos parâmetros S. Quer através de cálculo analítico/numérico, quer por recurso a *software*, pode caracterizar-se o dielétrico. A medição da impedância característica de uma determinada linha de transmissão, conhecida a relação $Z_0(\epsilon)$ é outro método possível. Em espaço livre tipicamente recorre-se a um *software* pois a montagem é de difícil calibração e já existem *softwares* que fazem quase tudo automaticamente, facilitando bastante o processo. Outra alternativa é utilizar uma componente discreta, o condensador, onde através da medição da sua capacidade pode obter-se directamente a constante dielétrica. As diversas técnicas também podem ser classificadas como ressonantes ou não ressonantes. A seguir serão indicados alguns dos métodos com maior detalhe.

3.2.1 – Utilizando Guias de Onda

Um guia de onda é uma estrutura física que guia ondas electromagnéticas, como um condutor oco ou um condutor preenchido por um dielétrico. Estes propagam os modos TE ou TM. O modo TEM não existe isoladamente, quanto muito se considera a existência de uma combinação linear de frentes de onda TEM [43]. Utiliza-se para frequências acima de 1GHz, tem maior capacidade de transmissão de potência e menor atenuação que as linhas de transmissão [44]. Alguns exemplos de guias de ondas podem ser observados na Figura 40.

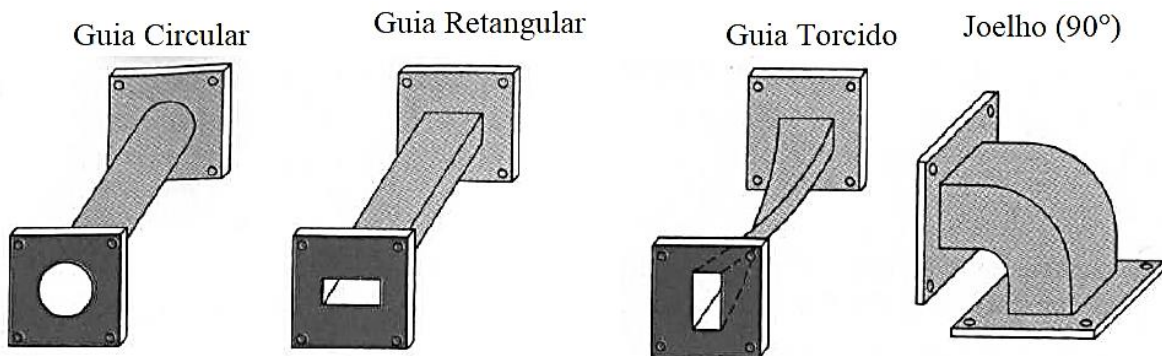


Figura 40 - Exemplos de guias de onda [44]

3.2.1.1 – Guias de Onda Rectangulares

Os guias de onda rectangulares apresentam uma secção transversal rectangular tal como ilustrado na Figura 41. Serão a seguir apresentados dois métodos que recorrem a guias de onda rectangulares.

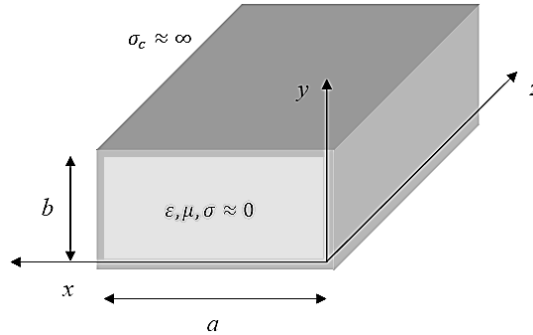


Figura 41 - Guia de onda rectangular [45]

a. Introdução de uma amostra no guia [46]

Neste método é introduzido uma amostra do dieléctrico em estudo no guia de onda tal como indicado na Figura 42 (a). O problema deste método é que só é utilizável para amostras bastante finas (espessura τ tipicamente de 0.3mm), sendo portanto difícil de se usar com a cortiça. Na Figura 42 (b) é apresentado uma possível montagem para executar o método.

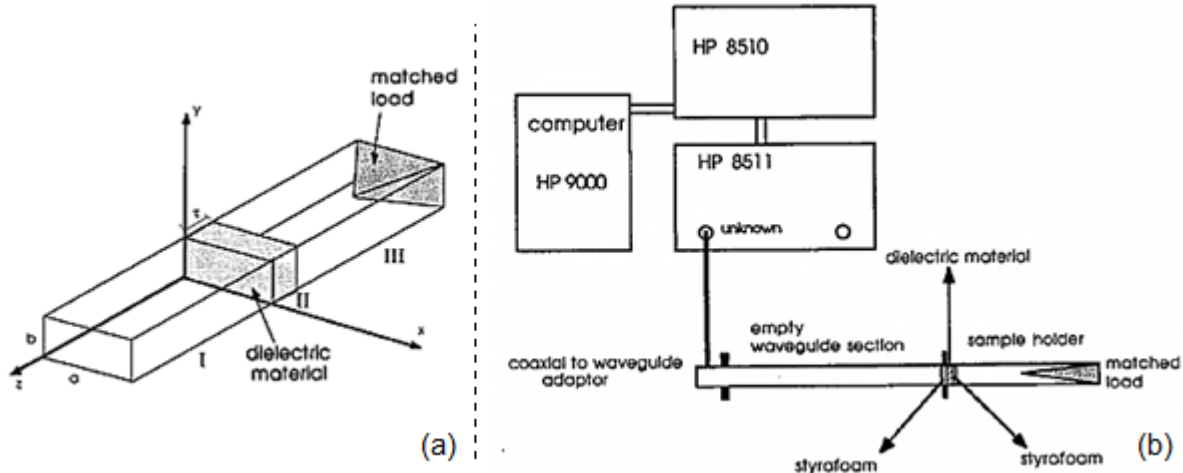


Figura 42 - Guia de onda com amostra do dieléctrico (a) e possível montagem [46]

Para uma gama de 1.5GHz a 12GHz, a permitividade dieléctrica é:

$$\epsilon = \frac{1 - \left[1 - \frac{1}{2} \left(\frac{\lambda}{a} \right)^2 - j\tau k_z \left(\frac{\lambda}{2a} \right)^2 - j \frac{2k_z}{\tau k^2} \right] \Gamma}{1 + (1 + j\tau k_z) \Gamma} \quad (3.15)$$

Sendo Γ o coeficiente de reflexão, 'a' o valor de uma das dimensões do guia, λ o comprimento de onda e:

$$\bullet \quad k = \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad (3.16)$$

$$\bullet \quad k_z = \frac{\pi}{\lambda a} \sqrt{4a^2 - \lambda^2} \quad (3.17)$$

- $\lambda_0 = \text{comprimento de onda em espaço livre}$

b. Método da Cavidade Ressonante [47]

No método da cavidade ressonante é introduzido no guia uma amostra tal como se pode observar na Figura 43 (a). A parte real da constante dielétrica pode ser obtida da variação da frequência de ressonância (com e sem amostra) e a parte imaginária da variação do factor de qualidade.

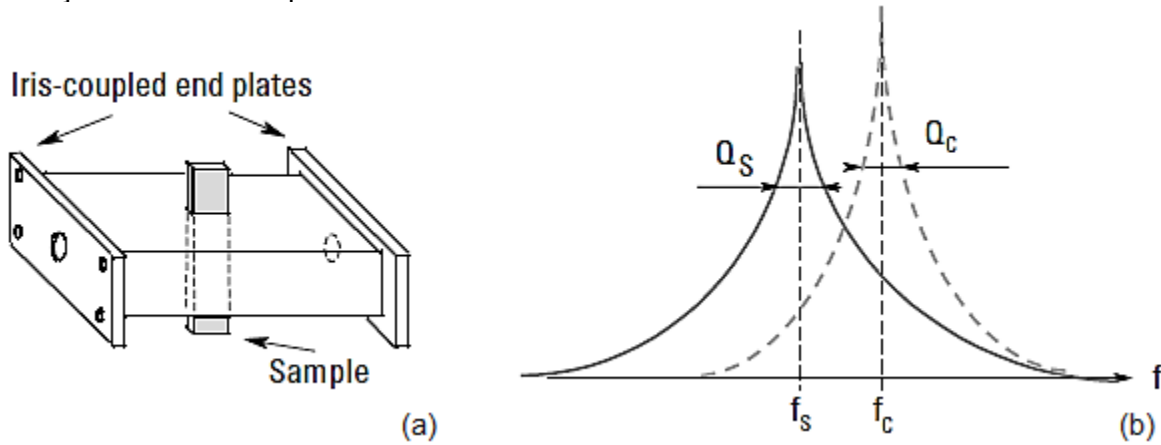


Figura 43 - Guia de onda com amostra (a) e Curvas típicas da transmissão, com e sem a amostra no guia (b) [47]

Tendo em conta a Figura 43 (b), valor da constante dielétrica será obtido a partir das equações:

$$\epsilon_R' = \frac{V_c(f_c - f_s)}{2V_s f_s} + 1 \quad (3.18)$$

$$\epsilon_R'' = \frac{V_c}{4V_s} \left(\frac{1}{Q_s} - \frac{1}{Q_c} \right) \quad (3.19)$$

Onde Q_s e Q_c são respectivamente os factores de qualidade com e sem amostra na cavidade, f_s e f_c são as frequências de ressonância, e V_s e V_c são os respectivos volumes da amostra e da cavidade vazia.

3.2.1.2 – Guias de Onda Circulares

Os guias de onda circulares apresentam uma secção transversal circular tal como ilustrado na Figura 44. Será a seguir apresentado um método ressonante que recorre a este tipo de guias.

a. Método da Cavidade Ressonante [47], [48]

Este método é semelhante ao método ressonante que foi referido anteriormente para o caso de guias de onda rectangulares. Contudo, as equações apresentadas serão diferentes.

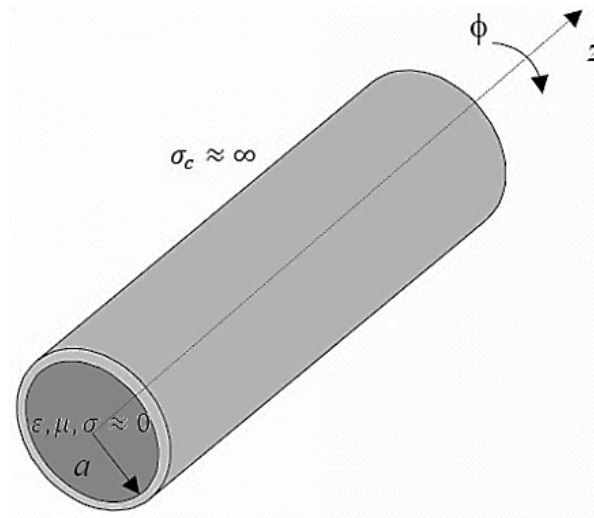


Figura 44 - Guia de onda circular [45]

Sabe-se que: $\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon''$ (3.20)

Recorrendo ao método da cavidade ressonante, o que se faz é observar curvas da transmissão em função da frequência obtida, com e sem a amostra do dielétrico do qual se pretende medir as suas características. Utiliza-se ainda um dielétrico conhecido do qual se sabe as suas características para se poder comparar. Sabendo que ε' varia com a variação das frequências de ressonância e que ε'' varia com a variação dos factores de qualidade, será possível determinar o ε . Usando por exemplo o teflon para comparação, obtém-se, para uma certa amostra, o gráfico da Figura 45.

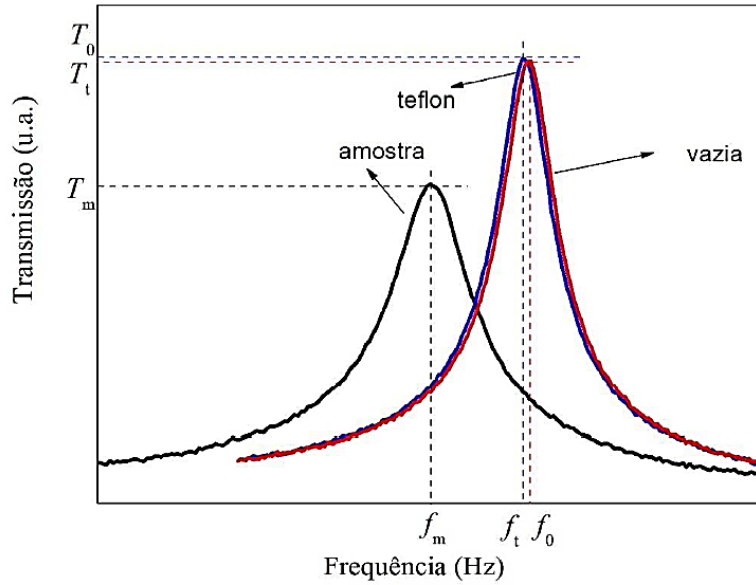


Figura 45 - Curvas usando como exemplo o teflon e uma amostra desconhecida [48]

A parte real e imaginária da permitividade dielétrica da amostra poder-se-á calcular através das expressões:

$$\varepsilon' = \frac{f_0 - f_m}{f_0 - f_t} (\varepsilon_t' - 1) + 1 \quad (3.21)$$

$$\varepsilon'' = \sqrt{\frac{T_t}{T_m} \frac{\sqrt{T_0} - \sqrt{T_m}}{\sqrt{T_0} - \sqrt{T_t}}} \varepsilon_t'' \quad (3.22)$$

Onde f_0 , f_m e f_t são as frequências de ressonância, T_0 , T_m e T_t a transmissão, respectivamente da cavidade em vazio, com a amostra, e com um material de constante dielétrica conhecida, cujo valor é $\varepsilon_t' - j \varepsilon_t''$.

3.2.2 – Utilizando Linhas de Transmissão

As linhas de transmissão são estruturas de dois ou mais condutores, onde o modo TEM é propagado [43]. É possível transmitir-se desde DC até altas frequências. A desvantagem da utilização destas é não serem tão eficientes na transmissão de potência, comparativamente com os guias de onda [44]. Na Figura 46 observa-se o modelo de uma linha. Esta é constituída por um conjunto de parâmetros distribuídos e o seu modelo é de extrema importância caso se pretenda usar um método de caracterização dielétrica baseado em linhas de transmissão.

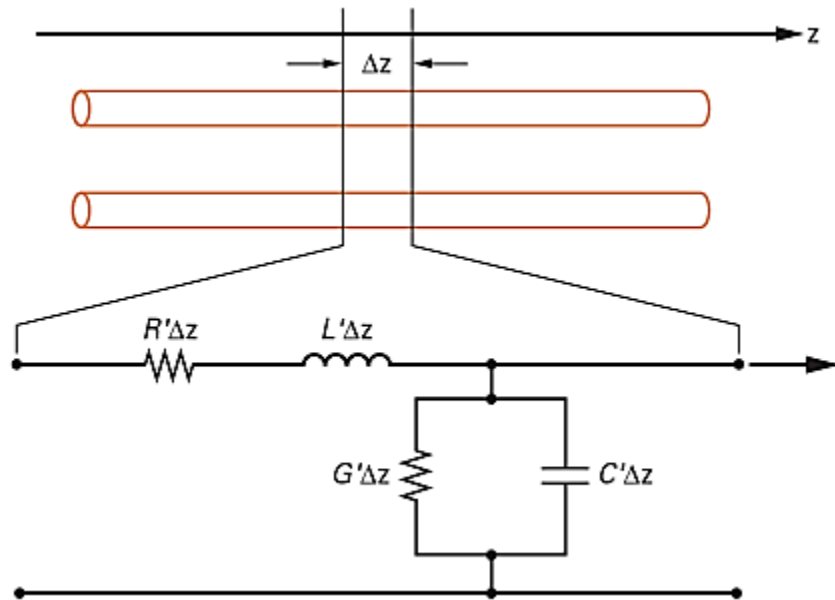


Figura 46 - Linhas de transmissão: conjunto de elementos distribuídos [49]

Os valores de tensão, corrente e impedância variam ao longo da linha. Estes valores são em geral representados por fasores tal como ilustrado na Figura 47. Existem várias relações matemáticas importantes entre esses valores e das quais surgem alguns conceitos importantes, como por exemplo o conceito de coeficiente de reflexão, que permite saber se uma carga está ou não adaptada à linha. As principais relações e os principais conceitos são indicados pelas equações (3.23) a (3.32).

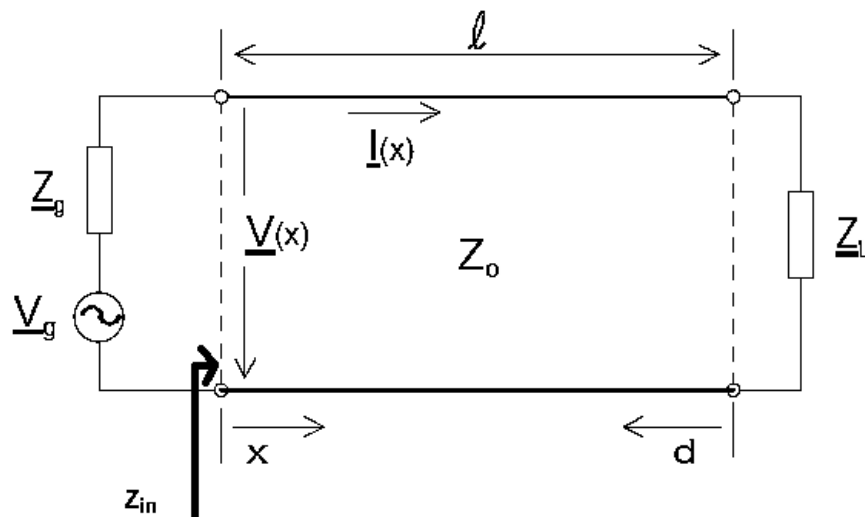


Figura 47 - Representação gráfica das diversas variáveis de uma linha de transmissão

Para a linha de transmissão representada, tem-se que:

- $Z = R + j\omega L \quad (\Omega/m) \quad (3.23)$

- $Y = G + j\omega C \quad (S/m) \quad (3.24)$

- Impedância Característica: $Z_0 = \sqrt{Z/Y} \quad (\Omega) \quad (3.25)$

- Constante de Propagação: $\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{ZY} \quad (m^{-1}) \quad (3.26)$

- Constante de Atenuação: α (Neper/m), com 1 Neper = 8.686 dB

- Constante de fase: $\beta = 2\pi/\lambda \quad (rad/m) \quad (3.27)$

- Coeficiente de Reflexão: $\rho(d) = \rho_L e^{-2\gamma d}$, com $\rho_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (3.28)$

- Tensão: $V(x) = \frac{V_g}{2} e^{-\gamma x} (1 + \rho_L e^{-2\gamma l} e^{+2\gamma x}) \quad (V) \quad (3.29)$

- Corrente: $I(x) = \frac{V_{inc}}{Z_0} - \frac{V_{ref}}{Z_0} \quad (A) \quad (3.30)$

- Voltage Standing Wave Ratio: $VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + |\rho_L| e^{-2\alpha d}}{1 - |\rho_L| e^{-2\alpha d}} \quad (3.31)$

- Impedância vista de um ponto: $Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh(\gamma l)}{Z_0 + Z_L \tanh(\gamma l)} \quad (\Omega) \quad (3.32)$

3.2.2.1 – Linhas de Transmissão Impressas

Um método para se determinar a constante dielétrica é através de linhas de transmissão impressa. A vantagem deste método é a facilidade com que as linhas podem ser construídas e ainda a facilidade com que os seus parâmetros S podem ser medidos num analisador de redes. Existem métodos ressonantes, por exemplo comparando uma linha do substrato em estudo, com outra linha de um substrato conhecido. Medindo as frequências de ressonância das duas linhas, é possível obter-se a constante dielétrica desconhecida. Isto implicaria ter duas linhas exactamente iguais, sendo difícil na prática.

Neste subcapítulo optou-se por apresentar as equações que relacionam a impedância característica de uma linha com a constante dielétrica do substrato. O objectivo passa por medir essa impedância característica na prática, e depois calcular ϵ_r . São apresentados três tipos de linhas, *microstrip*, *stripline* e coplanares.

a. *Microstrip* [50]

Uma linha *microstrip* tem dois condutores, um como plano de massa na superfície inferior do substrato, e o outro condutor na superfície superior, tal como o ilustrado na Figura 48, bem como as suas principais dimensões.

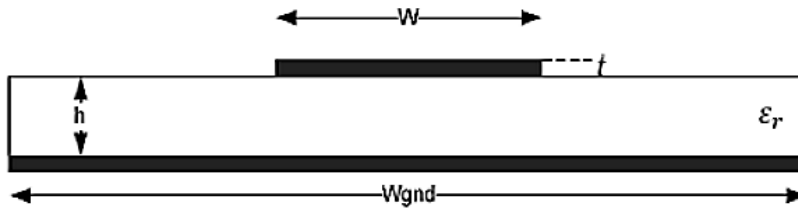


Figura 48 - Representação de uma linha *microstrip* [51]

A impedância característica de uma linha *microstrip* é dada pela seguinte equação:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} \ln \left[\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right], & \frac{w}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{reff}} \left(\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left[\frac{W}{h} + 1.444 \right] \right)}, & \frac{w}{h} > 1 \end{cases} \quad (3.33)$$

Onde W e h são as dimensões da linha representadas na Figura 48 e ϵ_{reff} a permitividade dielétrica relativa efectiva. É possível isolar o termo ϵ_{reff} , obtendo-se:

$$\epsilon_{reff} = \begin{cases} 3600 \left(\frac{\ln \left[\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right]}{Z_0} \right)^2, & \frac{w}{h} \leq 1 \\ \left[\frac{120\pi}{Z_0 \left(\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left[\frac{W}{h} + 1.444 \right] \right)} \right]^2, & \frac{w}{h} > 1 \end{cases} \quad (3.34)$$

Sabendo ε_{reff} e conhecendo a sua relação com a constante dielétrica, poder-se-á recorrer das equações (3.35) a (3.37), para se obter o valor desta.

$$\varepsilon_{reff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} F - C \Leftrightarrow \varepsilon_r = \frac{2(\varepsilon_{reff} + C) + F - 1}{F + 1} \quad (3.35)$$

Com:

$$F = \begin{cases} \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h}\right)^2, & \frac{W}{h} \leq 1 \\ \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}}, & \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (3.36)$$

$$C = \frac{\varepsilon_r - 1}{4.6} \frac{t}{\sqrt{W/h}} \quad (3.37)$$

Onde t é a espessura do condutor, normalmente bastante pequena, tornando C desprezável. Como as dimensões físicas são finitas, e diferente das dimensões eléctricas devido ao efeito franja, costuma-se substituir W , por um W_{eff} dado por:

$$W_{eff} = \begin{cases} W + \frac{t}{\pi} \left(1 + \ln \frac{2h}{t}\right), & W/h > \frac{1}{2}\pi \\ W + \frac{t}{\pi} \left(1 + \ln \frac{4\pi W}{t}\right), & W/h \leq \frac{1}{2}\pi \end{cases} \quad (3.38)$$

b. Stripline [51]

Uma *stripline* apresenta a estrutura representada na Figura 49. Para esta linha, as equações que a caracterizam não recorrem ao conceito de constante dielétrica efectiva, pois as duas camadas de condutor em ambas as superfícies do substrato fazem com que o campo esteja praticamente todo confinado dentro da linha, e não a propagar-se no ar.

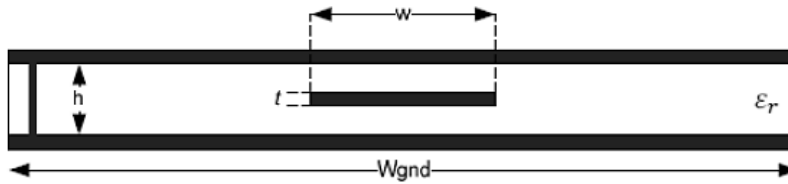


Figura 49 - Representação de uma linha *stripline* [51]

A impedância característica da *stripline* é dada pela equação:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_R}} \ln \left[1 + \frac{4h}{\pi W'} \left(\frac{8h}{\pi W'} + \sqrt{\left(\frac{8h}{\pi W'}\right)^2 + 6.27} \right) \right] \quad (3.39)$$

Onde:

$$w' = w + \Delta w \quad (3.40)$$

$$\frac{\Delta w}{t} = \frac{1 - \frac{1}{2} \ln \left[\left(\frac{1}{\frac{2h}{t} + 1} \right)^2 + \left(\frac{1}{4\pi \left(\frac{w}{t} + 1.1 \right)} \right)^m \right]}{\pi} \quad (3.41)$$

$$m = \frac{6}{3 + \frac{2t}{h}} \quad (3.42)$$

Sendo w e h as dimensões da linha que se encontram na Figura 49 e t a espessura do condutor.

c. Linhas Coplanares [51]

Serão apresentadas duas estruturas diferentes de linhas coplanares, a estrutura da Figura 50 e da Figura 51. A diferença entre as duas reside no facto da superfície inferior do dieléctrico, estar ou não coberta por um plano condutor.

Sem plano de massa na superfície inferior:

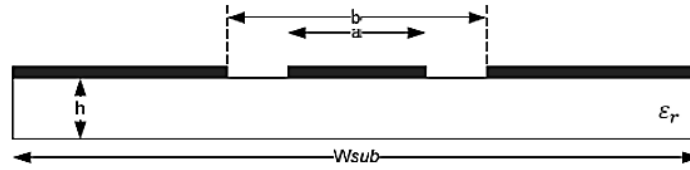


Figura 50 - Representação de uma linha coplanar sem plano de massa na superfície inferior [51]

A impedância característica desta coplanar é dada pela seguinte equação:

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} \frac{K(k_1')}{K(k_1)} \quad (3.43)$$

Onde:

$$\epsilon_{reff} = 1 + \frac{\epsilon_R - 1}{2} \frac{K(k_2) K(k_1')}{K(k_2') K(k_1)} \quad (3.44)$$

$$\begin{cases} k_1 = \frac{a}{b} \\ k_2 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi a}{4h}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi b}{4h}\right)} \end{cases} \quad (3.45)$$

E k_1' e k_2' dados por (3.50).

Com plano de massa na superfície inferior:

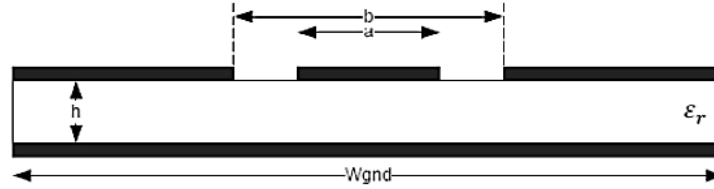


Figura 51 - Representação de uma linha coplanar com plano de massa na superfície inferior [51]

A impedância característica desta coplanar é dada pela seguinte equação:

$$Z_0 = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} \frac{1}{\frac{K(k_1)}{K(k_1')} + \frac{K(k_2)}{K(k_2')}}} \quad (3.46)$$

Onde:

$$\epsilon_{reff} = \frac{1 + \epsilon_R \frac{K(k_1')}{K(k_1)} \frac{K(k_2)}{K(k_2')}}{1 + \frac{K(k_1')}{K(k_1)} \frac{K(k_2)}{K(k_2')}}} \quad (3.47)$$

$$\begin{cases} k_1 = \frac{a}{b} \\ k_2 = \frac{\tanh\left(\frac{\pi a}{4h}\right)}{\tanh\left(\frac{\pi b}{4h}\right)} \end{cases} \quad (3.48)$$

E k_1' e k_2' dados por (3.50).

A função $K(k)$ é um integral elíptico completo de primeiro tipo. Uma aproximação será:

$$\frac{K(k)}{K(k')} = \begin{cases} \frac{\pi}{\ln\left(2 \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}}\right)} & 0 \leq k \leq 1/\sqrt{2} \\ \frac{\pi}{\ln\left(2 \frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}}\right)} & 1/\sqrt{2} \leq k \leq 1 \end{cases} \quad (3.49)$$

$$\text{Onde } k' = \sqrt{1 - k} \quad (3.50)$$

3.2.2.2 – Cabos

Existem linhas de transmissão que são muito usadas no dia-a-dia como cabos de diversos aparelhos electrónicos. Dois desses tipos de cabo são o cabo bifilar e o cabo coaxial. Estes também têm uma impedância característica que poderia ser medida e usada para determinar a constante dieléctrica. Existem ainda outros métodos que utilizam o cabo coaxial e que serão aqui apresentados.

a. Cabo Bifilar: Medição de Z_0 [43]

São linhas balanceadas, utilizadas quando é necessário características idênticas nos dois condutores como se observa na Figura 52 (a). Na Figura 52 (b) também se pode observar a representação dos campos (eléctrico e magnético). Esta linha é pouco imune ao ruído e não pode ser usada a frequências demasiadamente altas (acima dos 215MHz).

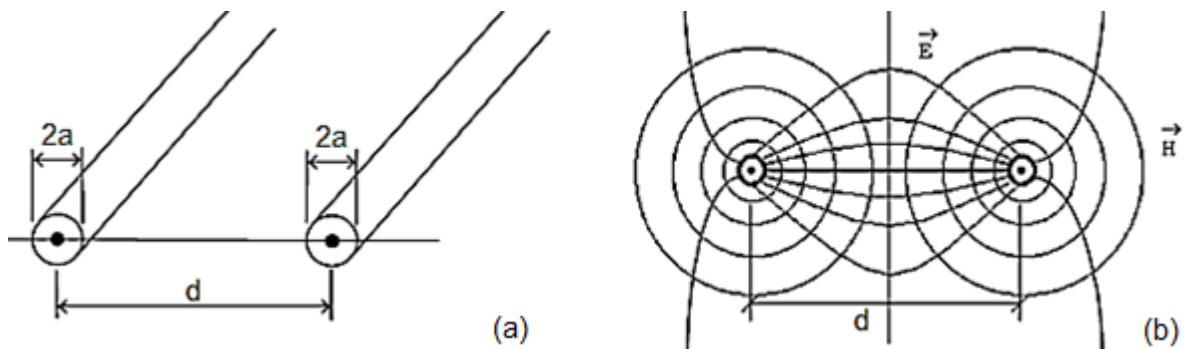


Figura 52 - Representação física do cabo bifilar (à esquerda) e dos campos (à direita) [43]

É habitual existir um dieléctrico a envolver os dois condutores como se observa na Figura 53, nomeadamente plástico, pois é um bom isolante, protegendo as pessoas que manuseiam o cabo e protegendo o próprio cabo.

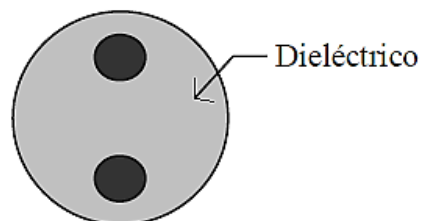


Figura 53 - Cabo bifilar com um dieléctrico

A impedância característica pode ser determinada recorrendo à eq. (3.25) e ainda às eq. (3.51) a (3.54) [52].

$$C = \frac{\pi \varepsilon}{\operatorname{arccosh}\left(\frac{d}{2a}\right)} \quad (F/m) \quad (3.51)$$

$$L = \frac{\mu}{\pi} \operatorname{arccosh}\left(\frac{d}{2a}\right) \quad (H/m) \quad (3.52)$$

$$R = \frac{1}{\pi a \delta \sigma_c} \quad (\Omega/m) \quad (3.53)$$

$$G = \frac{\pi \sigma}{\operatorname{arccosh}\left(\frac{d}{2a}\right)} \quad (S/m) \quad (3.54)$$

Onde σ_c e δ são respectivamente a condutividade e a profundidade de penetração do condutor.

b. Cabo Coaxial: Medição de Z_0 [43]

Estas linhas não são balanceadas, no entanto têm um desempenho muito melhor em termos de ruído, pois o condutor exterior, que se pode observar na Figura 54, serve de “blindagem” ao condutor interior. Este tipo de linhas podem ser usadas para frequências muito altas e para longas distâncias.

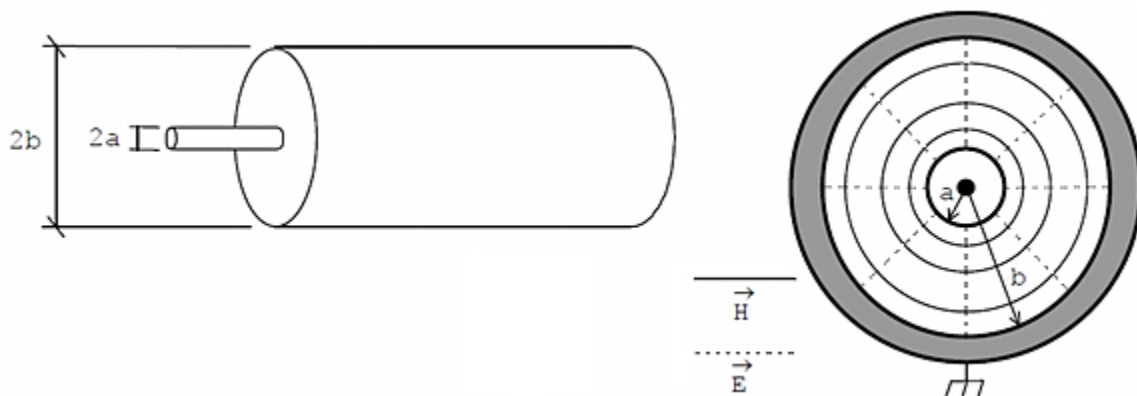


Figura 54 - Representação do cabo coaxial, com vista lateral (à esquerda) e vista de frente (à direita) [43]

Uma das maneiras de se determinar a constante dielétrica é através da medição da impedância característica. Depois é só aplicar a eq. (3.25) e as eq. de (3.55) a (3.58).

$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\ln\left(\frac{b}{a}\right)} \quad (F/m) \quad (3.55)$$

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{b}{a}\right) \quad (H/m) \quad (3.56)$$

$$R = \frac{1}{2\pi\delta\sigma_c} \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b}\right) \quad (\Omega/m) \quad (3.57)$$

$$G = \frac{2\pi\sigma}{\ln\left(\frac{b}{a}\right)} \quad (S/m) \quad (3.58)$$

Onde σ_c e δ são respectivamente a condutividade e a profundidade de penetração do condutor.

c. Sonda coaxial [47]

Este método consiste em mergulhar uma das pontas do cabo coaxial no líquido ou colocá-la em contacto com a superfície do dieléctrico sólido do qual se pretende medir as características, tal como ilustrado na Figura 55. Os campos serão afectados por essa amostra do dieléctrico e através da medição do S_{11} pode-se determinar a constante dieléctrica.

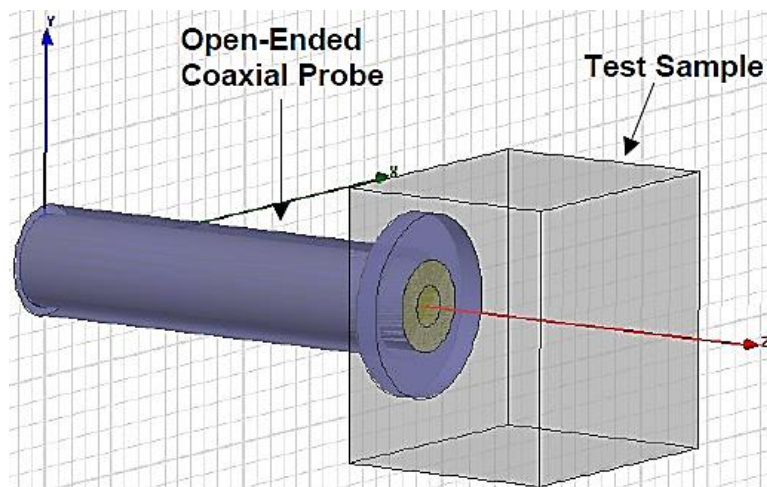


Figura 55 - Cabo coaxial utilizado como sonda, em contacto com o dieléctrico a estudar [53]

Para este método pode usar-se por exemplo o kit 85070E que inclui o *software* necessário e a sonda coaxial. Será ainda necessário um computador para controlar o Analisador de Redes, ou caso este seja compatível, pode instalar-se o *software* directamente neste. Antes das medições é necessário realizar a calibração recorrendo a

padrões de valores conhecidos, no entanto continuará a haver fontes de erro importantes como a instabilidade do cabo, lacunas de ar e espessura da amostra. Para uma leitura correta será ainda necessário esperar algum tempo para que a medição se estabilize.

Uma maneira de se saber se o dieléctrico é suficientemente espesso passa por colocar uma placa metálica na superfície oposta à superfície de contacto da sonda, e verificar se o ϵ_r medido é significativamente afectado ou não.

3.2.3 – Utilizando Espaço Livre

Este método é um dos melhores métodos para materiais com baixas perdas, e devido ao facto de não haver contacto, é útil para se utilizar em situações com temperaturas elevadas. Este consiste em colocar uma folha do material entre duas antenas direccionais tal como ilustrado na Figura 56.

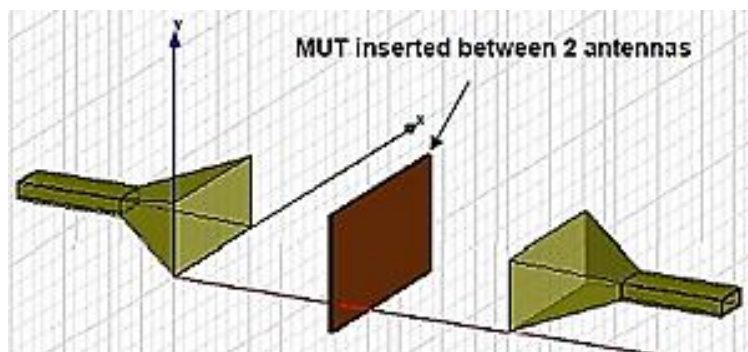


Figura 56 - Esquema da montagem para medições em espaço livre [53]

Na prática, o método pode ser executado utilizando um Analisador de Redes (ex. PNA), um computador e *software*. A dificuldade será efectuar a calibração cujo objectivo é eliminar erros sistemáticos. Pode-se usar por exemplo o *software* 85070E com o qual se configura automaticamente todas as definições de calibração para espaço livre e parâmetros para o analisador de redes. Através do *software* e recorrendo às medições dos parâmetros S será possível observar os gráficos dos parâmetros desejados, tais como no exemplo da Figura 57 referente a um plástico

O método de calibração é o GRL (*Gated Reflect Line*) que permite que 2 portos de calibração para guias de onda ou coaxial sejam usados para espaço livre. Será necessário um suporte adequado e uma placa de metal para calibração [47].

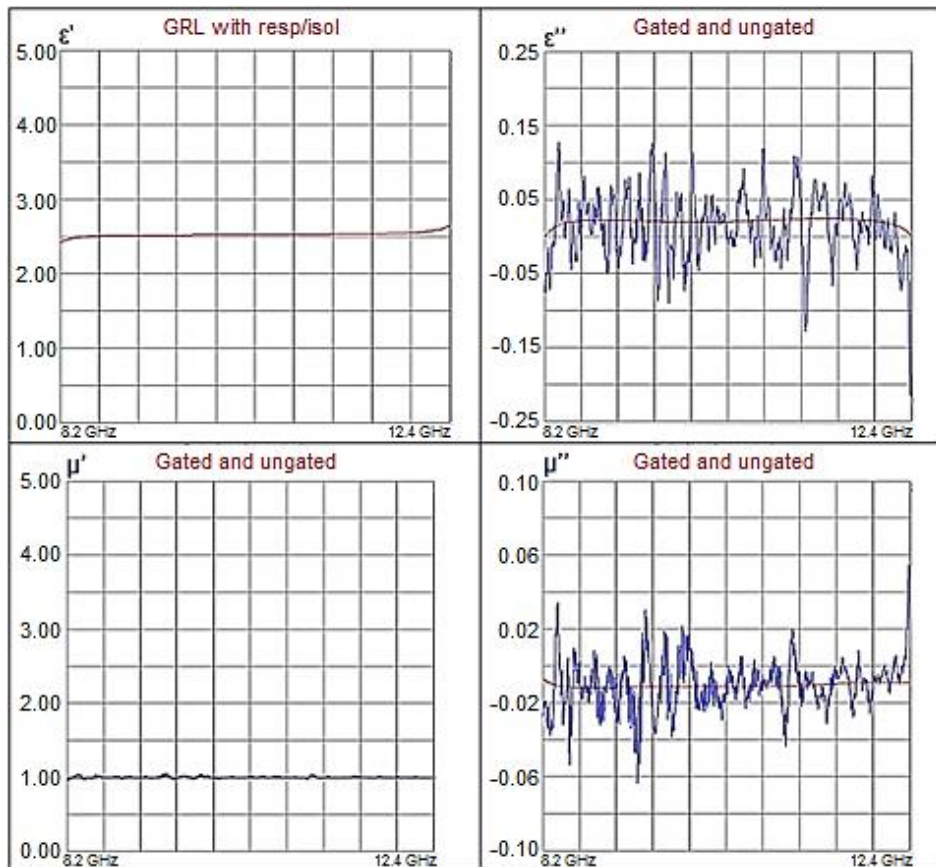


Figura 57 - Exemplos de gráficos que se podem obter [54]

3.2.4 - Usando Componente Discreta: Condensador de Placas Paralelas

A capacidade de um condensador depende do ϵ_r do dielétrico utilizado. Para o caso de um condensador de placas paralelas, a capacidade é dada por [47]:

$$C = \epsilon \frac{A}{d} \quad (F) \quad (3.59)$$

Com:

A = Área das Placas

d = Distância entre as Placas

$\epsilon = \epsilon_R \epsilon_0$ = Permitividade dielétrica

ϵ_R = Permitividade dielétrica relativa

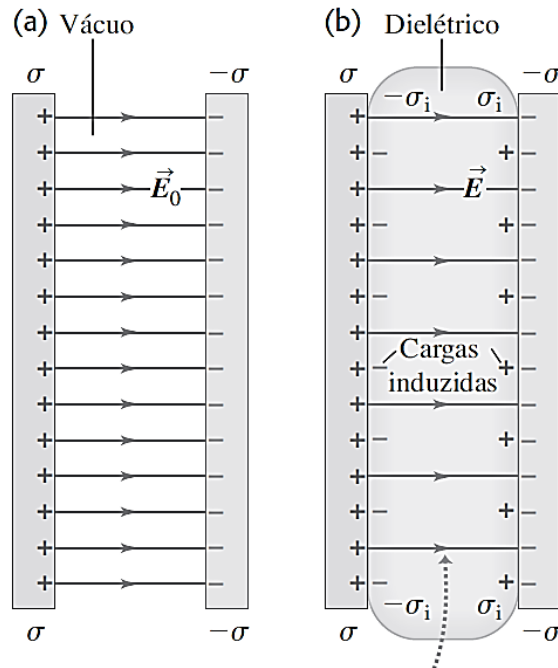
ϵ_0 = Permitividade dielétrica no vazio = 8.85×10^{-12} F/m

Para determinar a constante dielétrica, em primeiro lugar mede-se a capacidade do condensador sem o dielétrico, e sem alterar as dimensões, posteriormente mede-se a capacidade com o dielétrico. Pegando na eq. (3.59) obtém-se a eq. (3.60).

$$\frac{C}{C_0} = \frac{\epsilon_R \epsilon_0 \frac{A}{d}}{\epsilon_0 \frac{A}{d}} = \epsilon_R \quad (3.60)$$

Logo a permitividade dieléctrica é: $\epsilon = \epsilon_0 \frac{C}{C_0}$ (3.61)

Este método só é útil para baixas frequências, pois para altas frequências os atrasos no material e possíveis ondas de superfície afectam as medidas. O efeito de um dieléctrico num condensador pode ser observado na Figura 58.



Para uma dada densidade de carga σ , as cargas induzidas sobre as superfícies dieléctricas reduzem o campo eléctrico entre as placas.

Figura 58 - Condensador de Placas Paralelas [55]

Capítulo 4 - Caracterização dieléctrica da cortiça

Como se verificou no subcapítulo 3.2, existem diversos métodos para caracterizar um dieléctrico. Por motivos económicos, pela praticabilidade do método em termos da facilidade de produção de linhas e pelo facto de ser utilizável para frequências altas, optou-se por utilizar um método baseado em linhas de transmissão. O modelo dos parâmetros distribuídos é válido também para linhas *microstrips* [49].

4.1 – Fundamentação teórica do método utilizado

A impedância de entrada de uma linha de transmissão é dada pela eq. (3.32). Embora se possa efectuar toda a fundamentação seguinte para a linha terminada em curto-circuito, considere-se que a esta está terminada em aberto ($Z_L = \infty$):

$$Z_{in} = \lim_{Z_L \rightarrow +\infty} Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh(\gamma l)}{Z_0 + Z_L \tanh(\gamma l)} = \frac{Z_0}{\tanh(\gamma l)} \quad (4.1)$$

Como $\gamma = \alpha + j\beta$, a partir de (4.1) obtém-se:

$$Z_{in} = \frac{Z_0}{\tanh(\alpha l + j\beta l)} \quad (4.2)$$

E como:

$$\left. \begin{array}{l} \beta = \frac{2\pi}{\lambda} \\ l = \frac{\lambda_0}{2} \end{array} \right\} \Rightarrow \beta l = \frac{\lambda_0}{\lambda} \pi := \frac{f}{f_0} \pi \quad (4.3)$$

A impedância de entrada da linha, pelas equações (4.2) e (4.3) ficará então:

$$\begin{aligned} Z_{in} &= \frac{Z_0}{\tanh\left(\alpha l + j \frac{f}{f_0} \pi\right)} \\ \xrightarrow{A.1} Z_{in} &= Z_0 \frac{1 + \tanh(\alpha l) \tanh\left(j \frac{f}{f_0} \pi\right)}{\tanh(\alpha l) + \tanh\left(j \frac{f}{f_0} \pi\right)} \\ \xrightarrow{A.2} Z_{in} &= Z_0 \frac{1 + j \tanh(\alpha l) \tan\left(\frac{f}{f_0} \pi\right)}{\tanh(\alpha l) + j \tan\left(\frac{f}{f_0} \pi\right)} \end{aligned} \quad (4.4)$$

Separando a eq. (4.4) em parte real e imaginária:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{\left[1 + \tan^2\left(\frac{f}{f_0}\pi\right)\right] \tanh(\alpha l)}{\tan^2\left(\frac{f}{f_0}\pi\right) + \tanh^2(\alpha l)} - jZ_0 \frac{[1 - \tanh^2(\alpha l)] \tan\left(\frac{f}{f_0}\pi\right)}{\tan^2\left(\frac{f}{f_0}\pi\right) + \tanh^2(\alpha l)} \quad (4.5)$$

Para o caso particular: $f = \frac{f_0}{4} \Rightarrow \frac{f}{f_0} = \frac{1}{4}$, obtém-se:

$$\tan\left(\frac{f}{f_0}\pi\right) := \tan\left(\frac{\pi}{4}\right) = 1 \implies Z_{in} = Z_0 \frac{2 \tanh(\alpha l)}{1 + \tanh^2(\alpha l)} - jZ_0 \frac{1 - \tanh^2(\alpha l)}{1 + \tanh^2(\alpha l)} \quad (4.6)$$

Considerando as perdas, um valor positivo, e admitindo uma impedância de entrada de: $Z_{in} = R - jX$, tem-se, a partir da eq. (4.6) que:

$$\frac{R}{X} = \frac{2 \tanh(\alpha l)}{1 - \tanh^2(\alpha l)} \implies \tanh(\alpha l) = -\frac{X}{R} + \sqrt{\left(\frac{X}{R}\right)^2 + 1} \quad (4.7)$$

Desta forma obtém-se a $\tanh(\alpha l)$, o que permitirá calcular a impedância característica da linha, por exemplo através da expressão (4.8) obtida a partir da eq. (4.6).

$$Z_0 = X \frac{1 + \tanh^2(\alpha l)}{1 - \tanh^2(\alpha l)} \quad (4.8)$$

Desprezando as perdas, $\alpha = 0$, simplificar-se-ia a expressão (4.6) em:

$$Z_{in} = -jZ_0 \quad (4.9)$$

Este processo de medição da impedância característica tem como principal vantagem a sua simplicidade, pois o valor de Z_0 retira-se directamente de um analisador de redes a um quarto da frequência de ressonância. Também se pode medir para outras frequências desprezando as perdas. A partir da eq. (4.5) tem-se para $\alpha = 0$ que:

$$Z_{in} = -j \frac{Z_0}{\tan\left(\frac{f}{f_0}\pi\right)} \quad (4.10)$$

Basta considerar o factor $\tan\left(\frac{f}{f_0}\pi\right)$, no entanto $\frac{f}{f_0}$ não deve estar próximo de múltiplos de 0.5, pois a tangente dará infinita ou zero, tornando os resultados pouco consistentes. A $\frac{1}{4}$ da frequência de ressonância é onde se obtém os melhores resultados.

Segue-se um quadro comparativo entre a impedância característica calculada pelo TxLINE [56] e pelo método da medição da impedância de entrada a $\frac{1}{4}$ da frequência de ressonância, recorrendo ao simulador ADS. Variou-se a constante dielétrica fixando a tangente de perdas a 0.01, $h=3\text{mm}$ e $W=2\text{mm}$.

ϵ_r	Z_0 (TxLINE)	Z_0 (Z_{in} a $f_0/4$)	Desvio (%)
1.5	128.96	128.95	0.008
2	116.14	116.33	0.163
2.5	106.55	107.00	0.421
3	99.03	99.55	0.522
4	87.82	88.55	0.824
6	73.53	74.50	1.302
10	58.18	59.15	1.640

Tabela 8 - Comparação da impedância característica do TxLine com o método de medição de Z_{in}

Observa-se que há uma tendência de o desvio aumentar à medida que a constante dielétrica aumenta, no entanto para um $\epsilon_r = 10$ este é de apenas 1,64%, sendo um resultado bastante satisfatório.

Um problema a ter em conta é as perdas, pois alteram significativamente a impedância de entrada da linha e ainda provocam um desvio na frequência de ressonância. Observe-se Tabela 9 e Tabela 10 com valores retirados do simulador ADS e aplicando o método de medir a impedância de entrada a $\frac{1}{4}$ da frequência de ressonância, que mostram o desvio da impedância característica com a tangente de perdas.

Exemplo 1: $\epsilon_r = 10$, $h=3\text{mm}$, $W=2\text{mm}$, $l=32\text{mm}$

$\tan(\delta)$	f_0 (GHz)	$Z_{in}(f_0/4)$	Desvio de Z_0 (%) [ref.: 59.7]
0	1.812	$-j 59.7$	0
0.01	1.816	$0.7 - j 59.15$	0.921
0.1	1.849	$6.35 - j 54$	9.548
0.2	1.898	$11.2 - j 47.6$	20.268
0.3	1.968	$14.7 - j 40.65$	31.910

Tabela 9 - Exemplo 1 do desvio da medição da impedância característica com as perdas

Exemplo 2: $\epsilon_r = 2$, $h=2\text{mm}$, $W=3\text{mm}$, $l=20\text{mm}$

$\tan(\delta)$	f_0 (GHz)	$Z_{in}(f_0/4)$	Desvio de Z_0 (%) [ref.: 80.55]
0	5.755	$-j 80.55$	0
0.01	5.782	$0.85 - j 80.05$	0.621
0.1	6.052	$8.15 - j 75.65$	6.083
0.2	6.449	$15.95 - j 68.6$	14.836
0.3	7.064	$22.95 - j 58.1$	27.871

Tabela 10 - Exemplo 2 do desvio da medição da impedância característica com as perdas

Verifica-se que as perdas poderão ser bastante significativas, dependendo do substrato em estudo. Para contornar este problema irá considerar-se que o desvio na impedância pode ser compensado por um desvio na frequência em função de αl , calculado pela eq. (4.7), isto é:

$$f_2 = \frac{f_0}{1 + \alpha l} \quad (4.11)$$

Posteriormente utiliza-se a eq. (4.8) para determinar Z_0 .

A eq. (4.11) foi originada de forma intuitiva, sendo posteriormente confirmada empiricamente. Pode observar-se em Tabela 11 e Tabela 12 os resultados obtidos em dois exemplos onde se utiliza a eq. (4.11).

Exemplo 1: $\epsilon_r = 10$, $h=3\text{mm}$, $W=2\text{mm}$, $l=32\text{mm}$

$\tan(\delta)$	$\tanh(\alpha l)$	$f_2 = f_0/(1 + \alpha l)$ (GHz)	$Z_{in}(f_2/4)$	Z_0	Desvio (%) [ref.: 59.7]
0	0	1.812	$-j 59.7$	59.7	0
0.01	0.0038	1.809	$0.7 - j 59.5$	59.5	0.335
0.1	0.0586	1.747	$6.65 - j 58.8$	59.2	0.838
0.2	0.1161	1.701	$12.15 - j 56.1$	57.6	3.518
0.3	0.1758	1.676	$16.35 - j 52.1$	55.4	7.202

Tabela 11 - Exemplo 1 do desvio da medição da impedância característica com as perdas com correcção

Exemplo 2: $\epsilon_r = 2$, $h=2\text{mm}$, $W=3\text{mm}$, $l=20\text{mm}$

$\tan(\delta)$	$\tanh(\alpha l)$	$f_2 = f_0/(1 + \alpha l)$ (GHz)	$Z_{in}(f_2/4)$	Z_0	Desvio (%) [ref.: 80.55]
0	0	5.755	$-j 80.55$	80.55	0
0.01	0.0053	5.752	$0.85 - j 80.75$	80.75	0.248
0.1	0.0537	5.743	$8.55 - j 81.8$	82.27	2.091
0.2	0.1147	5.783	$17.3 - j 80.95$	83.11	3.080
0.3	0.1903	5.923	$25.65 - j 76.7$	82.46	2.316

Tabela 12 - Exemplo 2 do desvio da medição da impedância característica com as perdas com correcção

Observa-se que levando em conta as perdas, o erro na medição da impedância característica diminui bastante, sendo praticamente desprezável para substratos de baixas perdas. O erro para substratos de perdas maiores, apesar de ser superior, apresenta ainda assim um valor bastante aceitável.

4.1.1 – Constante dieléctrica

Sabendo as dimensões da linha e a impedância característica é possível calcular a constante dieléctrica. No caso de uma linha *microstrip*, calcula-se através das equações (3.34) e (3.35). Como o método de medição da impedância característica é simples e as equações da linha *microstrip* não são demasiado complexas, o método pode ser facilmente aplicável, tornando-se mesmo rápido e preciso com o auxílio de uma aplicação MatLab que foi desenvolvida e cujo código se encontra no anexo E.

Eventualmente o analisador de redes pode não apresentar directamente a impedância de entrada, mas esta poderá ser calculada.

Sabe-se que:

$$\rho(l) = \rho_L e^{-2\gamma l} \quad (4.12)$$

Sabendo que em circuito aberto, $\rho_L = 1$, e tendo que o coeficiente de reflexão é o parâmetro S_{11} (equivalência demonstrada no anexo C), tem-se, a partir de (4.12) que:

$$S_{11} = e^{-2\gamma l} \Leftrightarrow \gamma = -\frac{\ln(S_{11})}{2l} \quad (4.13)$$

A impedância de entrada da linha, através de (4.1) e (4.13), pode ser determinada por:

$$Z_{in} = \frac{Z_0}{\tanh[-0.5 \ln(S_{11})]} \quad (4.14)$$

Sendo Z_0 a impedância característica própria do sistema do analisador de redes, tipicamente 50Ω .

4.1.2 – Tangente de Perdas

Para calcular a tangente considerou-se duas hipóteses:

1ª) Ligar o Porto 2 do analisador de redes à outra extremidade da linha *microstrip*.

Sabe-se que a atenuação total é dada por [57]:

$$\alpha = \alpha_d + \alpha_c \quad (4.15)$$

E que a atenuação devido ao dieléctrico é dada por [57]:

$$\alpha_d = \frac{2\pi f \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} \epsilon_r (\epsilon_{reff} - 1) \tan(\delta)}{2\sqrt{\epsilon_{reff}} (\epsilon_r - 1)} \quad (4.16)$$

A atenuação total pode ser determinada pela seguinte equação [47]:

$$T = e^{-\gamma l} = e^{-\alpha l} e^{-j\beta l} \Rightarrow |T| = |e^{-\alpha l}| \cdot |e^{-j\beta l}| \Leftrightarrow \alpha = -\frac{1}{l} \ln(|T|) \quad (4.17)$$

Onde o coeficiente de transmissão T é dado por [47]:

$$T = \frac{S_{11} + S_{21} - \rho}{1 - (S_{11} + S_{21})\rho} \quad (4.18)$$

E o coeficiente de reflexão é a solução $|\rho| < 1$ da expressão (4.19):

$$\rho = X \pm \sqrt{X^2 - 1}, \text{ com } X = \frac{S_{11}^2 - S_{21}^2 + 1}{2S_{11}} \quad (4.19)$$

Pela eq. (4.15), para se obter o α_d basta subtrair a α o valor de α_c , dado por uma das equações (4.20) a (4.23). A atenuação α_c destas expressões estão em dB/cm. Para passar dB a Neper, basta ter em consideração a relação $1 \text{ Np} = 8.686 \text{ dB}$. [58] A tangente de perdas poderá ser depois obtida da eq. (4.16).

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

$$\alpha_c = \frac{8.68R_s}{2\pi Z_0 h} \left[1 - \left(\frac{W_e}{4h} \right)^2 \right] \left\{ 1 + \frac{h}{W_e} + \frac{h}{\pi W_e} \left[\ln \left(\frac{4\pi W}{t} + 1 \right) - \frac{1 - \frac{t}{W}}{1 + \frac{t}{4\pi W}} \right] \right\} \quad (4.20)$$

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

$$\alpha_c = \frac{8.68R_s}{2\pi Z_0 h} \left[1 - \left(\frac{W_e}{4h} \right)^2 \right] \left\{ 1 + \frac{h}{W_e} + \frac{h}{\pi W_e} \left[\ln \left(\frac{2h}{t} + 1 \right) - \frac{1 + \frac{t}{W}}{1 + \frac{t}{2h}} \right] \right\} \quad (4.21)$$

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

$$\alpha_c = \frac{8.68R_s}{Z_0 h} \frac{\left[\frac{W_e}{h} + \frac{\frac{W_e}{\pi h}}{\frac{W_e}{2h} + 0.94} \right]}{\left\{ \frac{W_e}{h} + \frac{2}{\pi} \ln \left[2\pi e \left(\frac{W_e}{2h} + 0.94 \right) \right] \right\}^2} \left\{ 1 + \frac{h}{W_e} + \frac{h}{\pi W_e} \left[\ln \left(\frac{2h}{t} + 1 \right) - \frac{1 + \frac{t}{W}}{1 + \frac{t}{2h}} \right] \right\} \quad (4.22)$$

Para $W \gg h$

$$\alpha_c = \frac{8.68}{Z_0 W} R_s \quad (4.23)$$

Com:

$$R_s = \sqrt{\frac{\mu_0 \pi f}{\sigma}} \quad (4.24)$$

Onde W e h são as dimensões da linha representada na Figura 48, t é a espessura do condutor, Z_0 é a impedância característica da linha, W_e é dado pela equação (3.38) e σ é a condutividade do condutor.

2ª) Usar o simulador ADS, simular a linha e ajustar a tangente de perdas até um resultado de referência ser próximo do medido. No caso de não se ter o ADS ou outro simulador, pode considerar-se uma expressão empírica, elaborada a partir dos resultados do ADS que será demonstrada a seguir.

O valor que se irá usar como referência é a impedância de entrada da linha à frequência de ressonância. Para uma linha em aberto e sem perdas, o valor dessa impedância deveria ser infinito, pois à frequência de ressonância o aberto iria repetir-se. No entanto as linhas têm perdas e constatou-se que à medida que as perdas aumentam, essa impedância desce, afastando-se do aberto.

Considere-se que Z_0 é a impedância característica da linha e z_{ref} a impedância de entrada da linha normalizada sem perdas devido ao condutor, à frequência de ressonância, ou seja: $z_{ref} = Z_{in}(f_0)/50$. Após a construção de uma tabela (anexo D) com vários valores e variando as diversas variáveis de uma linha, constatou-se por exemplo que para uma tangente de perdas de 0.01, e sem perdas no condutor, obtinha-se uma impedância de entrada normalizada de:

$$z_{ref} = 1.745Z_0 - 15.21 \quad (4.25)$$

O gráfico da Figura 59 apresenta a recta fornecida pela equação (4.25), assim como alguns pontos relativos a valores retirados do ADS e que se encontram na tabela do anexo D.

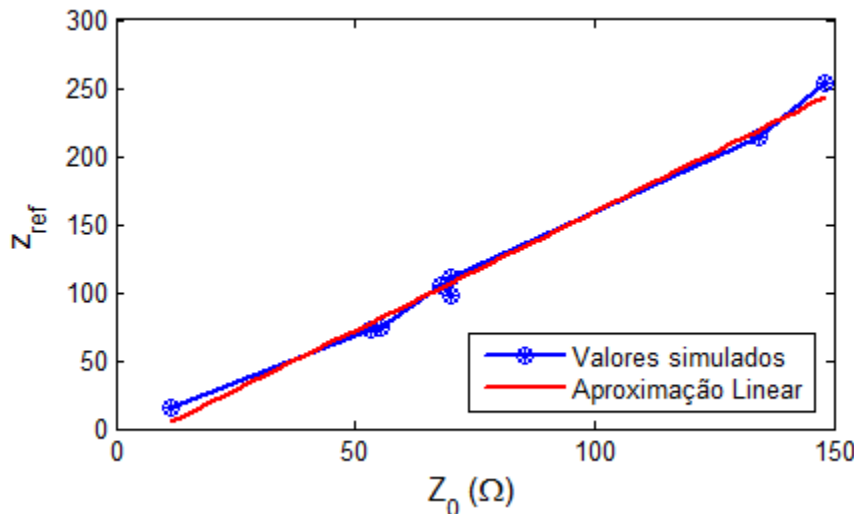


Figura 59 - Impedância de entrada normalizada de uma linha *microstrip*

Verificou-se também empiricamente que a impedância de entrada era inversamente proporcional à tangente de perdas. Usando esta referência de $\tan(\delta) = 0.01$, ou seja, usando a eq. (4.25), e sabendo da proporcionalidade inversa, generalizou-se a expressão para qualquer tangente de perdas, obtendo-se a eq. (4.26).

$$\tan(\delta) = \frac{0.01745Z_0 - 0.1521}{z_{ref}} \quad (4.26)$$

Esta expressão, apesar de não ser exacta, permite fazer uma estimativa muito simples da tangente de perdas que muitas vezes é o suficiente. Utiliza apenas o valor da impedância de entrada da linha à frequência de ressonância, um valor que pode ser facilmente medido.

Os condutores têm perdas que também devem ser contabilizadas. Para isso irá considerar-se um z_{med} que é a impedância de entrada normalizada de facto medida à frequência de ressonância, onde existe a presença das perdas devido ao condutor. Como à medida que a condutividade do condutor aumenta, z_{med} tende para z_{ref} , pois as perdas devido ao condutor diminuem, resolveu-se tentar aproximar a relação entre estes dois valores por uma exponencial com a forma da eq. (4.27).

$$z_{med} = z_{ref} \left(1 - K e^{-\frac{Z_0 W}{\tau}} \right) \Leftrightarrow z_{ref} = \frac{z_{med}}{1 - K e^{-\frac{Z_0 W}{\tau}}} \quad (4.27)$$

O W é uma das dimensões do condutor da linha *microstrip* e está em milímetros.

Foi colocado o produto $Z_0 W$, pois na tabela do anexo D verificou-se que variando Z_0 e W , mas mantendo o produto constante, tal como todas as restantes variáveis, a relação entre z_{med} e z_{ref} mantinha-se aproximadamente constante. Verificou-se também através dessas tabelas que com o aumento de $Z_0 W$, z_{med}/z_{ref} aumentava, daí experimentar-se colocar $Z_0 W$ a expoente.

Sabendo os coeficientes K e τ , medindo z_{med} e Z_0 , e sabendo W , será possível calcular z_{ref} pela eq. (4.27), e posteriormente calcular a tangente de perdas pela eq. (4.26). O próximo passo será portanto descobrir K e τ .

Da equação (4.27) pode obter-se a linearização expressa pela equação (4.28).

$$Z_0 W = -\tau \ln \left(1 - \frac{z_{med}}{z_{ref}} \right) + \tau \ln(K) \quad (4.28)$$

Para as diferentes linhas da tabela do anexo D, foram calculados valores de K e τ , recorrendo à equação (4.28), e fixando para cada cálculo o valor da tangente de perdas e da condutividade do condutor (σ).

Obteve-se os seguintes resultados:

$\tan(\delta)$	σ (MS/m)	τ	K
0.01	1	210.63	0.858
	10	141.62	0.673
	60	118.54	0.426
0.03	1	139.59	0.600
	10	114.82	0.349
	60	105.18	0.185
0.05	1	125.45	0.436
	10	109.28	0.228
	60	103.62	0.114

Tabela 13 - Coeficientes τ e K

Fixando a tangente de perdas, obteve-se as equações (4.29) a (4.34).

Para $\tan(\delta) = 0.01$

$$\tau = \frac{104.324}{\sqrt{\sigma}} + 106.636 \quad (4.29)$$

$$K = \frac{0.436}{\sqrt{\sigma}} + 0.442 \quad (4.30)$$

Para $\tan(\delta) = 0.03$

$$\tau = \frac{38.624}{\sqrt{\sigma}} + 101.254 \quad (4.31)$$

$$K = \frac{0.447}{\sqrt{\sigma}} + 0.163 \quad (4.32)$$

Para $\tan(\delta) = 0.05$

$$\tau = \frac{24.683}{\sqrt{\sigma}} + 100.892 \quad (4.33)$$

$$K = \frac{0.352}{\sqrt{\sigma}} + 0.090 \quad (4.34)$$

Estas equações são da forma:

$$\tau = \frac{a_{\tau}}{\sqrt{\sigma}} + b_{\tau} \quad (4.35)$$

$$K = \frac{a_K}{\sqrt{\sigma}} + b_K \quad (4.36)$$

Para se obter a expressão geral, fizeram-se aproximações para os coeficientes das equações (4.29) a (4.34), estes encontram-se na Tabela 14.

$\tan(\delta)$	a_{τ}	b_{τ}	a_K	b_K
0.01	104.324	106.636	0.436	0.442
0.03	38.624	101.254	0.447	0.163
0.05	24.683	100.892	0.352	0.090

Tabela 14 - Coeficientes para a dedução empírica da tangente de perdas

As equações que fornecem uma aproximação dos coeficientes são:

$$a_{\tau} = -1991.0 \tan(\delta) + 115.6 \quad (4.37)$$

$$b_{\tau} = \frac{1.097}{\sqrt{\tan(\delta)}} + 95.53 \quad (4.38)$$

$$a_K = -2.105 \tan(\delta) + 0.475 \quad (4.39)$$

$$b_K = \frac{0.0644}{\sqrt{\tan(\delta)}} - 0.203 \quad (4.40)$$

Substituindo os resultados das equações (4.37) a (4.40), nas equações (4.35) e (4.36), obtém-se finalmente os coeficientes desconhecidos da expressão (4.27), que são dados pelas equações (4.41) e (4.42).

$$K = \frac{-2.105 \tan(\delta) + 0.475}{\sqrt{\sigma}} + \frac{0.0644}{\sqrt{\tan(\delta)}} - 0.203 \quad (4.41)$$

$$\tau = \frac{-1991.0 \tan(\delta) + 115.6}{\sqrt{\sigma}} + \frac{1.097}{\sqrt{\tan(\delta)}} + 95.53 \quad (4.42)$$

A condutividade do condutor σ está expressa em MS/m.

Naturalmente parece não fazer sentido calcular a tangente de perdas, recorrendo-se a coeficientes que utilizam precisamente a tangente de perdas. O método de cálculo é iterativo, utilizando como primeira aproximação a situação onde não há perdas devido ao condutor, ou seja, admitindo $z_{ref} = z_{med}$ e aplicando a eq. (4.26).

A cada iteração é calculada uma $\tan(\delta)$, onde se obtém um valor de z_{ref} a partir das equações (4.27), (4.41) e (4.42). A partir da eq. (4.26) calcula-se a nova aproximação da $\tan(\delta)$, e assim sucessivamente. Havendo convergência, o resultado após algumas iterações é a $\tan(\delta)$. Um diagrama para ilustrar esta situação encontra-se na Figura 60.

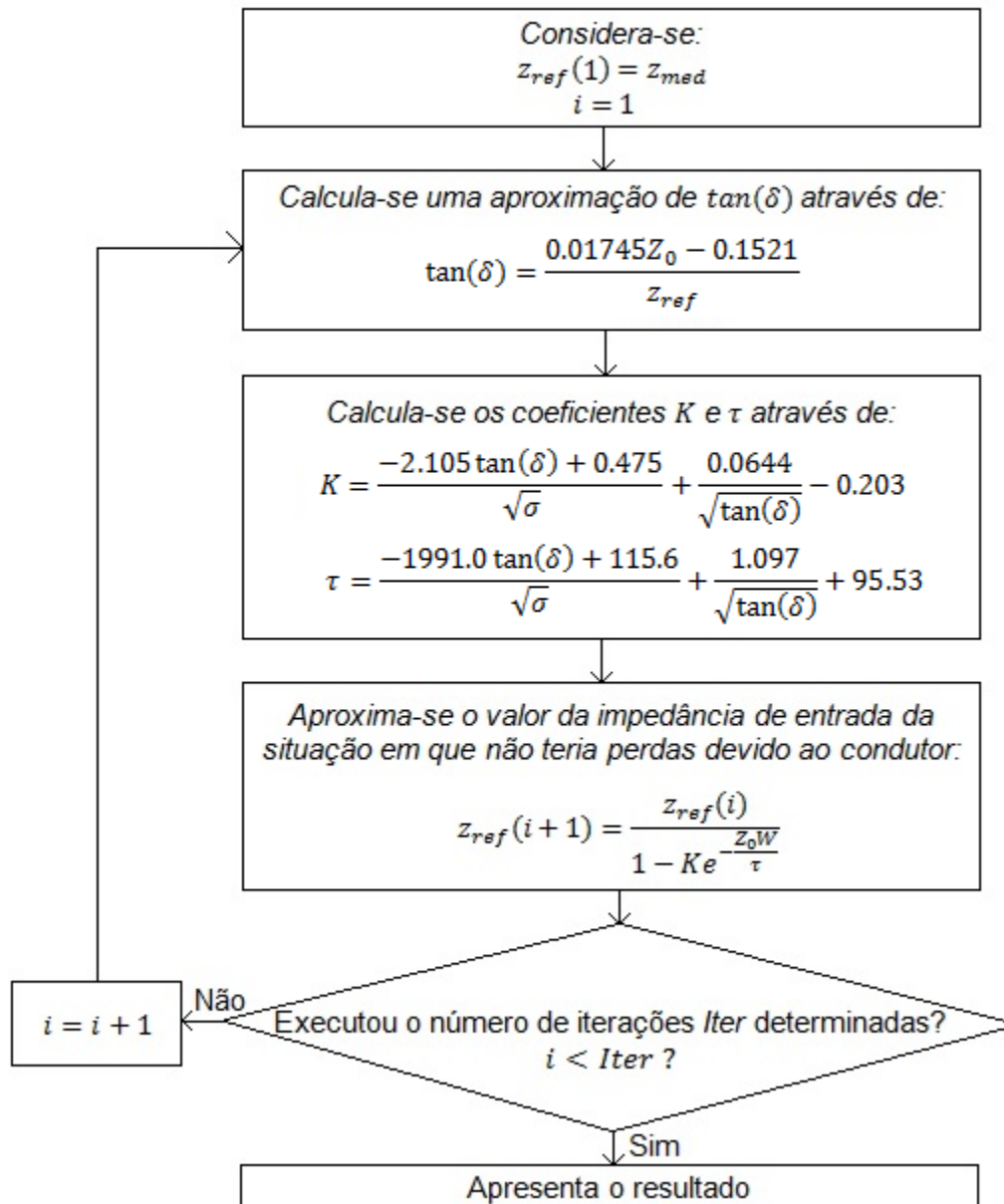


Figura 60 - Diagrama para o cálculo da tangente de perdas

A convergência é rápida e o erro pequeno, como se pode verificar no gráfico da Figura 61.

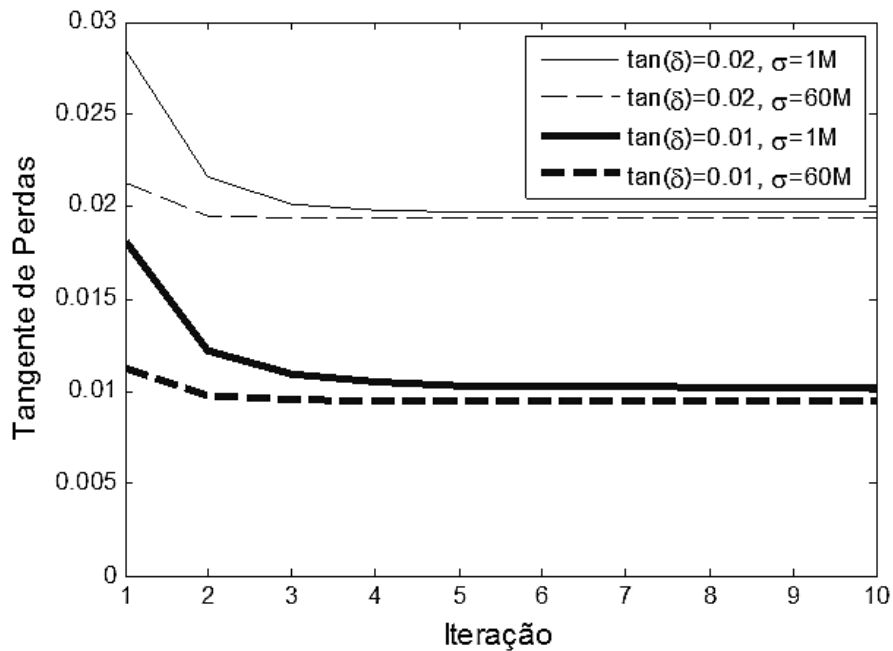


Figura 61 - Convergência do valor da tangente de perdas em função do número de interações

Simulando no ADS uma linha apenas com perdas devido ao condutor e comparando a atenuação do condutor obtida dos parâmetros S, recorrendo à eq. (4.17), com a expressão teórica usada na 1ª hipótese, verificam-se desvios, Figura 62, que aumentam à medida que a condutividade baixa.

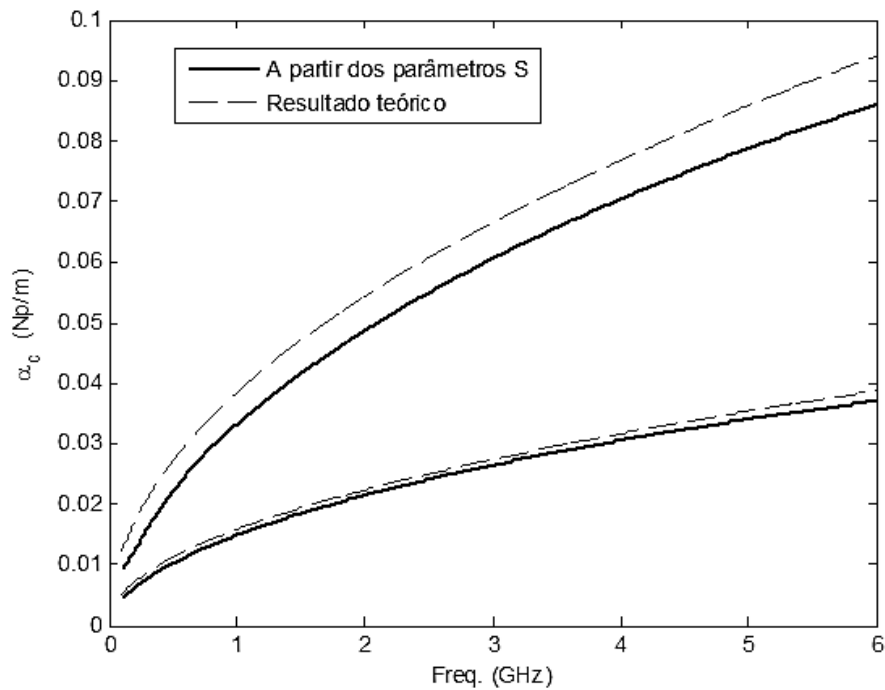


Figura 62 - Constante de atenuação devido ao condutor através de diferentes métodos (para as curvas de α_c mais baixas, a condutividade foi de 58.8MS/m, enquanto que para as curvas de α_c mais altas, a condutividade foi de 10MS/m)

A curva obtida pelos parâmetros S é obtida simulando uma linha com uma tangente de perdas igual a zero. Isto significa pela eq.(4.16) que $\alpha_d = 0$, logo a atenuação total, pela eq. (4.15), é igual à atenuação apenas do condutor. O valor da atenuação do condutor será finalmente obtido da eq. (4.17). O resultado teórico de α_c é obtido por uma das equações de (4.24) a (4.23).

Observa-se que para uma condutividade de 58.8MS/m, ou seja, a condutividade do cobre, as duas curvas são mais próximas uma da outra. Conclui-se assim que para condutividades superiores, os resultados teóricos e obtidos a partir dos parâmetros S da simulação são mais próximos um do outro.

Naturalmente haverá também desvios no cálculo da tangente de perdas, como se observa na Figura 63.

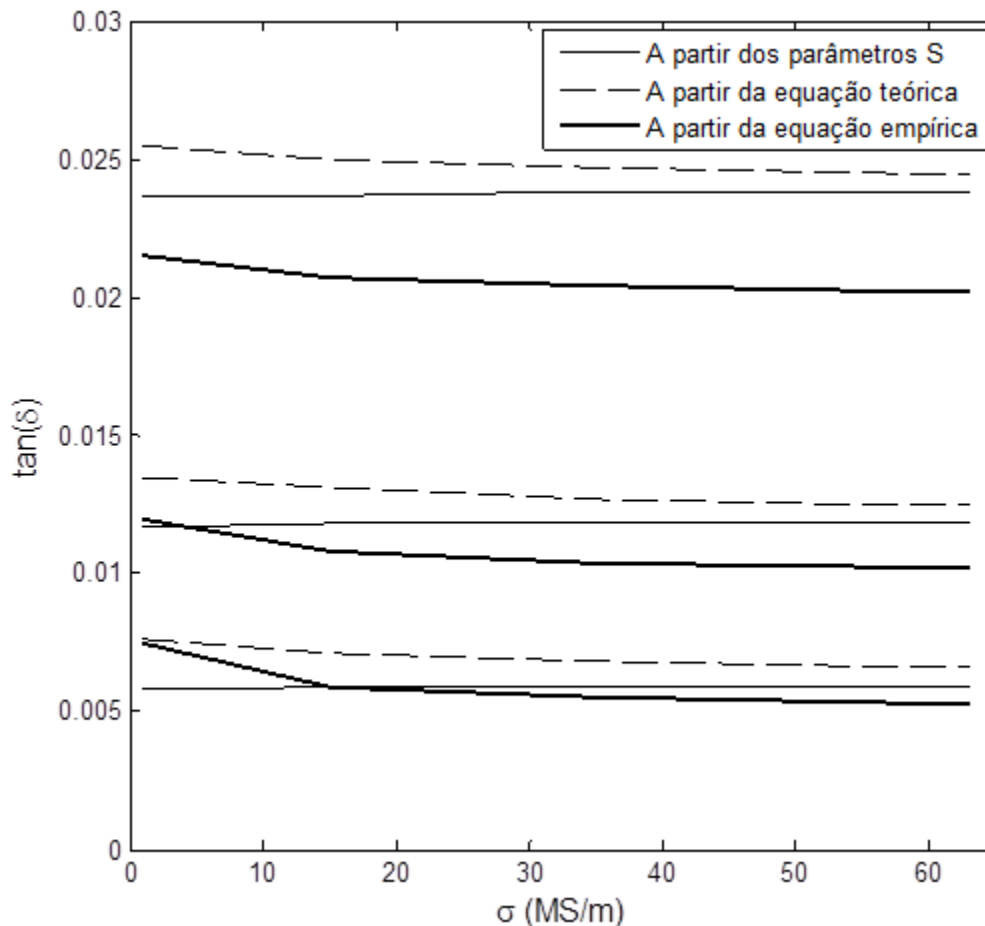


Figura 63 - Cálculo de tangentes de perdas (0.005, 0.01 e 0.02) para diferentes condutividades usando diferentes métodos, com resultados do simulador ADS

Calculou-se a tangente de perdas, contabilizando a atenuação devido ao condutor de diferentes maneiras (via parâmetros S ou via expressão teórica). Compararam-se ainda estes valores com a expressão empírica desenvolvida.

A expressão empírica para o cálculo da tangente de perdas é aquela que fornece um menor erro, nomeadamente para condutividades superiores a 15MS/m. Para a condutividade do cobre, o erro foi de 1.0% para $\tan(\delta) = 0.02$ e de 5.7% para $\tan(\delta) = 0.005$. Os piores resultados ocorrem quando se utiliza a equação teórica. Observa-se que à medida que a tangente de perdas aumenta, a distância dos valores obtidos pela equação empírica distancia-se das restantes duas curvas em termos absolutos. Em termos relativos, por exemplo para o caso do cobre, o desvio do valor da tangente de perdas usando a atenuação teórica do condutor é de 18.4% para $\tan(\delta) = 0.02$ e de 24.2% para $\tan(\delta) = 0.005$, diminuindo portanto com o aumento de $\tan(\delta)$. Os resultados são mais precisos para tangentes de perdas maiores.

Exemplo completo com valores simulados

Simulou-se uma linha *microstrip* em aberto com:

Substrato: $\epsilon_R = 2$, $\tan(\delta) = 0.1$
 Dimensões: $h = 4 \text{ mm}$, $W = 2 \text{ mm}$, $L = 4 \text{ cm}$
 $(Z_0 = 130\Omega)$
 Condutor: $\sigma = 40MS$

Medições e resultados:

$$f_0 = 3.028 \text{ GHz} \rightarrow Z_{in} = 1055 \Omega$$

$$\frac{f_0}{4} = 0.757 \text{ GHz} \rightarrow Z_{in} = 12 - j 121.95 \Omega$$

Assim sendo, tem-se que:

$$\tanh(\alpha l) = -\frac{X}{R} + \sqrt{\left(\frac{X}{R}\right)^2 + 1} := -\frac{121.95}{12} + \sqrt{\left(\frac{121.95}{12}\right)^2 + 1} = 0.0491$$

$$f_2 = \frac{f_0}{1 + \alpha l} := \frac{3.028}{1 + \operatorname{arctanh}(0.0491)} = 2.886 \text{ GHz}$$

$$\frac{f_2}{4} = 0.7215 \text{ GHz} \rightarrow Z_{in} = 12.5 - j 131.25 \Omega$$

$$Z_0 = X \frac{1 + \tanh^2(\alpha l)}{1 - \tanh^2(\alpha l)} := 131.25 \frac{1 + 0.0491^2}{1 - 0.0491^2} = 131.88 \Omega$$

Com esta impedância obtém-se: $\varepsilon_R = 2.0002$

O erro é de 0.01%, valor bastante satisfatório tendo em conta as perdas da linha simulada.

$$\varepsilon_{\text{reff}} = \frac{\varepsilon_R + 1}{2} + \frac{\varepsilon_R - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}} = \frac{2 + 1}{2} + \frac{2 - 1}{2} \left(1 + \frac{12 \times 4}{2}\right)^{-\frac{1}{2}} = 1.6$$

Desprezando as perdas do condutor: $\tan(\delta) = \frac{0.01745 \times 131.25 - 0.1521}{1055/50} = 0.1013$

O erro é de 1.3%, verificando-se que para bons condutores, esta estimativa poderá ser utilizada.

Recorrendo ao método iterativo executado no MatLab, obteve-se: $\tan(\delta) = 0.1012$, sendo o erro de 1.2%. Estes resultados são bastante satisfatórios tendo em conta a dificuldade de medição deste valor.

4.2 – Aplicação na prática



Figura 64 - Fita de cobre utilizada

Materiais/equipamentos:

- Analisador de Redes;
- Substrato em estudo (plástico, FR4, cortiça, ...);
- Fita condutora;
- Conectores e aparelho de soldar.

Procedimento:

1. Construção de uma linha *microstrip* usando a fita condutora e o substrato em estudo;



Figura 65 - Linha *Microstrip* em cortiça

2. Medição para a linha *microstrip* terminada em aberto num analisador de redes previamente calibrado:
 - 2.1. Da frequência de ressonância (e de Z_{in} caso se queira calcular a tangente de perdas);
 - 2.2. De Z_{in} a um quarto da frequência de ressonância;
 - 2.3. Se forem consideradas as perdas, medir Z_{in} a um quarto de $f_0/(1 + \alpha l)$, onde αl pode ser obtido da eq. (4.7);
3. Determinação de Z_0 :
 - 3.1. Se forem desprezadas as perdas, corresponde ao módulo da parte imaginária da impedância medida no passo 2.2;
 - 3.2. Se forem consideradas as perdas, usa-se a eq. (4.8);
4. Cálculo da constante dielétrica através das equações (3.34) e (3.35);
5. Cálculo da tangente de perdas caso esta seja pretendida pela eq. (4.26);

4.3 – Testes com substratos conhecidos

Para confirmar o método de caracterização dielétrica, serão caracterizados alguns substratos de constante dielétrica e tangente de perdas conhecidas. Estes substratos foram escolhidos minuciosamente, pois apresentam um ϵ_r diferente, isto é, um material tem um ϵ_r baixo, outro médio, e o outro substrato tem um ϵ_r mais alto.

4.3.1 – Plástico

Um dos materiais em estudo foi um plástico que tem um ϵ_r baixo, perto dos 2.275. A linha *microstrip* construída pode ser observada na Figura 66.



Figura 66 - Linha *Microstrip* em plástico

Substrato: $\epsilon_r = 2.275 \pm 0.075$,
 $1 \times 10^{-4} < \tan(\delta) < 10 \times 10^{-4} @ 1\text{MHz}$

Dimensões: $h = 1\text{ mm}$, $W = 3\text{ mm}$, $L = 4,6\text{ cm}$
 Condutor: $\sigma \approx 40\text{MS/m}$

[59]

Medições e resultados:

$$f_0 = 1.959\text{ GHz} \rightarrow Z_{in} = 5972\ \Omega$$

$$\frac{f_0}{4} = 0.490\text{ GHz} \rightarrow Z_{in} = 0.35 - j\ 49.54\ \Omega$$

Assim sendo, tem-se que:

$$\tanh(\alpha l) = -\frac{X}{R} + \sqrt{\left(\frac{X}{R}\right)^2 + 1} := -\frac{49.54}{0.35} + \sqrt{\left(\frac{49.54}{0.35}\right)^2 + 1} = 0.0035$$

$$f_2 = \frac{f_0}{1 + \alpha l} := \frac{1.959}{1 + \text{arctanh}(0.0035)} = 1.952\text{ GHz}$$

$$\frac{f_2}{4} = 0.488\text{ GHz} \rightarrow Z_{in} = 0.21 - j\ 49.81\ \Omega$$

$$Z_0 = X \frac{1 + \tanh^2(\alpha l)}{1 - \tanh^2(\alpha l)} := 49.81 \frac{1 + 0.0035^2}{1 - 0.0035^2} = 49.81 \Omega$$

Com esta impedância obtém-se: $\varepsilon_R = 2.27$, o desvio em relação ao valor médio é de 0.18%

$$\text{Desprezando as perdas do condutor: } \tan(\delta) = \frac{0.01745 \times 49.81 - 0.1521}{5972/50} = 0.006 = 60 \times 10^{-4}$$

$$\text{Considerando as perdas do condutor: } \tan(\delta) = 0.0044 = 44 \times 10^{-4}$$

O valor da tangente de perdas deu bastante superior, no entanto é preciso ter em atenção que o valor de referência é válido para 1MHz, enquanto que estas medições são válidas para frequências bem mais altas.

4.3.2 – FR4

Foi estudado o FR4, cuja constante dielétrica apresenta um valor superior ao do substrato anterior. A linha *microstrip* em FR4 é apresentada na Figura 67.



Figura 67 - Linha *Microstrip* em FR4

Substrato: $\varepsilon_r = 4.3 \pm 0.17 @ 400\text{MHz}$,
 $\tan(\delta) \approx 0.02$

Dimensões: $h = 1.6 \text{ mm}$, $W = 0.8 \text{ mm}$, $L = 3,0 \text{ cm}$
 Condutor: $\sigma \approx 58.8\text{MS/m}$

[60]

Medições e resultados:

$$f_0 = 1.449 \text{ GHz} \rightarrow Z_{in} = 3633 \Omega$$

$$\frac{f_0}{4} = 0.362 \text{ GHz} \rightarrow Z_{in} = 0.75 - j 94.74 \Omega$$

Assim sendo, tem-se que:

$$\tanh(\alpha l) = -\frac{X}{R} + \sqrt{\left(\frac{X}{R}\right)^2 + 1} := -\frac{94.74}{0.75} + \sqrt{\left(\frac{94.74}{0.75}\right)^2 + 1} = 0.0039$$

$$f_2 = \frac{f_0}{1 + \alpha l} := \frac{1.449}{1 + \operatorname{arctanh}(0.0039)} = 1.444 \text{ GHz}$$

$$\frac{f_2}{4} = 0.361 \text{ GHz} \rightarrow Z_{in} = 0.78 - j 95.05 \ \Omega$$

$$Z_0 = X \frac{1 + \tanh^2(\alpha l)}{1 - \tanh^2(\alpha l)} := 95.05 \frac{1 + 0.0039^2}{1 - 0.0039^2} = 95.05 \ \Omega$$

O ε_R será de 4.14, tendo um desvio de 3.72% em relação ao valor médio teórico e estando dentro da gama esperada (o mínimo esperado seria de 4.13).

$$\text{Desprezando as perdas do condutor: } \tan(\delta) = \frac{0.01745 \times 95.05 - 0.1521}{3633/50} = 0.0207 = 2.07 \times 10^{-2}$$

$$\text{Considerando as perdas do condutor: } \tan(\delta) = 0.0171 = 1.71 \times 10^{-2}$$

O valor da tangente de perdas tem um desvio de 14.5% em relação ao previsto, mas é totalmente aceitável pois o próprio valor teórico não é necessariamente o correto.

4.3.3 – Rogers RO6010

O último dos substratos conhecidos em estudo apresenta a constante dielétrica mais alta, o que permite verificar se o método é válido, mesmo para um ε_r alto. Na Figura 68 é mostrada a linha *microstrip* de RO6010.

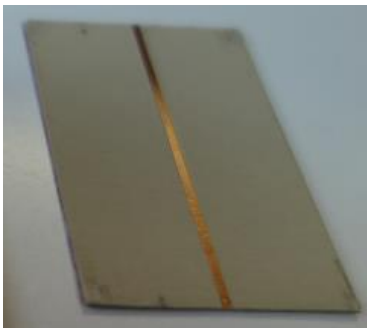


Figura 68 - Linha *Microstrip* em RO6010

Substrato: $\varepsilon_r = 10.2 \pm 0.25 @ 10\text{GHz}$,
 $\tan(\delta) \approx 0.0023$

Dimensões: $h = 0.635 \text{ mm}$, $W = 1 \text{ mm}$, $L = 3,9 \text{ cm}$
 Condutor: $\sigma \approx 58.8\text{MS/m}$

[61]

Medições e resultados:

$$f_0 = 1.270 \text{ GHz} \rightarrow Z_{in} = 2541 \ \Omega$$

$$\frac{f_0}{4} = 0.318 \text{ GHz} \rightarrow Z_{in} = 0.31 - j 36.64 \ \Omega$$

Assim sendo, tem-se que:

$$\tanh(\alpha l) = -\frac{X}{R} + \sqrt{\left(\frac{X}{R}\right)^2 + 1} := -\frac{36.64}{0.31} + \sqrt{\left(\frac{36.64}{0.31}\right)^2 + 1} = 0.0042$$

$$f_2 = \frac{f_0}{1 + \alpha l} := \frac{1.270}{1 + \arctanh(0.0042)} = 1.265 \text{ GHz}$$

$$\frac{f_2}{4} = 0.316 \text{ GHz} \rightarrow Z_{in} = 0.31 - j 36.64 \ \Omega$$

$$Z_0 = X \frac{1 + \tanh^2(\alpha l)}{1 - \tanh^2(\alpha l)} := 36.64 \frac{1 + 0.0042^2}{1 - 0.0042^2} = 36.64 \ \Omega$$

O ε_R será de 10.30, tendo um desvio de 0.97% em relação ao valor médio teórico e estando dentro da gama esperada (o máximo esperado seria de 10.45).

$$\text{Desprezando as perdas do condutor: } \tan(\delta) = \frac{0.01745 \times 36.64 - 0.1521}{2541/50} = 0.0096 = 9.6 \times 10^{-3}$$

Considerando as perdas do condutor, o método iterativo devido ao facto da tangente de perdas ser demasiado baixa, aliado ao erro inerente da medição de z_{med} e ao erro das equações usadas, apresenta numa dada iteração um valor negativo, e na iteração seguinte um valor complexo. Optou-se por escolher os dos valores de uma das iterações. Observe-se a Tabela 15 onde se apresenta o valor da tangente de perdas em cada iteração, para diferentes condutividades.

Iteração	$\sigma \text{ (MS/m)}$			
	45	50	58.8	80
1	0.0096	0.0096	0.0096	0.0096
2	0.0059	0.0059	0.0060	0.0061
3	0.0046	0.0046	0.0047	0.0048
4	0.0038	0.0038	0.0039	0.0041
5	0.0030	0.0031	0.0033	0.0035
6	0.0021	0.0023	0.0025	0.0029
7	0.0003	0.0008	0.0014	0.0022
8	-0.0199	-0.0064	-0.0019	0.0007
9	0.0105 - 0.0032i	0.0107 - 0.0055i	0.0113 - 0.0101i	-0.0068
10	0.0063 - 0.0007i	0.0066 - 0.0010i	0.0072 - 0.0014i	0.0108 - 0.0053i

Tabela 15 - Resultados da tangente de perdas em cada iteração

A vermelho é realçado onde ocorre a primeira tangente de perdas negativa. Uma iteração antes, a amarelo, o valor calculado varia excessivamente tendo em conta a variação da condutividade usada no processo de cálculo. Assim sendo, optou-se por escolher o valor que aparece duas iterações antes, a verde, pois apresenta maior consistência. Como $\sigma = 58.8 \text{ MS/m}$, determinou-se pelo método iterativo que $\tan(\delta) = 0.0025$, sendo o desvio de 8% em relação ao valor teórico.

4.4 – Medições da cortiça

Após validado o método de caracterização dieléctrica, é chegada a fase de estudar a cortiça. Serão caracterizadas dois tipos de cortiça: cortiça natural e cortiça prensada. A utilização da cortiça prensada deve-se ao facto de esta poder ser comprada em rolo, apresentar uma espessura constante, e ser possível obter-se uma área suficientemente grande de cortiça para posterior construção de antenas.

4.4.1 – Cortiça pura

A cortiça natural é proveniente directamente da casca do sobreiro. Esta foi lixada à mão, pelo que apresenta algumas irregularidades, nomeadamente na espessura, o que prejudica um pouco a sua exacta caracterização. Uma das duas linha *microstrips* produzidas pode ser observada na Figura 69.

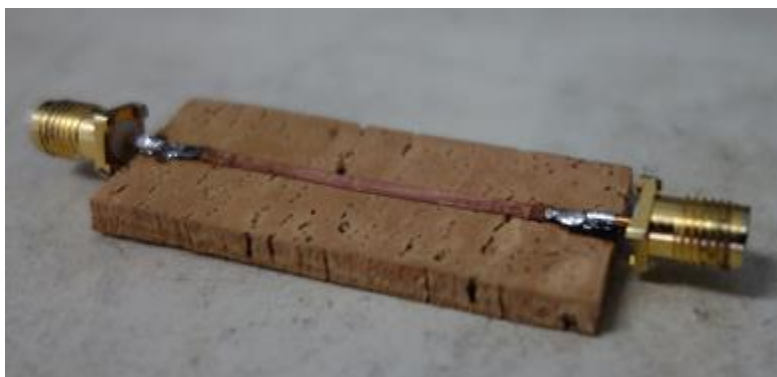


Figura 69 - Linha *Microstrip* em cortiça pura

Foram construídas duas linhas *microstrip* de comprimentos diferentes usando cortiça pura, com uma espessura $h=3.85\text{mm}$ e com um $W=2\text{mm}$. Os resultados encontram-se na Tabela 16.

l (cm)	f_0 (GHz)	$Z_{in}(f_0)$	$Z_{in}(f_0/4)$	$\tanh(\alpha l)$	$Z_{in}(f_2/4)$	Z_0 (Ω)	$\tan(\delta)$
4.85	1.363	1458	$3.11 - j 146.93$	0.0106	$3.13 - j 149.30$	149.33	0.084
7.25	1.045	2132	$3.91 - j 148.70$	0.0132	$4.11 - j 152.00$	152.05	0.058
<i>Média:</i>						150.69	0.072

Tabela 16 - Medições e resultados para cortiça pura

A constante dieléctrica da cortiça natural pelas equações (3.34) e (3.35) deu 1.32. A tangente de perdas foi calculada pela equação empírica, dando um valor de 0.072.

4.4.2 – Cortiça prensada

As primeiras linhas *microstrip* em cortiça prensada encontram-se na Figura 70. Foi ainda necessário caracterizar outra linha *microstrip* mais larga, que se encontra na Figura 72. A cortiça prensada foi minuciosamente caracterizada, pois será esta que será usada nas antenas, logo o valor obtido tem de estar bastante preciso.

É possível ver a olho nu, e também tocando na cortiça com as mãos, que esta é diferente ao longo do substrato, sendo uma das faces mais lisa e aparentemente mais densa, e a outra face com mais lacunas de ar. Assim sendo, a constante dielétrica obtida será do conjunto, e não é constante ao longo de todo o material.



Figura 70 - *Microstrip* em cortiça prensada

Foram construídas duas linhas *microstrip* de comprimentos diferentes usando cortiça prensada, com uma espessura $h=4.85\text{mm}$ e com um $W=2\text{mm}$. Os resultados obtidos encontram-se na Tabela 17.

l (cm)	f_0 (GHz)	$Z_{in}(f_0)$	$Z_{in}(f_0/4)$	$\tanh(\alpha l)$	$Z_{in}(f_2/4)$	Z_0 (Ω)	$\tan(\delta)$
4.1	1.399	1100	$1.46 - j 166.79$	0.0044	$2.46 - j 167.00$	167.01	0.126
6.1	1.072	1307	$2.33 - j 165.89$	0.0070	$1.67 - j 166.97$	166.99	0.106
<i>Média:</i>						167.00	0.116

Tabela 17 - Medições e resultados para cortiça prensada (linha estreita)

A constante dielétrica obtida foi de 1.23 e a tangente de perdas deu 0.116. Como se irá verificar no subcapítulo 5.1, onde se usou um método para confirmar o valor obtido, o resultado de ϵ_r deu abaixo do esperado. A tangente de perdas obtida é um valor demasiadamente alto.

Perspectivou-se que o erro obtido seria devido ao facto da linha ser muito estreita e componentes significativas dos campos se propagarem fora do substrato, ou seja, no ar. Como o ar tem uma constante dielétrica mais baixa, a constante dielétrica medida será igualmente mais baixa do que aquela que o substrato de facto tem. Na Figura 71 é apresentado um esquema dos campos numa linha *microstrip*. Para tentar corrigir este problema, resolveu-se refazer outra linha *microstrip*, mas agora mais larga, como se observa na Figura 72.

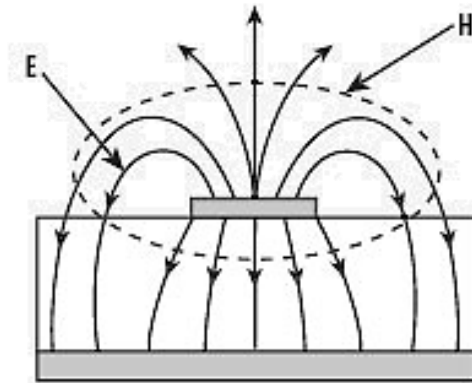


Figura 71 - Campo eléctrico e magnético numa linha *microstrip* [62]

A linha *microstrip* da Figura 72 tem uma largura de 4.2 cm, isto é mais do que o dobro da largura das linhas *microstrips* da Figura 70 que apresentam apenas 2 cm.



Figura 72 - Linha *Microstrip* mais larga em cortiça prensada

Após feitas as linhas, em primeiro lugar determinou-se qual a largura do condutor superior da linha *microstrip*. Isto porque embora se tenha cortado para se obter 2mm, a precisão de uma régua normal e do olho humano não são suficientes. Para isso obteve-se uma fotografia ampliada da linha, que se encontra na Figura 73, mediu-se a largura da linha na fotografia e na realidade, determinou-se a razão entre as medidas, mediu-se a largura do condutor ampliada, e finalmente calculou-se a largura do condutor real.



Figura 73 - Medição do W numa linha *microstrip*

Desta forma, o W da linha obtido é:

$$W = \frac{4.2}{12.6} \times 0.7 = 0.2333 \text{ cm}$$

Para realizar as medições desta linha, optou-se ainda por colocar uma carga *open* em vez de deixar simplesmente a linha em aberto. O facto das tangentes de perdas medidas anteriormente terem sido demasiadamente altas, levou a que se conclui-se que o aberto não estava a ser devidamente reproduzido. Além disso, nas medições com FR4 que tinha dado bons resultados para a $\tan(\delta)$, tinha sido usado uma carga *open*.

l (cm)	W (mm)	f_0 (GHz)	$Z_{in}(f_0)$	$Z_{in}(f_0/4)$	$\tanh(\alpha l)$	$Z_{in}(f_2/4)$	Z_0 (Ω)	$\tan(\delta)$
8.2	2.333	0.846	4462	$1.90 - j 148.50$	0.0064	$2.39 - j 149.99$	150.00	0.0273

Tabela 18 - Medições e resultados para cortiça prensada (linha larga)

A constante dielétrica é 1.399 e a tangente de perdas obtida é 0.0273. No subcapítulo 5.1 realizar-se-á uma comparação desta medição com um outro método.

Capítulo 5 - Construção de antenas em cortiça

Neste capítulo procede-se à construção de diversas antenas com substrato de cortiça. Cada uma destas antenas tem um propósito específico. A primeira antena é uma *patch* pois estas têm um plano de massa, o que torna mais significativa a constante dielétrica do substrato, tornando-a um ótimo meio para confirmar a correcta caracterização da cortiça. Depois são construídas duas antenas já com *chips* RFID cujo o objectivo era verificar apenas se se conseguia produzir *tags* funcionais. Uma das antenas utiliza um plano reflector para tornar a antena bastante dependente do substrato, e a outra é uma antena mais tradicional para *tags* RFID. Para finalizar, constrói-se antenas para rolhas, tendo-se produzido dois protótipos.

5.1 – Patch

Construiu-se uma antena *patch* com o objectivo de confirmar os resultados da caracterização da cortiça. Se após um método baseado em linhas de transmissão, se obter resultados semelhantes de ϵ_r e $\tan(\delta)$ recorrendo a antenas e ao simulador CST Microwave Studio, então isso significará que a cortiça foi bem caracterizada.

A antena em questão foi dimensionada para ter uma frequência de ressonância de 2.4 GHz e uma impedância de entrada de 50 Ω , utilizando como constante dielétrica do substrato o ϵ_r medido da cortiça. Foi utilizado o simulador CST e posteriormente construída a antena da Figura 74 com a mesma fita de cobre que tinha sido usada na construção das linhas *microstrip*.

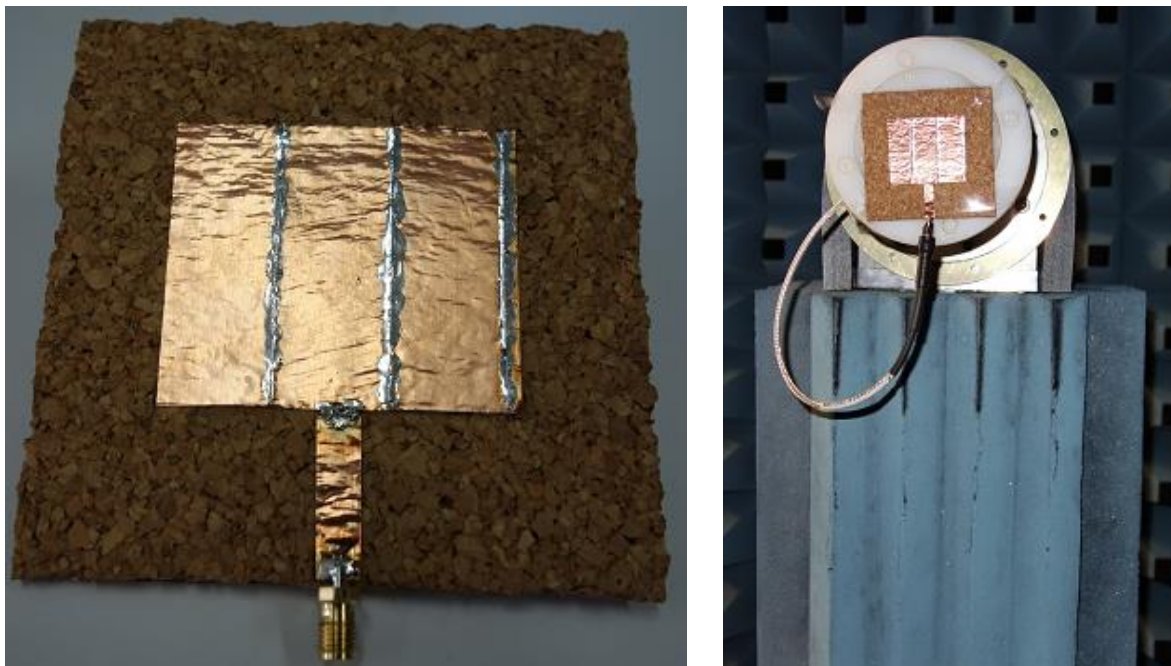


Figura 74 - Patch em cortiça

A frequência de ressonância medida para a antena construída foi de 2.319 GHz e a impedância de entrada a essa frequência foi de $50.88 - j 12.68 \Omega$. Pode ainda observar-se na Figura 75 a Carta de Smith obtida do analisador de redes para o S_{11} . A gama de frequências representada inicia-se em 100 MHz e termina em 4 GHz.

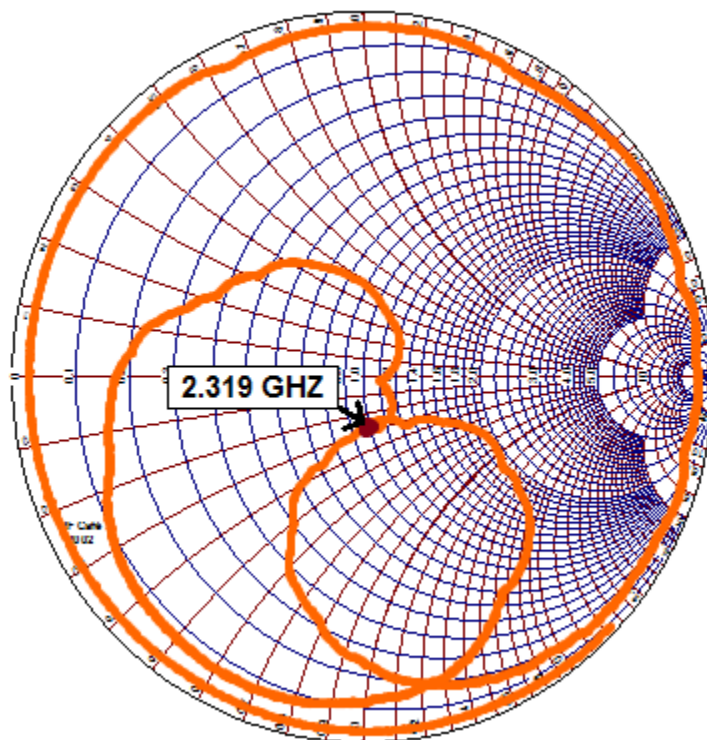


Figura 75 - Carta de Smith da *patch* com substrato de cortiça

Após medido os parâmetros S da antena e recorrendo novamente ao simulador CST, foi-se ajustando o ϵ_r do substrato utilizado no simulador até se obter a mesma frequência de ressonância entre resultados medidos e simulados. Além disso, mediu-se que o $|S_{11}|$ à frequência de ressonância era de -18.5 dB. Visto que se verificou no simulador que a tangente de perdas não variava significativamente a frequência de ressonância, resolveu-se ajustar também a tangente de perdas até de obter um $|S_{11}|$ à frequência de ressonância na simulação também de -18.5 dB.

O gráfico da Figura 76 apresenta as curvas do $|S_{11}|$ referentes a valores simulados e medidos. Pode observar-se que estas curvas quase se sobrepõem, tal como era pretendido.

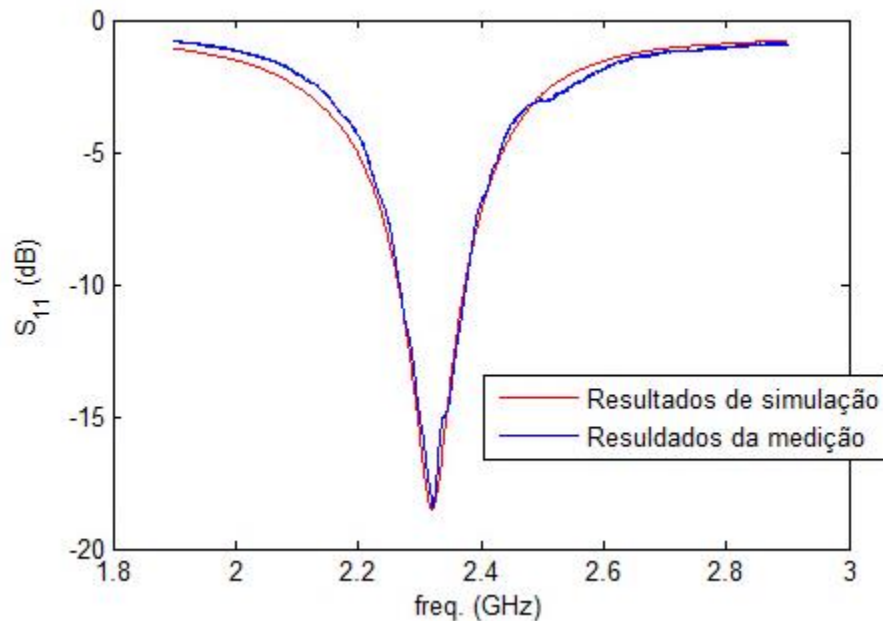


Figura 76 – Módulo de S_{11} da *patch* de cortiça (valores medidos vs simulados após ajuste)

A curva a azul é o resultado da medição realizada relativamente à antena construída enquanto que a vermelha é a simulação dessa antena no CST. O importante reter daqui, é que na simulação os parâmetros usados foram:

- $\epsilon_r = 1.338$
- $\tan(\delta) = 0.019$

O desvio da constante dielétrica em relação à determinada via linhas *microstrip* é de 4.36%. A tangente de perdas deu um valor algo inferior, sendo o desvio de 30.4%, o que é elevado, mas compreensível, tendo em conta a dificuldade de medir esta variável. É preciso ter em consideração que os métodos de produção da antena impossibilitam que esta seja construída exactamente com as dimensões indicadas no simulador. Mesmo que tal fosse possível, ainda assim o resultado do simulador não é exacto, pelo que se considera os resultados obtidos bastante satisfatórios.

Esta antena tem polarização linear e o seu diagrama de radiação, variando 90° , é apresentado na Figura 77. Para se obter o ganho da antena seria necessário utilizar-se uma outra antena para comparação, no entanto a informação apresentada já é suficiente para tirar algumas conclusões. Considerando a posição da antena na Figura 74, pode observar-se o gráfico da Figura 77, onde campo eléctrico é aplicado verticalmente. O máximo da radiação é sentida para a frente da antena, tal como esperado e verificado pela curva a azul. A curva a vermelho, em geral está bastantes dBs abaixo da curva azul, verificando-se que a antena é bastante imune à polarização cruzada.

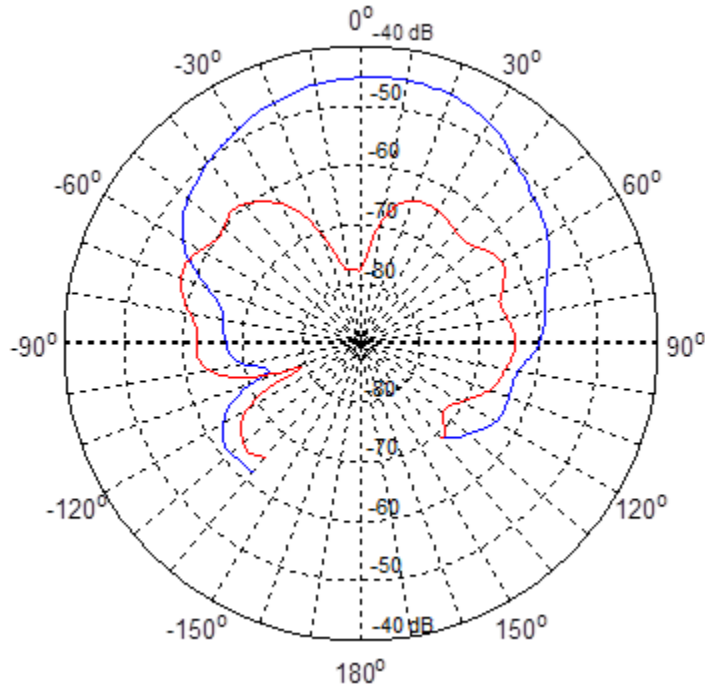


Figura 77 - Diagrama de radiação da *patch* variando o ângulo (na horizontal)

5.2 – Antena em H com plano reflector

A antena em H está representada na Figura 78, tendo um plano reflector atrás. Esta é uma das antenas RFID construída, e que possui um plano reflector, novamente para tornar a antena mais dependente da constante dielétrica da cortiça e confirmar a sua correcta caracterização.

O *chip* utilizado nesta *tag* é o SL3S1002FTT,118 que apresenta as seguintes características [63]:

- *Input capacitance (parallel)*: 1.16 pF
- *TSSOP8 impedance (915 MHz)*: $16 - j148 \Omega$

A antena foi dimensionada para uma frequência de 866 MHz, pelo que presumindo que a parte real da impedância de entrada do *chip* não varia, e que a parte imaginária é dada por:

$$X_{in} = \frac{1}{j2\pi f C_{in}} := \frac{1}{j2\pi \times (866 \times 10^6) \times (1.16 \times 10^{-12})} = -j158.4 \Omega$$

A impedância de entrada do *chip* é: $Z_{chip} = 16 - j158.4 \Omega$

Para haver máxima transferência de potência entre a antena e o chip, e impedância de entrada da antena deverá ser de $Z_a = 16 + j158.4 \Omega$.

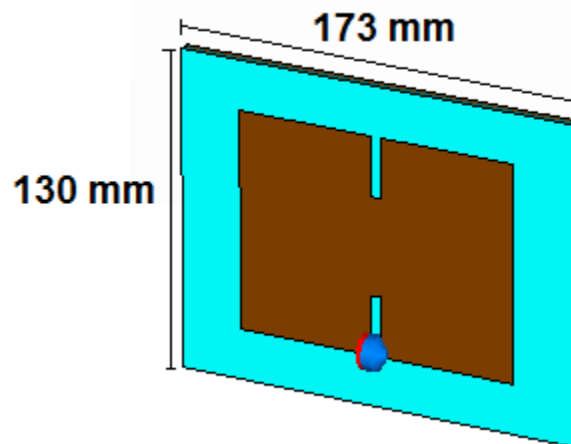
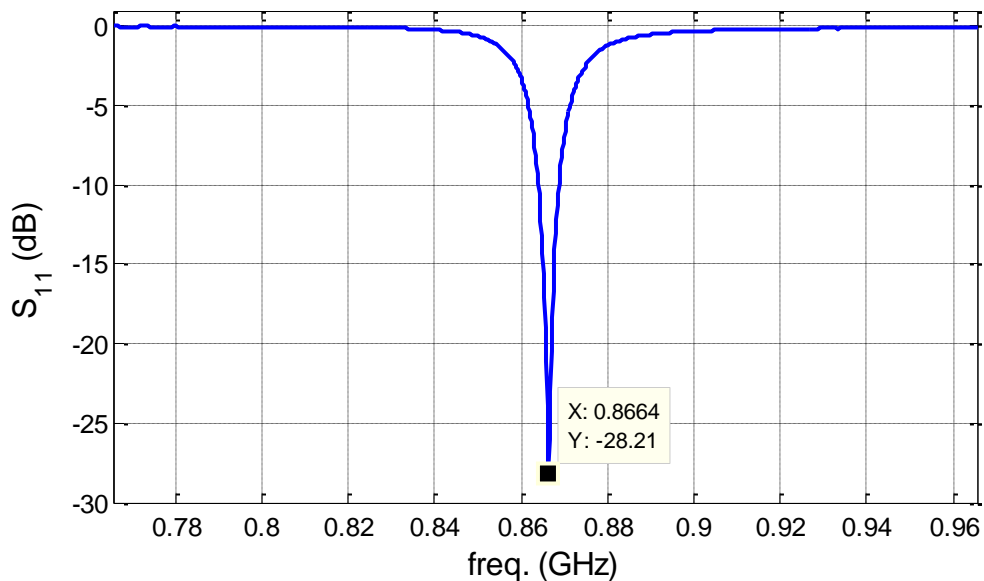


Figura 78 - Esquema da antena em H

Após o dimensionamento da antena no CST, a antena encontra-se melhor adaptada para uma frequência de 866.4 MHz como se observa através do S_{11} da Figura 79. A largura de banda é de apenas 4.8 MHz.

Figura 79 – Módulo de S_{11} da antena em H

No CST só é possível adicionar um porto de impedância real, o que por si só impossibilita simular o *chip* que apresenta impedância complexa. A solução foi adicionar um condensador em série com o porto, para se obter a impedância de $Z_{chip} = 16 - j158.4 \Omega$, ou seja, um condensador de $1.16 pF$, tendo o porto uma impedância de 16Ω .

Na Figura 80 a parte imaginária é $X_{in} = -2.011$, mas como os resultados da impedância são obtidos visto do porto, o que inclui a impedância do condensador que

está em série com a antena, para se obter a impedância da antena, basta retirar da impedância equivalente, a impedância devido ao condensador, ou seja:

$$Z_a = Z_{eq} - Z_c \tag{5.1}$$

Logo: $Z_a = 16.58 - j 2.01 - (-j 158.4) = 16.58 + j156.39 \Omega$.

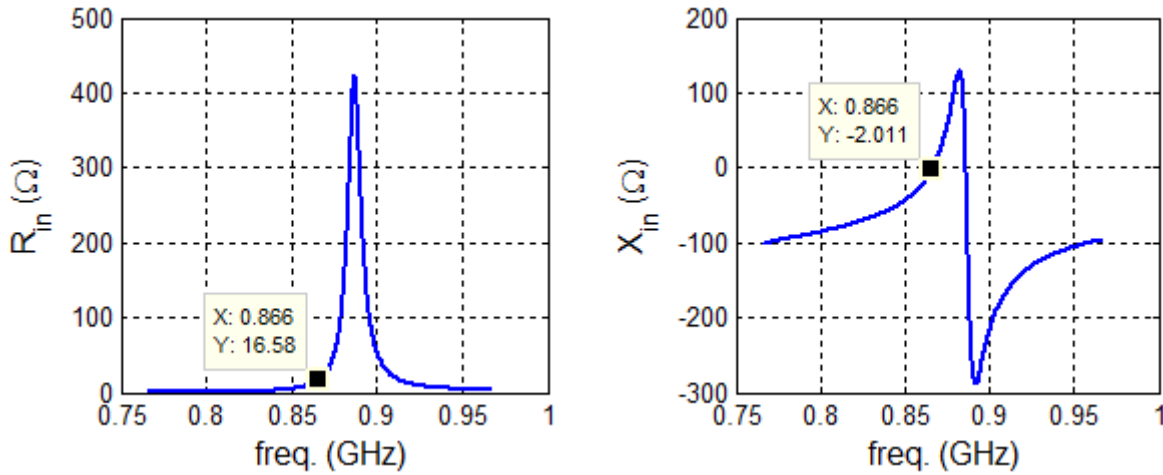


Figura 80 - Impedância de entrada da antena em H com condensador

Esta antena tem polarização linear e os diagramas de radiação mais importantes, obtidos via simulação, estão representados em Figura 81 e Figura 82. A eficiência da antena é de 90.7%.

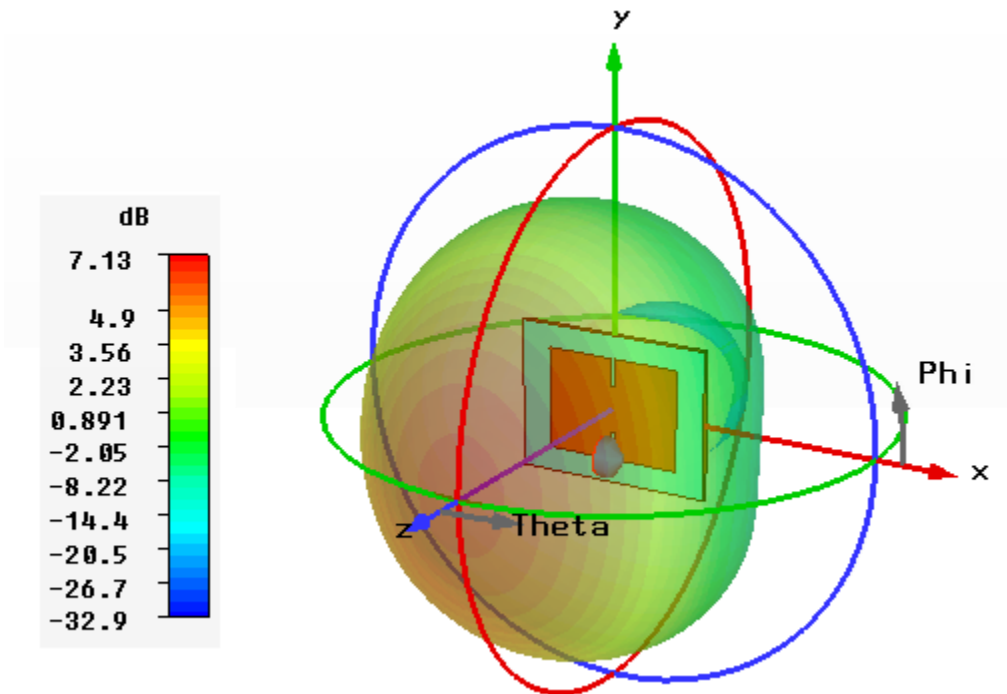


Figura 81 - Diagrama de radiação 3D da antena em H

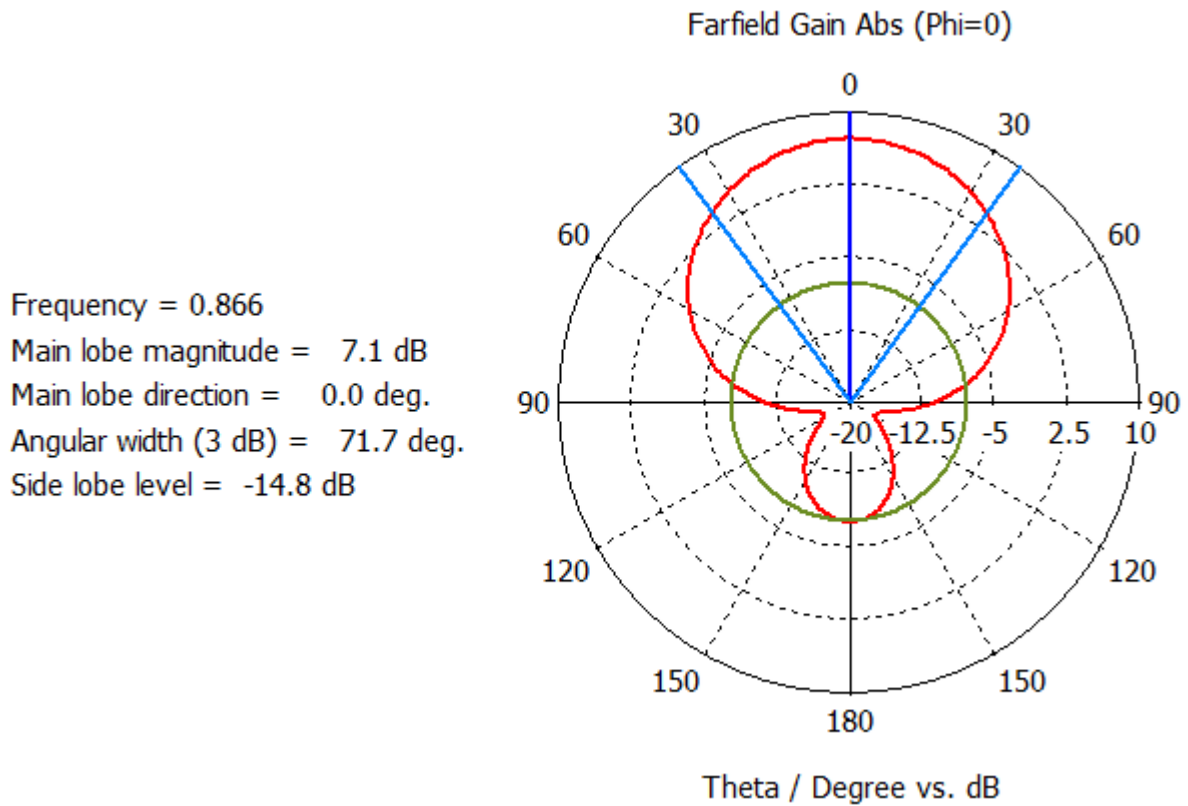


Figura 82 - Diagrama de radiação 2D referente ao plano horizontal da antena em H

A antena construída pode ser observada na Figura 83.



Figura 83 - Antena em H construída com cortiça e fita de cobre (plano de massa atrás)

O alcance de leitura medido em função da potência emitida pelo leitor encontra-se no gráfico da Figura 84. Como esperado, observa-se um aumento do alcance à medida que a potência do leitor aumenta.

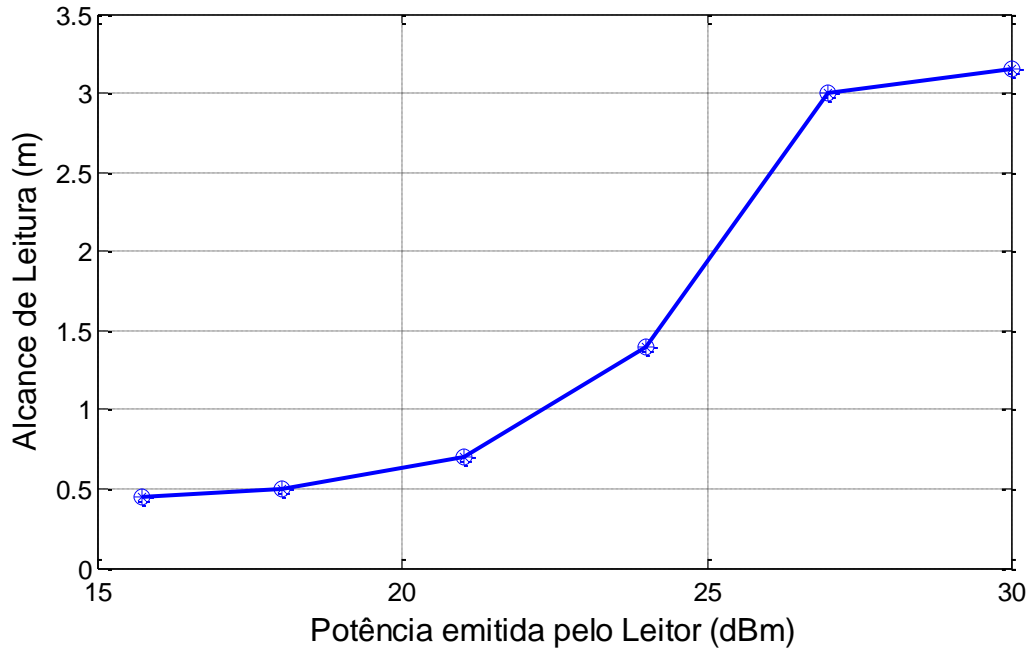


Figura 84 - Variação do alcance de leitura da antena em H, em função da potência do leitor

5.3 – Antena típica RFID

A antena da Figura 85 é uma antena muito usada em RFID, tendo sido inclusivamente baseada numa antena de um *Application Note*, que se encontra na Figura 29, mas onde os seus traços apresentam linhas rectas para permitir maior simplicidade na produção prática desta. O *chip* utilizado é o mesmo, assim como a frequência de funcionamento, pelo que a impedância de entrada da antena continua a ser $Z_a = 16 + j158.4 \Omega$.

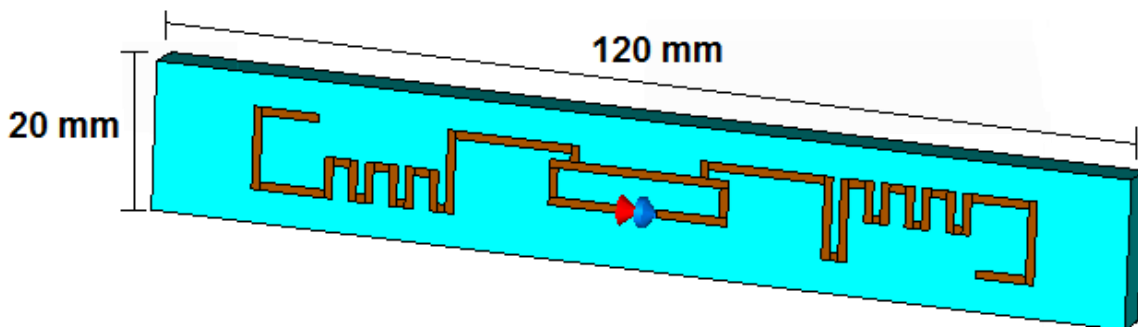


Figura 85 - Esquema de uma antena RFID típica

Após o dimensionamento da antena no CST, esta apresenta, pela eq. (5.1) e pelos valores da Figura 86, uma impedância de entrada de $Z_a = 16.41 + j157.85 \Omega$ a 866 MHz. A frequência onde ocorre a melhor adaptação é 866.3 MHz como se observa através do $|S_{11}|$ da Figura 87. A largura de banda é de 34.9 MHz.

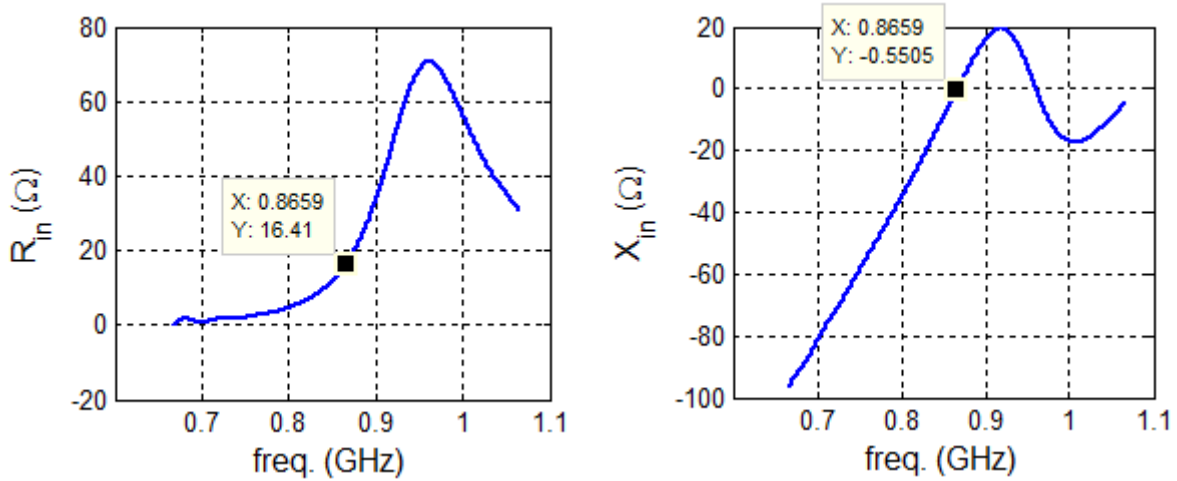


Figura 86 - Impedância de entrada da antena RFID típica com condensador

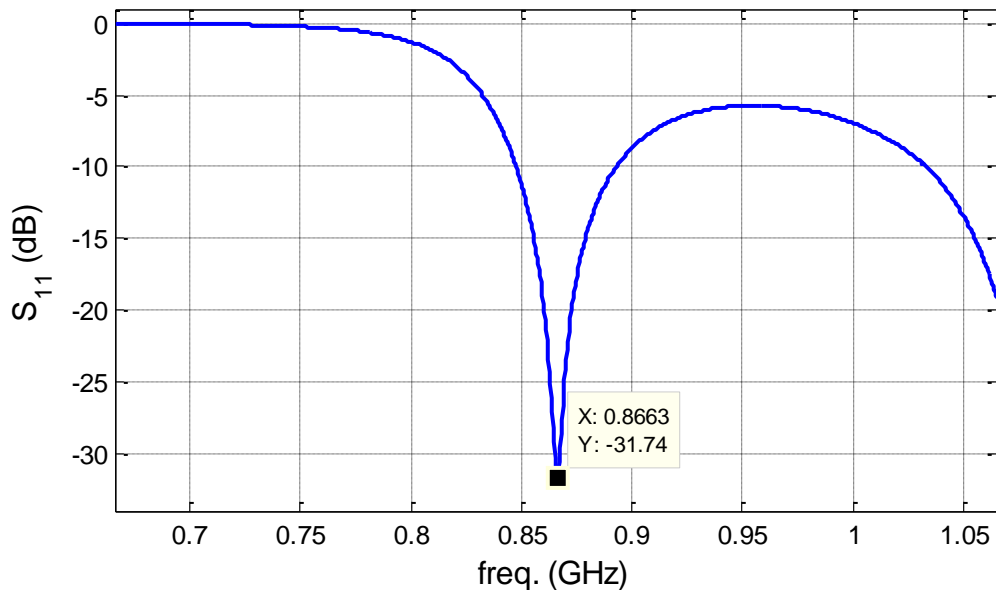


Figura 87 - Módulo de S_{11} da antena típica de RFID

Esta antena tem polarização linear e os diagramas de radiação mais importantes, obtidos via simulação, estão representados em Figura 88 e Figura 89. A eficiência da antena é de 99.998%.

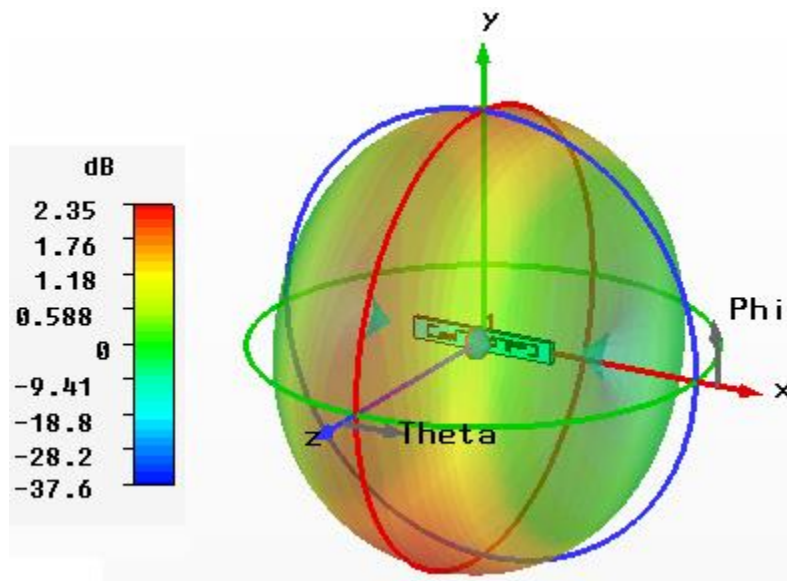


Figura 88 - Diagrama de radiação 3D da antena RFID típica

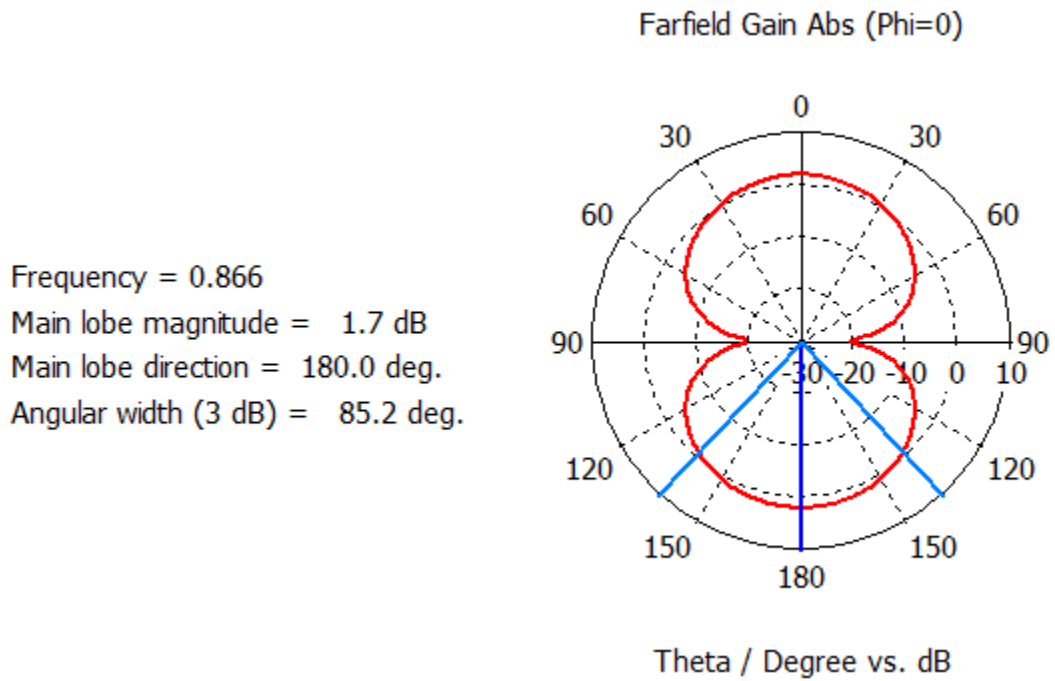


Figura 89 - Diagrama de radiação 2D referente ao plano horizontal da antena RFID típica

A antena construída pode ser observada na Figura 90.



Figura 90 - Antena RFID típica construída com cortiça e fita de cobre

O alcance de leitura medido em função da potência emitida pelo leitor encontra-se na Figura 91. A antena típica de RFID tem um ganho inferior à antena em H. Este resultado já seria de esperar, pois a antena em H tem um plano de massa para redireccionar a energia. No entanto esta apresenta um alcance medido inferior, o que teoricamente não seria de esperar devido ao seu maior ganho. Antenas com um plano de massa tipicamente têm uma largura de banda menor e estão mais dependentes do dielétrico. Perspectiva-se assim que o seu menor alcance se deva a um desvio da constante dielétrica em relação ao valor estimado, logo que a frequência de ressonância não esteja precisa, sendo esse desvio mais significativo numa antena de largura de banda menor.

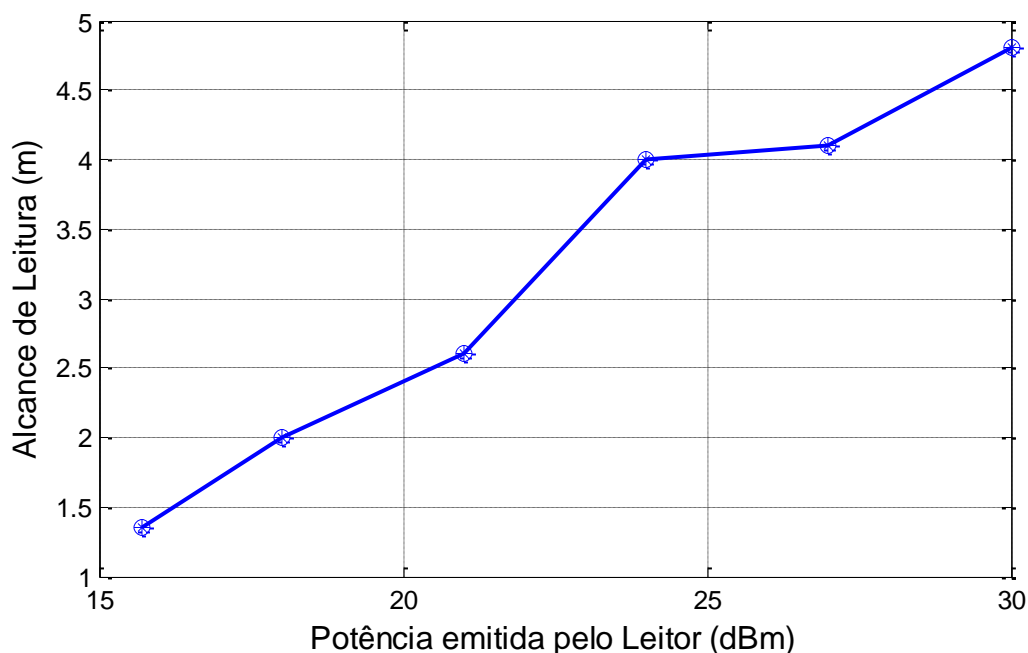


Figura 91 - Variação do alcance de leitura da antena RFID típica, em função da potência do leitor

5.4 – Protótipo 1 da rolha de cortiça

A ideia base era produzir uma antena igual à da Figura 92 (a), ou seja, um dipolo, onde os braços da antena assumiriam uma forma circular para ter assim um formato mais apropriado para a rolha, no entanto a frequência à qual ocorria a melhor adaptação era alta, e as dimensões da antena já eram demasiado elevadas. Para se diminuir a frequência, foi-se adicionando placas de metal às linhas dos braços do dipolo, tornando a antena uma antena em 3D, tal como se observa na Figura 92 (b). Ao simular-se, usou-se uma forma metálica com o objectivo de representar a forma metálica usada junto das rolhas de uma garrafa de champanhe, tal como se observa a amarelo na Figura 93. No entanto, e após rodar a antena produzida, verificou-se que essa forma metálica contribuía positivamente para o correcto dimensionamento da antena, obtendo-se finalmente a antena da Figura 92 (c).

Na Figura 93 está representado o primeiro protótipo para uma antena RFID numa rolha de cortiça, visto de diferentes posições. Um problema que se pode observar é o facto das dimensões da rolha serem um pouco grandes, tendo em conta as rolhas convencionais. Isto ocorre devido à dimensão da antena. Esta rolha está projectada para funcionar a 866 MHz, pelo que a impedância de entrada pretendida para a antena continua a ser $Z_a = 16 + j158.4 \Omega$. Naturalmente subir a frequência permitiria diminuir o tamanho da rolha e resolver o problema mencionado, mas encontrar *chips* que funcionem por exemplo a 2.4 GHz é complicado, e por isso continuou-se a trabalhar com 866 MHz.

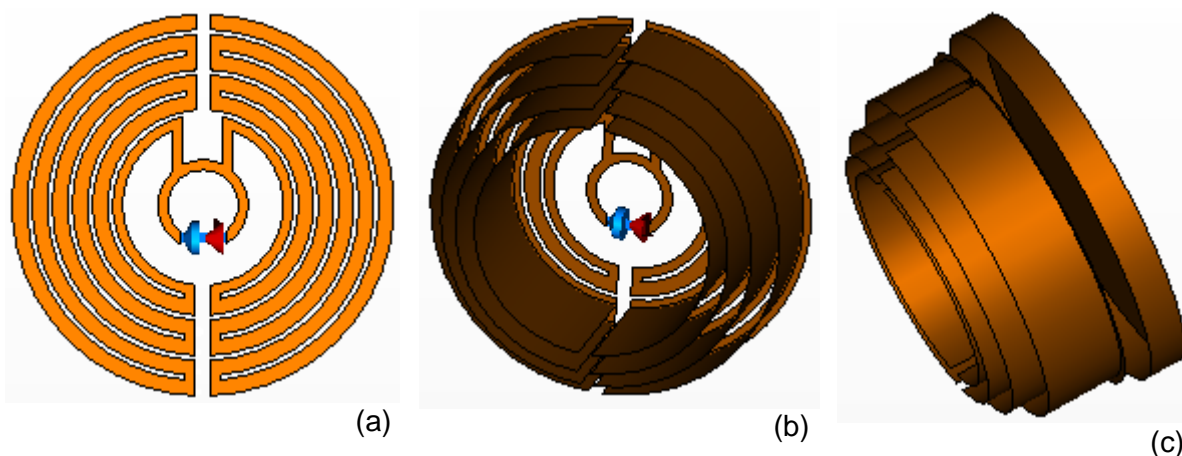


Figura 92 - Evolução do projecto do protótipo 1: (a) dipolo com braços circulares, (b) colocação das placas nos braços do dipolo, (c) colocação de um plano reflector.

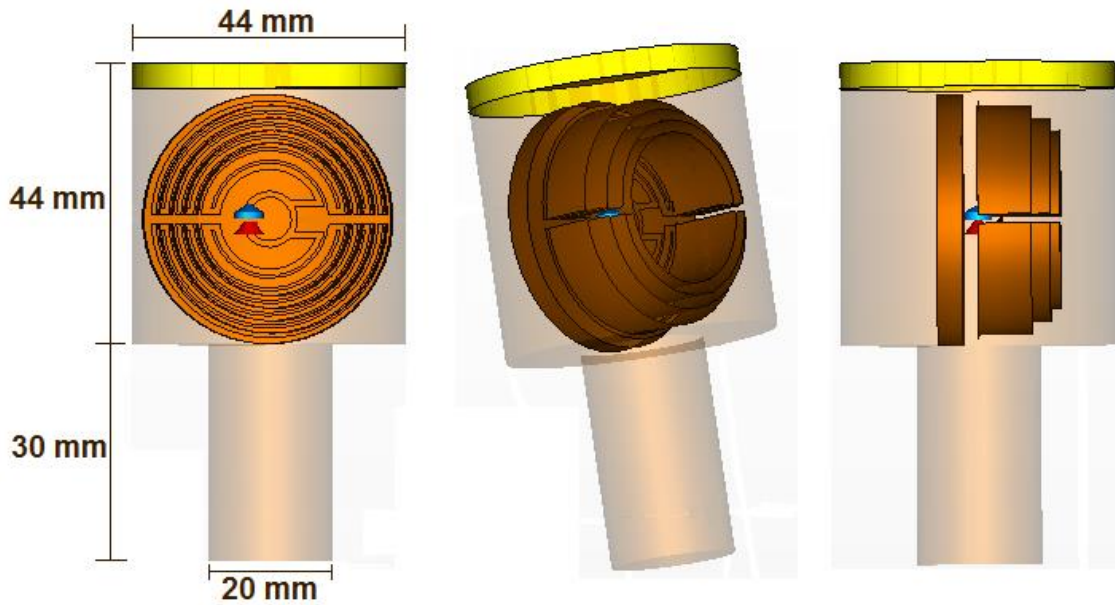


Figura 93 - Esquema do protótipo 1 para uma antena numa rolha de cortiça

A impedância de entrada a 866MHz, pela eq. (5.1) e pelos valores da Figura 94, é de $Z_a = 15.15 + j153.24 \Omega$. A frequência à qual se obtém a melhor adaptação é 866.3 MHz, tal como se observa na Figura 95. Observa-se ainda uma baixíssima largura de banda, sendo o seu valor de 2.5 MHz.

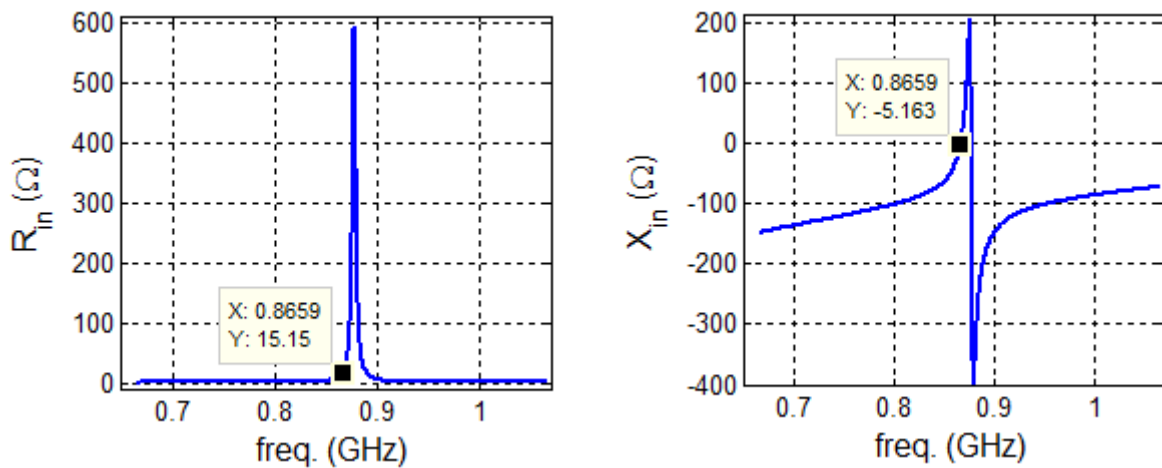


Figura 94 - Impedância de entrada da antena do Protótipo 1 com condensador

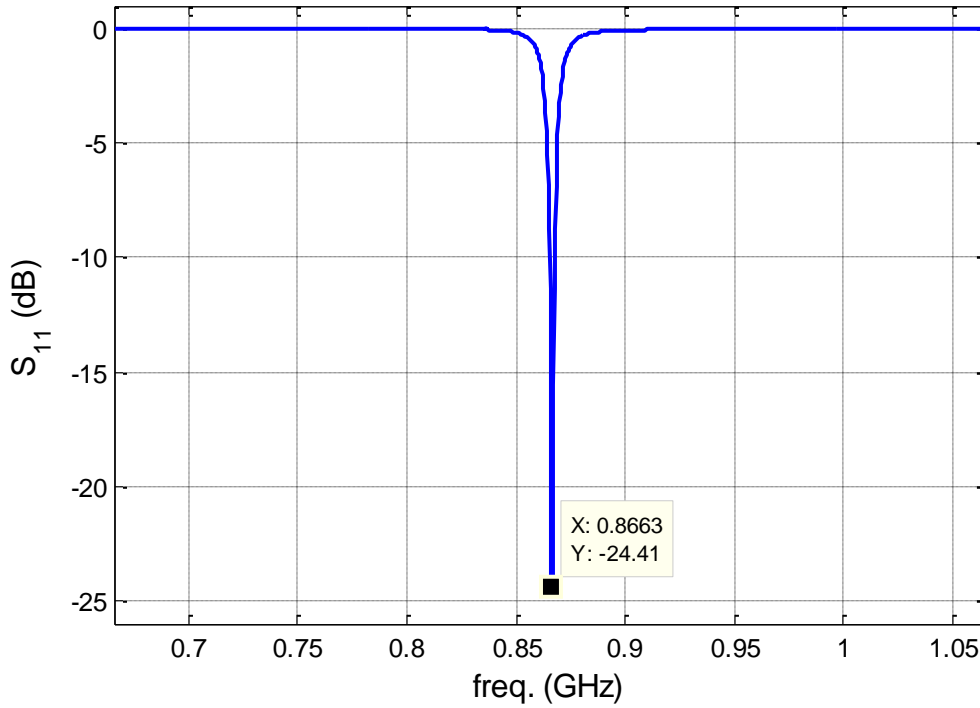


Figura 95 – Módulo de S₁₁ do protótipo 1 da rolha RFID

A polarização desta antena é linear e os diagramas de radiação mais importantes estão representados em Figura 96 e Figura 97. A eficiência da antena é de 89.4%.

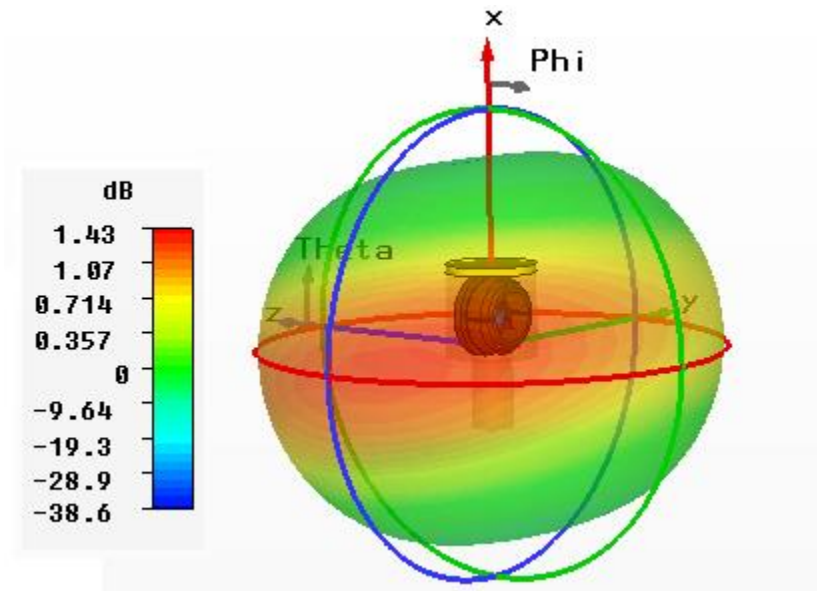


Figura 96 - Diagrama de radiação 3D do protótipo 1 para uma antena numa rolha

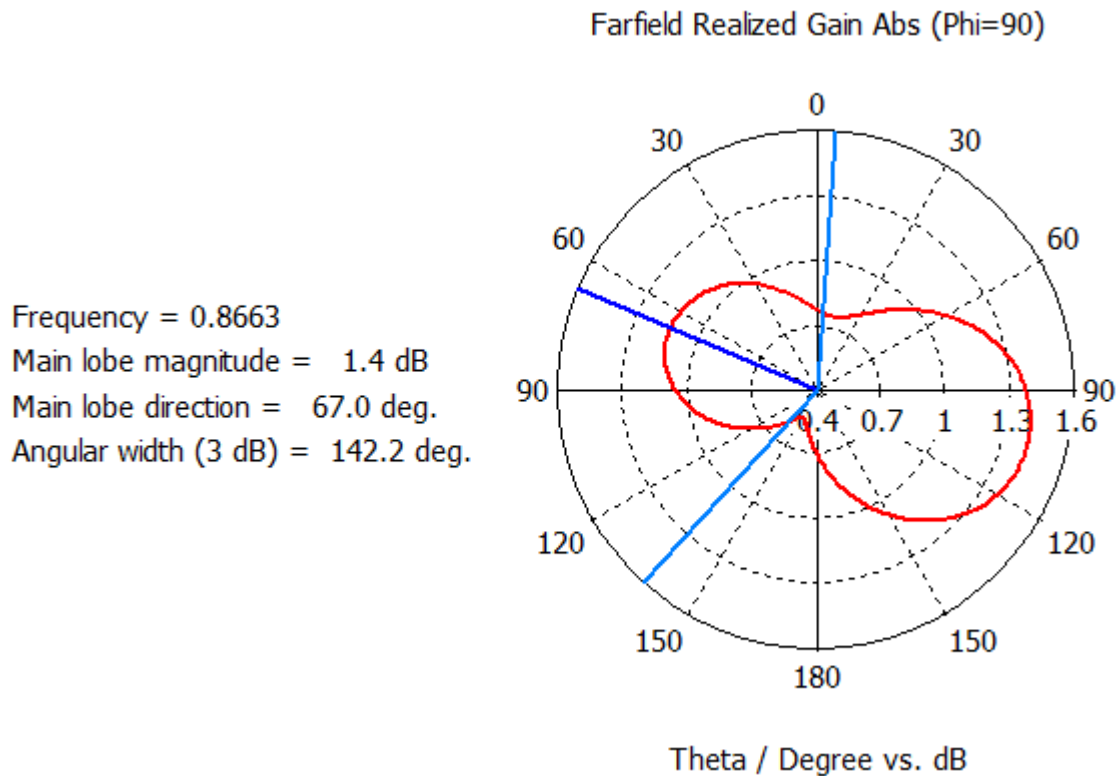


Figura 97 - Diagrama de radiação 2D referente ao plano horizontal do protótipo 1 para uma antena numa rolha

A rolha construída encontra-se na Figura 98 assim como a antena presente no seu interior sem as placas metálicas que se adicionaram. Apesar de na simulação ter sido possível obter tal antena com sucesso, na prática esta não funcionou. Na prática seria necessário, por exemplo, que as circunferências observáveis na Figura 98 estivessem espaçadas de 0.5 mm. Tendo em conta o método de produção e aliado ao facto da largura de banda ser baixa, seria quase impossível conseguir construir bem esta antena, algo que se verificou posteriormente quando o leitor RFID não conseguiu ler a *tag*.



Figura 98 - Rolha construída: protótipo 1

5.5 – Protótipo 2 da rolha de cortiça

Após o insucesso do protótipo 1, o objectivo passou por se produzir uma antena com maior largura de banda. Havia duas ideias: um monopolo ou um dipolo. Como um monopolo tem comprimento $\lambda/4$ e um dipolo tem comprimento $\lambda/2$, a melhor opção seria um monopolo pois é mais pequeno. No entanto existia a dúvida se o plano de massa que seria necessário produzir-se tinha ou não dimensão suficiente. Este facto só pode ser confirmado positivamente após a simulação.

As alterações em relação a um monopolo puro devem-se às conclusões tiradas no sub-capítulo 2.2.5.4. A forma do monopolo tem o objectivo de o tornar mais curto e assim permitir uma rolha mais pequena. A impedância do dipolo dava um valor muito alto e acrescentou-se então uma malha de adaptação para ajustar a impedância de entrada da antena à impedância do *chip* utilizado. A impedância de entrada pretendida para a antena continua a ser de $Z_a = 16 + j158.4 \Omega$. Na Figura 99 pode observar-se a rolha produzida. Na simulação, além da cortiça, considerou-se também vidro referente ao gargalo da garrafa onde a rolha estará introduzida.

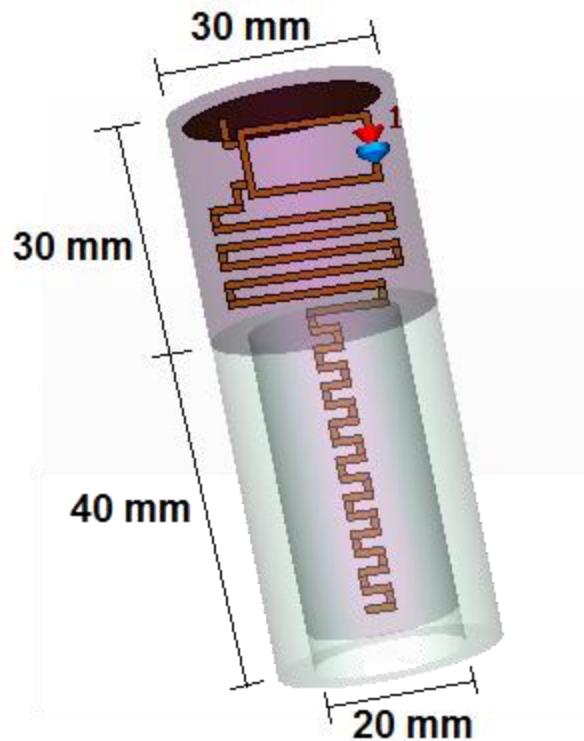


Figura 99 - Esquema do protótipo 2 para uma antena numa rolha de cortiça

A impedância de entrada da antena a 866 MHz, pela eq. (5.1) e pelos valores da Figura 100 é $Z_a = 14.23 + j159.10 \Omega$. O gráfico do $|S_{11}|$ pode ser observado na Figura 101, onde se conclui que a frequência à qual ocorre a melhor adaptação é 866.7 MHz, sendo a largura de banda de 23.5 MHz.

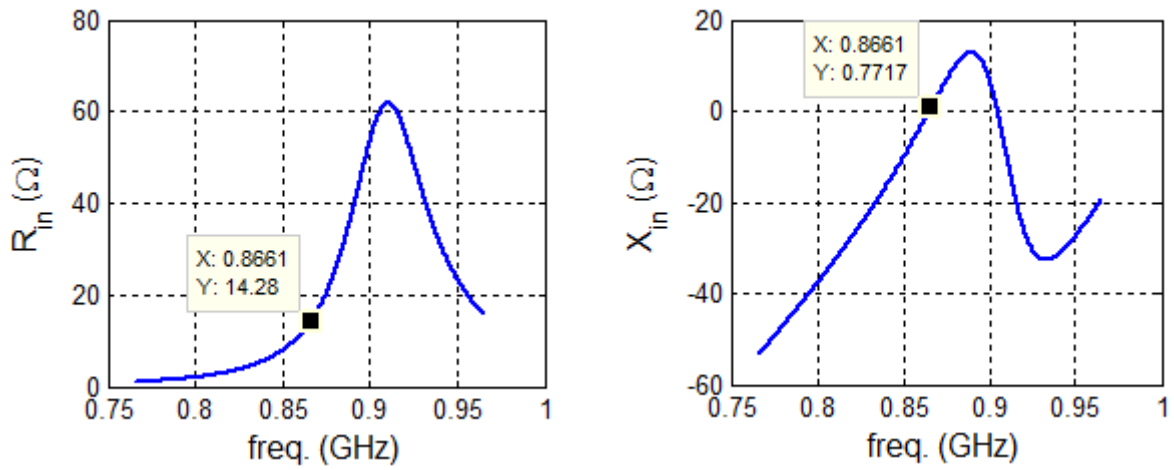


Figura 100 - Impedância de entrada da antena do Protótipo 2 com condensador

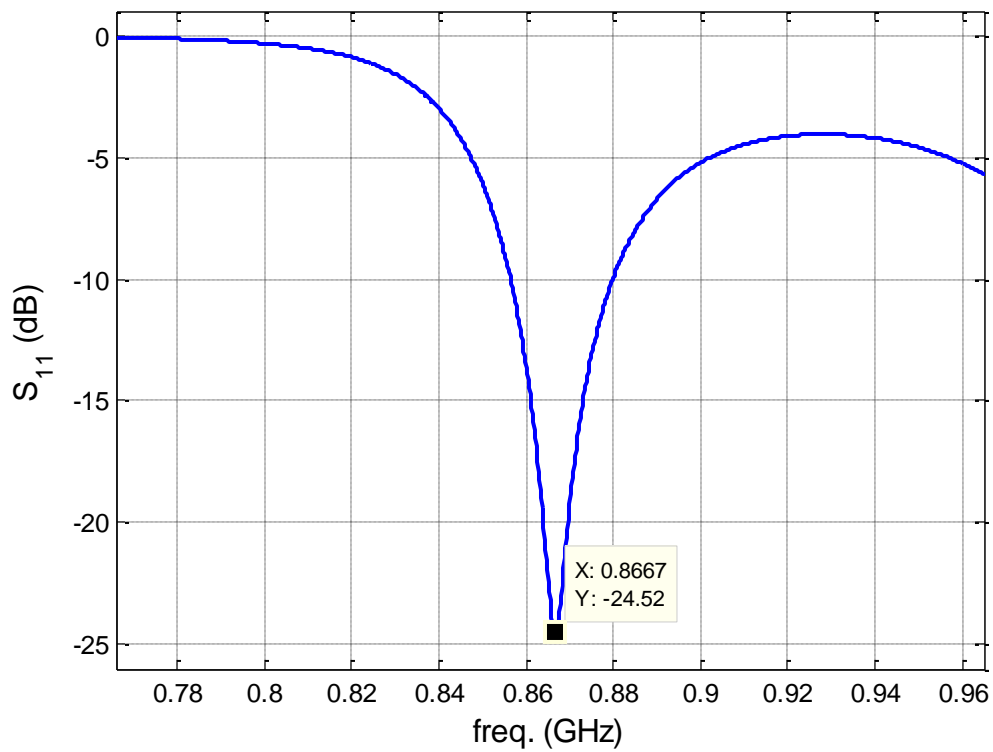


Figura 101 – Módulo de S11 do protótipo 2 da rolha RFID

Tem-se ainda que a antena apresenta uma polarização linear e os seus diagramas de radiação mais importantes encontram-se em Figura 102 e Figura 103. A eficiência da antena é de 99.55%.

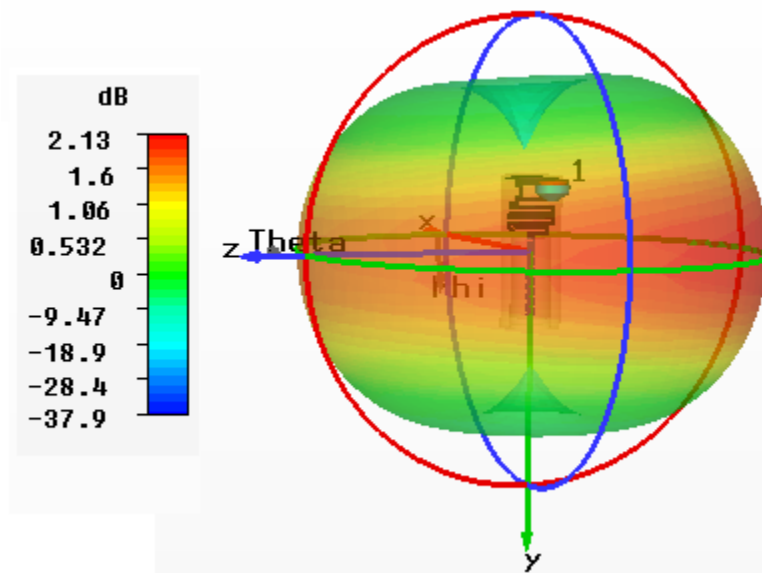


Figura 102 - Diagrama de radiação 3D do protótipo 2 para uma antena numa rolha

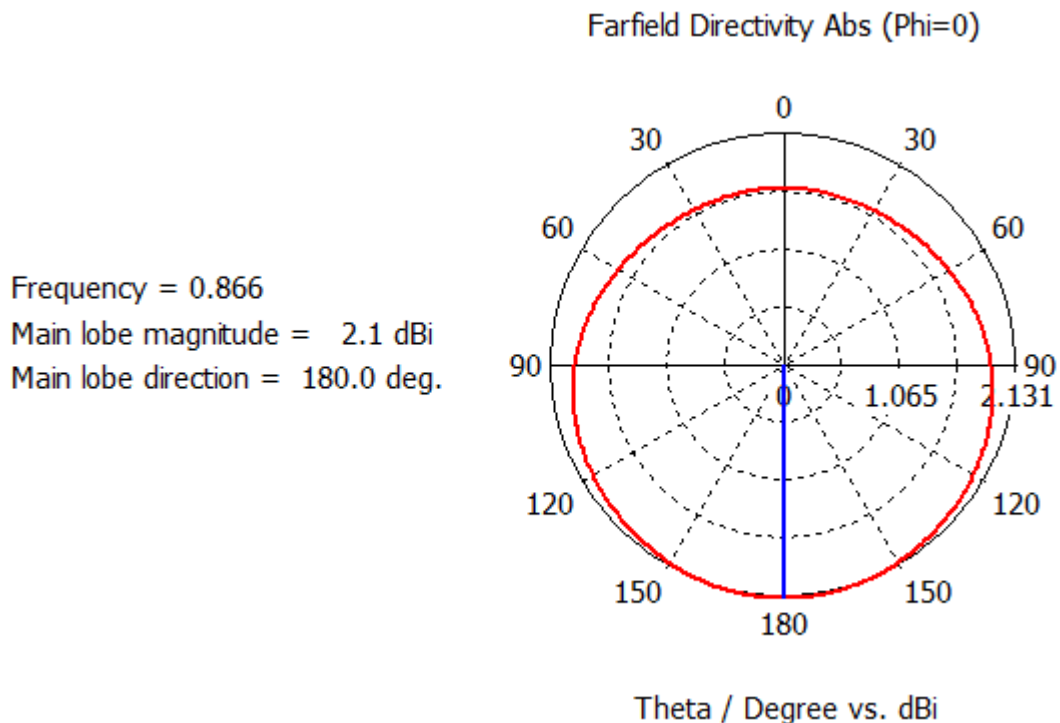


Figura 103 - Diagrama de radiação 2D referente ao plano horizontal do protótipo 2 para uma antena numa rolha

A rolha construída encontra-se na Figura 104 onde se pode observar o seu tamanho relativamente a uma garrafa, assim como a antena presente no seu interior.



Figura 104 - Rolha construída: protótipo 2

O mais importante que se verificou é que o protótipo 2 funcionou. Para testar o funcionamento de todas as *tags* desenvolvidas utilizou-se o leitor Alien RFID, ALR – 8800, tal como se observa na Figura 105. Numa situação onde se manteve a parte metálica existente na zona da rolha e que se pode observar na Figura 104, o alcance foi de 42cm. Retirando essa parte metálica o valor da medição do alcance foi de 40cm. Esta diminuição não tem necessariamente a ver com essa parte metálica, mas apenas pelo facto da garrafa não estar exactamente na mesma posição. Estes valores são válidos utilizando no leitor a antena apresentada na Figura 105 que tem polarização linear.

As antenas que vêm com o leitor têm polarização circular, ao contrário das antenas produzidas que têm polarização Linear. Espera-se que os resultados obtidos em termos de alcance sejam melhores caso se utilize uma antena apropriada. Utilizando as antenas que vêm com o leitor, o alcance aumentou para 1m. Isto acontecerá pois apesar da polarização ser diferente, as antenas do leitor têm maior ganho do que a antena com a qual se testou primeiro.

Na simulação considerou-se um gargalo da garrafa de vidro, no entanto, mesmo sem a rolha estar introduzida na garrafa, o protótipo 2 funcionou. Isto significa que a antena tem uma boa largura de banda e que não é demasiado dependente do meio dieléctrico. Isto poderá ser útil pois a cortiça utilizada nas rolhas pode ser um pouco diferente, os vidros utilizados nas garrafas também e as condições ambientais (temperatura, humidade) também podem variar, mas mesmo assim, a *tag* continuar a funcionar, afectando claro, o alcance.



Figura 105 - Testes sobre o protótipo 2 da rolha RFID

Capítulo 6 - Conclusões e trabalho futuro

6.1 – Conclusões

Existem diversos métodos para caracterizar um dieléctrico. Por motivos económicos, pela praticabilidade do método em termos da facilidade de produção de linhas e pelo facto de ser utilizável para frequências altas, optou-se por utilizar um método baseado em linhas de transmissão. Neste método mede-se a impedância característica da linha, o que é bastante simples se forem desprezadas as perdas, pois o valor de Z_0 retira-se directamente de um analisador de redes a um quarto da frequência de ressonância. Também se pode medir para outras frequências (desprezando as perdas), ou elaborar mais o processo, considerando as perdas, mas isto vem a complicar mais o método.

Usando um simulador concluiu-se que há uma tendência do desvio da constante dieléctrica aumentar à medida que a constante dieléctrica aumenta, no entanto para um $\epsilon_r = 10$ este é de apenas 1,64%, sendo um resultado bastante satisfatório. Verifica-se ainda que as perdas poderão ser bastante significativas. Para contornar este problema considerou-se que o desvio na impedância pode ser compensado por um desvio na frequência aproximadamente proporcional a al . Com isto o erro na medição da impedância característica diminui bastante, tornando-se praticamente desprezáveis para substratos de baixas perdas. A constante dieléctrica foi calculada através desta impedância característica e através das dimensões da linha.

O método foi testado com substratos conhecidos, o FR4, um plástico e com o Rogers RO6010, apresentado resultados dentro da gama que se perspectivava. Realizou-se o método para a cortiça e utilizou-se uma *patch* para confirmar, mas a constante dieléctrica da cortiça usando as linhas de transmissão foram um pouco inferiores. Perspectivou-se que o erro obtido seria devido ao facto da linha ser muito estreita e componentes significativas dos campos se propagarem fora do substrato, ou seja, no ar. Resolveu-se refazer outra linha *microstrip*, mas agora mais larga, também se mediu as dimensões da linha de forma mais cuidadosa e ainda se usou a carga *open*. A constante dieléctrica subiu, e o desvio do valor obtido em relação ao obtido com a *patch* é de 4.36%, o que é satisfatório.

Depois desenvolveu-se uma expressão empírica baseada nos resultados do simulador ADS para o cálculo da tangente de perdas. O método de cálculo é iterativo, utilizando como a primeira aproximação, a situação onde não há perdas devido ao condutor. A convergência é rápida e o erro pequeno. A expressão empírica para o cálculo da tangente de perdas é aquela que fornece um menor erro, nomeadamente para condutividades superiores a 15MS/m. Os resultados são mais precisos para tangentes de perdas maiores. O cálculo da tangente de perdas considerando a atenuação do condutor, quer via parâmetros S, quer via equação teórica, não foram tão bons, sendo que usando a equação teórica o erro é mais significativo para condutores de baixa condutividade. Usando a *patch*, a tangente de perdas deu um valor bastante inferior, o desvio foi de 30.4%, o que é elevado, mas compreensível, tendo em conta a dificuldade de medir esta variável.

Depois construíram-se antenas. A antena típica de RFID apresenta um ganho inferior à antena em H. Este resultado já seria de esperar, pois a antena em H tem um plano de massa para redireccionar a energia. Esta apresenta um alcance medido inferior,

o que teoricamente não seria de esperar devido ao seu maior ganho. Antenas com um plano de massa tipicamente têm uma largura de banda menor e estão mais dependentes do dieléctrico. Perspectiva-se assim que o seu menor alcance se deva a um desvio da constante dieléctrica em relação ao valor estimado, e ainda que a frequência de ressonância não esteja precisa, sendo esse desvio mais significativo numa antena de largura de banda menor.

Na etapa final construíram-se *tags* RFID em rolhas de cortiça. Num primeiro protótipo, apesar de na simulação ter sido possível obter tal antena com sucesso, na prática esta não funcionou. Na prática seria necessário, por exemplo que certas dimensões tivessem 0.5 mm e tendo em conta o método de produção, seria quase impossível conseguir construir bem esta antena, algo que se verificou posteriormente, quando o leitor RFID não conseguiu ler a *tag*. Esta antena também tinha uma largura de banda pequena, daí ser necessário construí-la com uma precisão impossível para os meios disponíveis. Um segundo protótipo foi inspirado num monopolo. A forma do monopolo tem o objectivo de o tornar mais curto e assim permitir uma rolha mais pequena. Utilizou-se ainda uma malha de adaptação para ajustar a impedância de entrada da antena à impedância do *chip* utilizado. Na simulação considerou-se um gargalo da garrafa de vidro, no entanto, mesmo sem a rolha estar introduzida na garrafa, o protótipo 2 funcionou. Isto significa que a antena tem uma boa largura de banda e que não é demasiado dependente do meio dieléctrico. Isto poderá ser útil pois a cortiça utilizada nas rolhas pode ser um pouco diferente, os vidros utilizados nas garrafas também e as condições ambientais (temperatura, humidade) também podem variar, mas mesmo assim, a *tag* continuar a funcionar, afectando claro, o alcance.

6.2 – Trabalho futuro

Para trabalho futuro faltará integrar o sensor de temperatura. Deverá ainda ser possível produzir-se as antenas de forma mais automática (imprimindo a antena), sendo igualmente necessário conseguir construir a rolha já com a antena colocada no seu interior. Poderia ser interessante também o desenvolvimento de um *kit* de medição da constante dieléctrica, recorrendo ao método desenvolvido. Isto permitiria maior rigurosidade nas dimensões das linhas, em vez de se cortar tiras de fita de cobre e depois medir-se com uma régua.

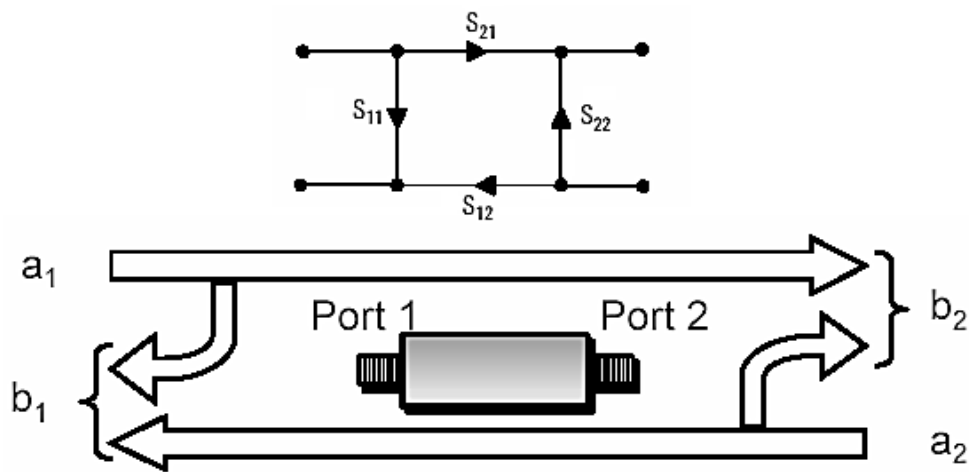
Anexos

A – Relações trigonométricas

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

$$\tanh(ja) = j \tan(a) \quad (\text{A.2})$$

B – Parâmetros S



$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2 = 0}$$

Coeficiente de reflexão da entrada, com saída adaptada

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2 = 0}$$

Coeficiente de transmissão para a frente, com saída adaptada

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1 = 0}$$

Coeficiente de reflexão da saída, com entrada adaptada

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1 = 0}$$

Coeficiente de transmissão reversa, com entrada adaptada

C – Equivalência entre o coeficiente de reflexão e S_{11} numa linha terminada em aberto

Os parâmetros S de uma linha podem ser expressos em função do coeficiente de reflexão ρ , e do coeficiente de transmissão T, pelas seguintes equações [64]:

$$S_{11} = \frac{\rho(1 - T^2)}{1 - \rho^2 T^2} \quad (\text{C.1})$$

$$S_{21} = \frac{T(1 - \rho^2)}{1 - \rho^2 T^2} \quad (\text{C.2})$$

Isolando os coeficientes de reflexão e transmissão:

$$\rho = X \pm \sqrt{X^2 - 1}, \quad \text{escolhendo a solução } |\rho| \leq 1 \quad (\text{C.3})$$

$$T = \frac{S_{11} + S_{21} - \rho}{1 - (S_{11} + S_{21})\rho} \quad (\text{C.4})$$

Com:

$$X = \frac{S_{11}^2 - S_{21}^2 + 1}{2S_{11}} \quad (\text{C.5})$$

Facilmente se verifica em qualquer analisador de redes ou simulador, que para uma linha terminada em aberto, $S_{21} = 0$.

Admitindo X positivo, logo da eq. (C.3) e (C.5) tem-se:

$$\begin{aligned} \rho &= \frac{S_{11}^2 + 1}{2S_{11}} - \sqrt{\left(\frac{S_{11}^2 + 1}{2S_{11}}\right)^2 - 1} \\ &= \frac{S_{11}^2 + 1}{2S_{11}} - \frac{\sqrt{(S_{11}^2 + 1)^2 - 4S_{11}^2}}{2S_{11}} \\ &= \frac{S_{11}^2 + 1}{2S_{11}} - \frac{\sqrt{(S_{11}^2)^2 + 2(S_{11}^2) + 1 - 4S_{11}^2}}{2S_{11}} \\ &= \frac{S_{11}^2 + 1}{2S_{11}} - \frac{\sqrt{(S_{11}^2)^2 - 2(S_{11}^2) + 1}}{2S_{11}} \\ &= \frac{S_{11}^2 + 1}{2S_{11}} - \frac{\sqrt{(S_{11}^2 - 1)^2}}{2S_{11}} \end{aligned}$$

Logo:

$$\rho = \frac{S_{11}^2 + 1}{2S_{11}} - \frac{S_{11}^2 - 1}{2S_{11}} \vee \rho = \frac{S_{11}^2 + 1}{2S_{11}} + \frac{S_{11}^2 - 1}{2S_{11}}$$

$$\rho = \frac{1}{S_{11}} \vee \rho = S_{11}$$

E escolhendo a solução onde sempre $\rho \leq 1$

$$\rho = S_{11} \quad (\text{C.6})$$

D – Tabela usada na determinação da tangente de perdas

Linha	$\tan(\delta)$	Z_{ref}	σ (MS/m)	Z_{med}	Z_{med}/Z_{ref}
$Z_0 W = 23.06$ $Z_0 = 11.53$ $W = 2$ $h = 0.1$ $\epsilon_r = 2$	0.01	15.55	1	3.03	0.195
			10	5.87	0.377
			60	9.01	0.579
	0.03	5.15	1	2.20	0.427
			10	3.35	0.650
			60	4.17	0.810
	0.05	3.07	1	1.73	0.563
			10	2.34	0.762
			60	2.70	0.879
$Z_0 W = 53.23$ $Z_0 = 53.23$ $W = 1$ $h = 1$ $\epsilon_r = 8$	0.01	72.77	1	30.43	0.418
			10	46.99	0.646
			60	58.58	0.805
	0.03	24.20	1	16.62	0.687
			10	20.51	0.848
			60	22.42	0.926
	0.05	14.49	1	11.42	0.788
			10	13.10	0.904
			60	13.84	0.955
$Z_0 W = 140.36$ $Z_0 = 70.18$ $W = 2$ $h = 1$ $\epsilon_r = 1.8$	0.01	110.94	1	60.39	0.544
			10	47.28	0.753
			60	48.91	0.874
	0.03	36.77	1	28.50	0.776
			10	33.09	0.900
			60	35.08	0.954
	0.05	21.93	1	18.94	0.864
			10	20.67	0.943
			60	21.38	0.975

$Z_0W = 148.13$ $Z_0 = 148.13$ $W = 1$ $h = 3$ $\varepsilon_r = 2$	0.01	254.03	1	137.74	0.542
			10	190.75	0.751
			60	221.63	0.872
	0.03	84.09	1	65.18	0.775
			10	75.63	0.899
			60	80.19	0.954
	0.05	50.29	1	43.29	0.861
			10	47.28	0.940
			60	48.91	0.973
$Z_0W = 166.38$ $Z_0 = 55.46$ $W = 3$ $h = 4$ $\varepsilon_r = 10$	0.01	74.93	1	52.80	0.705
			10	64.41	0.860
			60	69.90	0.933
	0.03	24.93	1	21.91	0.879
			10	23.66	0.949
			60	24.35	0.977
	0.05	14.94	1	13.81	0.924
			10	14.47	0.969
			60	14.73	0.986
$Z_0W = 210.33$ $Z_0 = 70.11$ $W = 3$ $h = 4$ $\varepsilon_r = 6$	0.01	98.25	1	70.84	0.720
			10	85.26	0.868
			60	92.11	0.938
	0.03	32.64	1	28.98	0.888
			10	31.10	0.953
			60	31.95	0.979
	0.05	19.53	1	18.18	0.931
			10	18.97	0.971
			60	19.28	0.987
$Z_0W = 269$ $Z_0 = 134.5$ $W = 2$ $h = 7$ $\varepsilon_r = 3$	0.01	213.45	1	153.42	0.719
			10	185.28	0.868
			60	200.21	0.938
	0.03	70.81	1	62.79	0.887
			10	67.46	0.953
			60	69.31	0.979
	0.05	42.29	1	39.34	0.930
			10	41.09	0.972
			60	41.76	0.987
$Z_0W = 270.8$ $Z_0 = 67.7$ $W = 4$ $h = 2$ $\varepsilon_r = 2$	0.01	104.44	1	73.67	0.705
			10	89.76	0.859
			60	97.40	0.933
	0.03	34.59	1	30.25	0.875
			10	32.78	0.948
			60	33.78	0.977
	0.05	20.66	1	19.14	0.926
			10	20.04	0.970
			60	20.38	0.986

Tabela 19 - Valores da impedância de entrada à frequência de ressonância para diferentes linhas e diversos parâmetros

E – Código (MatLab) desenvolvido

E1 – Função que calcula a constante dielétrica

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Funcao que calcula a constante dielectrica: 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

```

E2 – 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

```

E3 – 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)=(0.01745*Z0-0.1521)/Zmed; % aproximacao inicial

```

```

% restantes iteracoes
for i=2:N

    tanP0=tanP(i-1);

    mt=-1991*tanP0+115.6;
    bt=1.0968/sqrt(tanP0)+95.526;
    mk=-2.1046*tanP0+0.4747;
    bk=0.0644/sqrt(tanP0)-0.203;

    t=mt/sqrt(cond)+bt;
    k=mk/sqrt(cond)+bk;

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

    tanP(i)= (0.01745*Z0-0.1521)/Zref; % aproximacao da iteracao presente

end

tanP=tanP';

end

```

E4 – 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

```

E5 – Exemplo do cálculo da constante dielétrica e da tangente de perdas

```

clear all
clc

h=4.85; w=2.33333;           % dimensoes da linha
cond=40;                     % condutividade

x = dlmread('dados.slp');
f = x(:,1);                 % frequencias
s11 = x(:,2)+1j*x(:,3);    % s11

f0 = f(findf0(s11));        % frequencia de ressonancia

k = find( abs(f-f0/4) == min(abs(f-f0/4)) ); % indice onda esta f0/4
[r,x]=s2z(s11(k));         % impedancia de entrada a f2/4

a = x/r+sqrt((x/r)^2+1);    % tanh(alfa*l) igual aproximadamente a alfa*l
f2=f0/(1+a);               % Desvio na frequencia devido as perdas
k=find(abs(f2/4-f)==min(abs(f2/4-f))); % indice onda esta f2/4

[r,x]=s2z(s11(k));         % impedancia de entrada a f2/4
Z0=abs(x)*(1+a^2)/(1-a^2); % impedancia caracteristica
er=calcErByZo(Z0,h,w)      % calculo da constante dieletrica

tanP=calcTan(Z0,w,max(s2z(s11(100:end)))/50,cond,10);
tanP(10)                   % indica a ultima tanPerdas calculada

```


Referências

- [1] IBM, “Controlando o RFID,” [Online]. Available: <http://www.ibm.com/br/ibm/ideasfromibm/rfid/061207/index1.phtml>. [Acedido em 2013].
- [2] A. Sangreman e T. Camanho, “Redes de Computadores I,” Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2007. [Online]. Available: http://www.gta.ufrj.br/grad/07_1/rfid/RFID_arquivos/futuro.htm. [Acedido em 2013].
- [3] M. C. O'Connor, “O que você precisa saber sobre sensores e RFID,” RFID Journal Brasil, 2012. [Online]. Available: <http://brasil.rfidjournal.com/noticias/vision?9160>. [Acedido em 2013].
- [4] “SL3S1002FTT, 118 NXP Semiconductors,” Mouser Electronics, 2013. [Online]. Available: <http://pt.mouser.com/ProductDetail/NXP/SL3S1002FTT118/?qs=pw%2f%252b4fOKvQuAr8pl2fvdYA%3d%3d>. [Acedido em 2013].
- [5] “3M - 1194 - TAPE, ADHESIVE, COPPER, 19MM, 3.66M,” Farnell, 2013. [Online]. Available: <http://pt.farnell.com/3m/1194/tape-adhesive-copper-19mm-3-66m/dp/1208995?Ntt=1208995>. [Acedido em 2013].
- [6] “2º Congresso Brasileiro de RFID & Internet das Coisas,” 2013. [Online]. Available: <http://www.congressorfid.com.br/rfid/>. [Acedido em 2013].
- [7] “RFID handbook,” [Online]. Available: <http://rfid-handbook.de/about-rfid.html>. [Acedido em 2013].
- [8] A. d. J. S. Boaventura, Leitor/Gravador RFID – Banda HF (13.56 MHz), 2009.
- [9] H. M. Cravo, Construção de um sistema de RFID com fins de localização especiais, 2007.
- [10] K. Finkenzeller, RFID Handbook, Second Edition, WILEY, 2003.
- [11] D. Dobkin, “Tutorial: Radio Basics for UHF RFID--Part IV,” EETimes, 2013. [Online]. Available: http://www.eetimes.com/document.asp?doc_id=1276506. [Acedido em 2013].
- [12] M. Coinchon, “Teoria e pianificazione collegamento radio per una LAN wireless (WLAN),” Swiss Wireless, 2002. [Online]. Available: http://www.swisswireless.org/wlan_calc_it.html. [Acedido em 2013].
- [13] S. J. Orfanidis, Electromagnetic Waves and Antennas, Rutgers University, 2002.
- [14] C. Mendes, Antenas, Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, 2009.
- [15] G. Korotcenkov, Chemical Sensors Comprehensive Sensor Technologies: Volume 4 Solid State Devices, Momentum Press, 2011.

- [16] M. Cavaco e M. Benedet, "Medição de temperatura em pontos quentes de subestações utilizando sensores passivos e activos," *revista iberoamericana de ingeniería mecánica*, 2011.
- [17] D. P. T. Macário, *Utilização de Dispositivos de Onda Superficial Como Sensores e Identificadores*, Universidade de Aveiro, 2007.
- [18] R. Guerra, "Ondas Sonoras," Universidade do Algarve, [Online]. Available: <http://w3.ualg.pt/~rguerra/Acustica/som.pdf>. [Acedido em 2013].
- [19] "RFID: Identificação por Radiofrequência," *Saber Eletrônica Online*, 2010. [Online]. Available: <http://www.sabereletronica.com.br/secoes/leitura/1611>. [Acedido em 2013].
- [20] "RFID: Faixas de Frequências e Protocolos," *Teleco*, 2013. [Online]. Available: http://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialrfid/pagina_3.asp. [Acedido em 2013].
- [21] 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].
- [22] 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.
- [23] "Antenas," *MSPC - Informações Técnicas*, [Online]. Available: <http://www.mspc.eng.br/eletrn/antena110.shtml>. [Acedido em 2013].
- [24] E. E. C. d. Oliveira, *Antenas de Microfita com Patch Quase-fractal para Aplicações em Redes WPAN/WLAN*, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2008.
- [25] C. Balanis, *Antenna Theory: analysis and design - second edition*, John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [26] A. Moleiro, "Estudo sobre a influência dos mastros paralelos às antenas verticais," *CT1GVN*, [Online]. Available: <http://www.qsl.net/ct1gvn/paralel.htm>.
- [27] "Risposta di Chiedi all'esperto," *Vialattea: divulgazione scientifica*, 2013. [Online]. Available: <http://www.vialattea.net/esperti/php/risposta.php?num=11998>. [Acedido em 2013].
- [28] I. Pellejero, "Análisis de Monopolos de HF," *EA4FSI-28T1 Radio Station*, 2010. [Online]. Available: <http://www.ipellejero.es/hf/antenas/monopolo/index.php>. [Acedido em 2013].
- [29] *muRata, MAGICSTRAP Application Note - Murata part number: LXMS31*, 2011.
- [30] *NXP, AN 1629 UHF RFID Label Antenna Design*, 2008.
- [31] "Radio Frequency Identification tags (RFID)," *EurActiv*, 2012. [Online]. Available: <http://www.euractiv.com/infosociety/radio-frequency-identification-t-links dossier-188399>.

- [Acedido em 2013].
- [32] M. Laudien, "Radio Frequency Identification (RFID) Antenna and System Design," ANSOFT Corp, [Online]. Available: <http://www.slideshare.net/PeterSam67/radio-frequency-identification-rfid-antenna-and-system-design>. [Acedido em 2013].
- [33] C. N. F. Cortiça, "Rolhas de Cortiça," [Online]. Available: http://www.apcor.pt/userfiles/File/Rolha%20de%20Cortica_PT.pdf. [Acedido em 2013].
- [34] C. Portugal, 2013. [Online]. Available: http://www.cafeportugal.net/pages/dossier_artigo.aspx?id=812.
- [35] G. Piedade. [Online]. Available: http://piedade.mikroelement.pt/assets/img/oferta/thumb_piecap.jpg.
- [36] D. M. Santos, Eletrotecnia Teórica, 2010.
- [37] "Electrical resistivity and conductivity," Wikipédia, 2013. [Online]. Available: http://en.wikipedia.org/wiki/Electrical_resistivity_and_conductivity. [Acedido em 2013].
- [38] E. Neves, Universidade Federal de Pelotas, [Online]. Available: http://minerva.ufpel.edu.br/~egcneves/disciplinas/mte/caderno_mte/circ_magn.pdf.
- [39] C. Santos, "Instituto Ciência Hoje," 15 12 2009. [Online]. Available: <http://cienciahoje.uol.com.br/colunas/do-laboratorio-para-a-fabrica/histerese-magnetica-perdas-e-ganhos>.
- [40] J. G. Rolim, "Grupo de Sistemas de Potência - LABSPOT," [Online]. Available: http://www.labspot.ufsc.br/~jackie/cap4_new.pdf. [Acedido em 2013].
- [41] U. -. C. d. F. d. Iguaçu, "Laboratório de Materiais," [Online]. Available: <http://www.foz.unioeste.br/~lamat/downmateriais/materiaiscap18.pdf>. [Acedido em 2013].
- [42] F. I. d. S. Paulo, "Suporte aos alunos do Curso de Engenharia Elétrica," [Online]. Available: http://www.engonline.fisp.br/3ano/conversao_energia/cvr_capitulo1.pdf.
- [43] T. Verastegui, "Linhas de Transmissão," Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2011. [Online]. Available: http://pessoal.utfpr.edu.br/thomaz/linhas&antenas/Parte2_x.pdf. [Acedido em 2013].
- [44] "Propagação em Guias de Onda," [Online]. Available: http://www.compuland.com.br/helio/livros/microondas/guias_de_onda.pdf. [Acedido em 2013].
- [45] M. I. B. d. Carvalho, GUIAS DE ONDA, Universidade do Porto, 2005.
- [46] K. Sarabandi e F. Ulaby, "Technique for Measuring the Dielectric Constant of Thin Materials,"

- em *Transactions on Instrumentation and Measurement*, IEEE, 1988, pp. 631-633.
- [47] Agilent Basics of Measuring the Dielectric Properties of Materials, Agilent Technologies, 2006.
- [48] F. M. B. Amaral, Preparação e caracterização de materiais com constante dielétrica colossal baseados em CCTO, Tese na Universidade de Aveiro, 2010.
- [49] S. Wentworth, Eletromagnetismo aplicado: Abordagem antecipada das linhas de transmissão, bookman, 2007.
- [50] R. E. Collin, Foundations for Microwave Engineering, McGraw-Hill, 1992.
- [51] R. Gonçalves, "Caracterização de Materiais," Universidade de Aveiro, 2012.
- [52] C. Mendes e H. d. Silva, "Teoria das Linhas de Transmissão," [Online]. Available: http://www.deetc.isel.ipl.pt/sistemastele/Pr1/Arquivo/Sebenta/Linhas/II_Teoria.pdf. [Acedido em 2013].
- [53] L. M. Sewall, "Free Space Methods," em *Dielectric Characterization: A 3D EM Simulation Approach*, Tese no Virginia Polytechnic Institute and State University, 2006.
- [54] A. Technologies, "85071," 2013. [Online]. Available: http://na.tm.agilent.com/materials/help/85071webhelp/85071.htm#85071Freespace_Measurement_Example.htm. [Acedido em 2013].
- [55] docstoc, "Capacitores 1. Capacitores ou Condensadores," 2011. [Online]. Available: <http://www.docstoc.com/docs/108024180/Capacitores-1-Capacitores-ou-Condensadores>.
- [56] A. Corporation, "TX-LINE: Transmission Line Calculator," 2013. [Online]. Available: <http://www.awrcorp.com/products/optional-products/tx-line-transmission-line-calculator>. [Acedido em 2013].
- [57] D. M. Pozar, Microwave Engineering 3rd ed, Wiley, 2005.
- [58] R. A. Pucel, "Losses in Microstrip," em *Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, 1968.
- [59] "Polyethylene - Low density," Goodfellow, 2013. [Online]. Available: http://www.goodfellow.com/catalogue/GFCat2C.php?ewd_token=rG8nDGQb6aAC2oUMeo9rT4h7ajTDV&n=pceSP4IPI7IFH5CWZdE0a0DaerIzUT&ewd_urlNo=GFCat26&type=30&prop=5. [Acedido em 2013].
- [60] "PCB Design Services & Training," CA design, 2013. [Online]. Available: http://www.cadesign.net/articles/relative_permittivity.htm. [Acedido em 2013].
- [61] "RT/duroid® 6006/6010LM High Frequency Laminates," Rogers Corporation, 2013. [Online]. Available: <https://www.rogerscorp.com/documents/612/acm/RT-duroid-6006-6010LM->

laminata-data-sheet.pdf. [Acedido em 2013].

- [62] "Estimate Microstrip Substrate Relative Dielectric Constant," Microwaves & RF, 2013. [Online]. Available: <http://mwrf.com/components/estimate-microstrip-substrate-relative-dielectric-constant>. [Acedido em 2013].
- [63] "SL31CS1002/1202," NXP Semiconductors, 2011. [Online]. Available: http://www.mouser.com/ds/2/302/SL31CS1002_1202_139036-254828.pdf. [Acedido em 2013].
- [64] R. & Schwarz, "Measurement of Dielectric Material Properties Application Note," 2012. [Online]. Available: http://www.rohde-schwarz.com.sg/file/RAC-0607-0019_1_5E.pdf. [Acedido em 2013].