



INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA DE ELECTRÓNICA E
TELECOMUNICAÇÕES E DE COMPUTADORES

Antena Multi-Banda para Comunicações Móveis

Luís Miguel Fernandes Calhau

(Licenciado em Engenharia de Electrónica e Telecomunicações e de
Computadores)

DISSERTAÇÃO PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE
EM ENGENHARIA DE ELECTRÓNICA E TELECOMUNICAÇÕES

Júri

Presidente: Prof. Doutora Maria Manuela de Almeida Carvalho Vieira

Orientador: Prof. Doutor Pedro Renato Tavares de Pinho

Arguente: Prof. Doutor Custódio José de Oliveira Peixeiro

Novembro de 2009

Orientação

Prof. Doutor Pedro Renato Tavares de Pinho

Departamento de Engenharia de Electrónica e Telecomunicações e de Computadores
Instituto Superior de Engenharia de Lisboa

Instituto Politécnico de Lisboa

Júri da Prova

Arguente

Prof. Doutor Custódio José de Oliveira Peixeiro

Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores
Instituto Superior Técnico

Universidade Técnica de Lisboa

Coordenador de Mestrado

Prof. Doutora Maria Manuela de Almeida Carvalho Vieira

Departamento de Engenharia de Electrónica e Telecomunicações e de Computadores
Instituto Superior de Engenharia de Lisboa

Instituto Politécnico de Lisboa

Orientador

Prof. Doutor Pedro Renato Tavares de Pinho

Departamento de Engenharia de Electrónica e Telecomunicações e de Computadores
Instituto Superior de Engenharia de Lisboa

Instituto Politécnico de Lisboa

Agradecimentos

Um agradecimento ao Professor Doutor Pedro Pinho pela orientação, disponibilidade e apoio na realização desta dissertação.

Ao Qi Luo, do INESC Porto, por toda a ajuda prestada na compreensão e utilização do simulador electromagnético utilizado na realização desta dissertação.

Ao Paulo Gonçalves, pela ajuda indispensável na construção dos protótipos das antenas para realização de medições.

Ao ISEL – Instituto Superior de Engenharia de Lisboa. Em especial, ao DEETC – Departamento de Engenharia de Electrónica e Telecomunicações e de Computadores, pela disponibilização dos meios informáticos necessários à realização desta dissertação.

Aos meus colegas do ISEL, pelo apoio prestado e pela paciência demonstrada em relação à minha pessoa ao longo de todo o meu percurso académico, sem nunca esquecer o companheirismo que definitivamente ajudou a definir a minha personalidade e fez de mim aquilo que sou hoje.

Aos meus amigos da Residência de Estudantes Maria Beatriz, pelos longos anos de amizade, companheirismo e convívio, pelos bons momentos vividos que para sempre marcarão a minha vida e a minha forma de ser.

Aos meus pais, um agradecimento muito especial e do fundo do coração, sem os quais não chegaria onde cheguei hoje.

A todos, que de uma forma directa ou de uma forma não tão directa, me ajudaram a concretizar esta dissertação e me ajudaram nos momentos mais difíceis por que passei, o meu profundo agradecimento.

Resumo

O desenvolvimento dos sistemas de comunicações móveis tem vindo a ser cada vez maior, fazendo com que os sistemas funcionem em várias bandas de operação. Neste sentido, surge a necessidade de desenvolver antenas que superem aquelas já existentes, ao nível das suas propriedades electromagnéticas, para que os sistemas apresentem uma maior qualidade e possam corresponder às exigências inerentes ao desenvolvimento das sociedades.

O objectivo desta dissertação de Mestrado é dimensionar, construir e medir uma antena multi-banda para comunicações móveis, com base em estruturas *EBG* (*Electromagnetic Band-Gap*) que melhorem o comportamento electromagnético daquelas já existentes, para a banda de frequências de 2.4 GHz e de 5.2 GHz.

Começa-se por fazer-se um estudo acerca do estado da arte de estruturas *EBG*, muito utilizadas em várias áreas, nomeadamente a área das antenas, área sobre a qual esta dissertação assenta. Posteriormente é feita uma breve introdução às antenas *microstrip*, particularizando de seguida para antenas *PIFA* e as suas características. Posteriormente é feito o estudo de uma antena *PIFA*, com e sem a influência de estruturas *EBG*, para as bandas de 2.4 GHz e 5.2 GHz. Posteriormente são apresentados e comparados resultados das várias antenas. Da análise desses resultados, verifica-se que é possível obter uma antena de baixo perfil com a utilização de estruturas *EBG* como plano de massa. Além disso, verifica-se também que é possível diminuir a radiação traseira e aumentar a largura de banda. Finalmente, são apresentadas algumas conclusões e várias propostas de trabalho futuro.

Palavras – chave: comunicações móveis, antenas, *PIFA*, estruturas *EBG*.

Abstract

Developments in mobile communications systems have been growing, making systems to work in multiple operating bands. Therefore, emerges the need to develop antennas that can overcome the ones that already exists in terms of their electromagnetic properties, so that the systems can present higher quality and can respond to the demands inherent to the society's development.

The objective of this MSc is to scale, build and measure a multi-band antenna for mobile communications, based on *EBG* structures that improve the electromagnetic behavior of those that already exists, in the frequency range of 2.4 *GHz* and 5.2 *GHz*.

It starts by doing a study on the state of the art of *EBG* structures, widely used in various areas, including antennas, the area over which this dissertation is based. Then, a brief introduction to *microstrip* antennas is made, focusing then on *PIFA* antennas and their characteristics. Next a *PIFA* antenna is studied, with and without the influence of *EBG* structures for the bands of 2.4 *GHz* and 5.2 *GHz*. From the analysis of those results, one can be seen that it's possible to obtain a low profile antenna with an *EBG* ground plane. Hence, it is also possible to decrease backward radiation and to increase bandwidth. Finally, there are presented some conclusions and several proposals for future work.

Key words: mobile communications, antennas, *PIFA*, *EBG* structures.

Índice

1.	Introdução e enquadramento	1
1.1	Motivação	1
1.2	Estrutura da dissertação	4
1.3	Contribuição desta dissertação.....	5
1.4	Notação utilizada	5
1.5	Referências.....	6
2.	Estado da Arte	7
2.1	Estruturas periódicas e metamateriais.....	7
2.2	Estruturas <i>EBG</i>	8
2.2.1	Superfícies selectivas na frequência (<i>FSS</i>).....	10
2.2.2	Estruturas <i>AMC</i> de alta impedância de superfície	13
2.2.3	Categorização de estruturas <i>EBG</i>	16
2.2.4	Métodos de análise de estruturas <i>EBG</i>	18
2.2.4.1	Modelo LC	18
2.2.4.2	Reflexão em fase	21
2.2.5	Configurações e materiais em estruturas <i>EBG</i>	23
2.2.6	Optimização do desempenho de estruturas <i>EBG</i>	23
2.2.7	Aplicação das estruturas <i>EBG</i> no domínio das antenas.....	25
2.2.7.1	Antenas <i>microstrip</i> e <i>array</i> de antenas.....	25
2.2.7.2	Antenas de baixo perfil e antenas com <i>slot</i>	25
2.2.7.3	Antenas <i>EBG</i> e as suas aplicações na vida real.....	26
2.2.8	Dimensionamento de uma estrutura <i>EBG</i>	26

2.3	Referências.....	33
3.	Antenas Impressas - <i>Microstrip</i>	43
3.1	Tipos de alimentação	45
3.1.1	Alimentação por linha de transmissão.....	45
3.1.2	Alimentação por cabo coaxial	45
3.1.3	Alimentação por acoplamento	46
3.1.4	Alimentação por linha enterrada	46
3.1.5	Alimentação por fenda.....	47
3.2	Métodos de análise.....	48
3.2.1	Método da Linha de Transmissão.....	48
3.3	Antenas Impressas – <i>PIFA</i>	51
3.4	Referências.....	53
4.	Projecto da Antena.....	55
4.1	Projecto de uma antena <i>PIFA</i> para os 2.4 GHz com plano de massa convencional.....	55
4.2	Projecto de uma antena <i>PIFA</i> para os 2.4 GHz com plano de massa <i>EBG</i>	59
4.3	Projecto de uma antena <i>PIFA</i> de dupla banda com plano de massa convencional.....	64
4.4	Projecto de uma antena <i>PIFA</i> de dupla banda com plano de massa <i>EBG</i>	70
4.5	Referências.....	77
5.	Conclusões e Trabalho Futuro.....	79

Índice de Figuras

Figura 2.1: Evolução da quantidade de documentação relativa às estruturas <i>EBG</i> [4]....	9
Figura 2.2: Cruz de Jerusalém como exemplo de uma <i>FSS</i>	11
Figura 2.3: Vários exemplos de <i>FSS</i> [1].....	11
Figura 2.4: <i>Arrays</i> de varetas de dielétrico [1].	12
Figura 2.5: Exemplos de estruturas em pilha [1].....	12
Figura 2.6: Interferência destrutiva com utilização de um <i>PEC</i> como plano de massa. 14	
Figura 2.7: Interferência construtiva com utilização de um <i>PEC</i> à distância de $\lambda/4$ da antena.....	14
Figura 2.8: Utilização de uma superfície de alta impedância, em vez do convencional plano de massa.....	15
Figura 2.9: Arranjo de barras retangulares de dielétrico em redor de um <i>patch</i> e acima de um plano de massa [8].	16
Figura 2.10: a) Superfície “ <i>mushroom</i> ” [7] e b) superfície uni-planar [9].....	17
Figura 2.11: Linha de transmissão <i>EBG</i> a uma dimensão [11].	18
Figura 2.12: Modelo <i>LC</i> e o seu circuito equivalente [7].....	19
Figura 2.13: Variação da Impedância de uma estrutura <i>EBG</i> , em função da frequência.	20
Figura 2.14: Método da reflexão em fase – câmara anecóica [7].....	21
Figura 2.15: Exemplo da resposta da fase de uma estrutura <i>EBG</i> , em função da frequência.	22
Figura 2.16: Exemplo de estrutura com células multi-periódicas [40].....	24
Figura 2.17: Representação da célula-unidade.	27
Figura 2.18: Modelo utilizado para obter a fase da reflexão com base na célula-unidade.	27

Figura 2.19: Fase da reflexão considerando as dimensões de referência.	28
Figura 2.20: Variação da fase da reflexão em função de vários valores de W	29
Figura 2.21: Variação da fase da reflexão em função de vários valores de g	29
Figura 2.22: Variação da fase da reflexão para vários valores de ϵ_r	30
Figura 2.23: Variação da fase da reflexão para vários valores de h	30
Figura 2.24: Célula-unidade com um <i>patch</i> rectangular.	31
Figura 2.25: Gráfico da fase da reflexão quando a onda plana incidente apresenta polarização vertical.	32
Figura 2.26: Gráfico da fase da reflexão quando a onda plana incidente apresenta polarização horizontal.	33
Figura 3.1: Exemplo de uma estrutura impressa – <i>microstrip</i>	44
Figura 3.2: Alimentação por linha de transmissão.	45
Figura 3.3: Alimentação por cabo coaxial.	46
Figura 3.4: Alimentação por acoplamento.	46
Figura 3.5: Alimentação por linha enterrada.	47
Figura 3.6: Alimentação por fenda.	47
Figura 3.7: Representação de uma antena impressa.	49
Figura 3.8: Linhas de fuga fora da estrutura radiante.	49
Figura 3.9: Estrutura de uma <i>IFA</i> (<i>Inverted-F Antenna</i>).	51
Figura 3.10: Geometria de uma <i>PIFA</i>	52
Figura 3.11: Aplicação de pinos de curto-circuito para redução de dimensões.	53
Figura 4.1: Dimensionamento da antena <i>PIFA</i> uni-banda com plano de massa convencional.	56
Figura 4.2: Parâmetro S_{11} da antena <i>PIFA</i> dimensionada, obtido por simulação.	56

Figura 4.3: Diagramas de radiação, obtidos por simulação, da antena <i>PIFA</i> dimensionada, para $\varphi = 0^\circ$ (linha azul) e para $\varphi = 90^\circ$ (linha vermelha).	57
Figura 4.4: Protótipo construído da antena <i>PIFA</i> para a banda dos 2.4 <i>GHz</i> , utilizando um plano de massa convencional.	57
Figura 4.5: Comparação entre o parâmetro S_{11} obtido por simulação e o obtido experimentalmente.....	58
Figura 4.6: Célula-unidade da estrutura <i>EBG</i> dimensionada.	59
Figura 4.7: Gráfico da fase da reflexão da estrutura <i>EBG</i> dimensionada.....	60
Figura 4.8: Antena <i>PIFA</i> e dimensionamento do plano de massa <i>EBG</i> utilizado.	60
Figura 4.9: Gráfico do parâmetro S_{11} da antena <i>PIFA</i> com plano de massa <i>EBG</i> dimensionado.....	61
Figura 4.10: Gráfico do parâmetro S_{11} da antena <i>PIFA</i> com <i>EBG</i> depois das devidas alterações.	62
Figura 4.11: Diagramas de radiação da antena <i>PIFA</i> com plano de massa <i>EBG</i> , obtidos por simulação para $\varphi = 0^\circ$ (linha azul) e para $\varphi = 90^\circ$ (linha vermelha).....	62
Figura 4.12: Protótipo construído para a banda dos 2.4 <i>GHz</i> , utilizando um plano de massa <i>EBG</i>	63
Figura 4.13: Comparação entre o parâmetro S_{11} obtido por simulação e o obtido experimentalmente.....	64
Figura 4.14: Técnicas de dupla banda. a) Fenda em “L”. b) Fenda em “U”.	65
Figura 4.15: Antena <i>PIFA</i> multi-banda com plano de massa convencional e suas dimensões.	65
Figura 4.16: Gráfico do parâmetro S_{11} da antena <i>PIFA</i> multi-banda com plano de massa convencional dimensionada.....	66
Figura 4.17: Dimensionamento da antena <i>PIFA</i> multi-banda, com a introdução de um segundo pino de curto-circuito.	67

Figura 4.18: Gráfico do parâmetro S_{11} da antena PIFA dimensionada com um segundo pino de curto-circuito.....	67
Figura 4.19: Diagramas de radiação, obtidos por simulação, da antena PIFA com dois pinos de curto-circuito e com plano de massa convencional. a) banda dos 2.4 GHz com $\varphi = 0^\circ$ (linha azul) e com $\varphi = 90^\circ$ (linha vermelha). b) banda dos 5.2 GHz com $\varphi = 0^\circ$ (linha azul) e com $\varphi = 90^\circ$ (linha vermelha).....	68
Figura 4.20: Protótipo construído da antena PIFA de dupla banda com um plano de massa convencional.....	68
Figura 4.21: Comparação entre o parâmetro S_{11} obtido por simulação e o obtido experimentalmente.....	69
Figura 4.22: Célula-unidade multi-banda dimensionada.....	70
Figura 4.23: Gráfico da fase da reflexão da estrutura EBG multi-banda. a) representação das duas bandas. b) banda dos 2.4 GHz e respectiva LB. c) banda dos 5.2 GHz e respectiva LB.....	72
Figura 4.24: Antena PIFA multi-banda com plano de massa EBG multi-banda.....	72
Figura 4.25: Gráfico do parâmetro S_{11} com a aplicação directa do plano de massa EBG à antena PIFA multi-banda.....	73
Figura 4.26: Aspecto da PIFA multi-banda com plano de massa EBG depois de se proceder ao dimensionamento.....	73
Figura 4.27: Gráfico do parâmetro S_{11} depois do correcto dimensionamento, passando pela alteração da altura e pequenos ajustes no tamanho do elemento radiante.....	74
Figura 4.28: Diagramas de radiação, obtidos por simulação, da antena PIFA com dois pinos de curto-circuito e com plano de massa EBG. a) banda dos 2.4 GHz com $\varphi = 0^\circ$ (linha azul) e $\varphi = 90^\circ$ (linha vermelha). b) banda dos 5.2 GHz com $\varphi = 0^\circ$ (a azul) e $\varphi = 90^\circ$ (a vermelho).	75
Figura 4.29: Protótipo construído para a banda dos 2.4 GHz e dos 5.2 GHz, com a utilização de um plano de massa EBG.....	76

Figura 4.30: Comparação entre o S_{11} obtido por simulação e o obtido experimentalmente, para a antena multi-banda, com utilização de plano de massa *EBG*.
..... 77

Índice de Tabelas

Tabela 1-1: Conjunto de frequências das bandas e respectivas larguras de banda.....	3
Tabela 2-1: Relação entre a variação dos parâmetros e a frequência de ressonância e a largura de banda.....	31
Tabela 4-1: Tabela comparativa dos valores experimentais e simulados.....	58
Tabela 4-2: Tabela comparativa entre as duas antenas <i>PIFA</i> 's anteriormente dimensionadas.	63
Tabela 4-3: Largura de banda obtida experimentalmente e por simulação, da antena com plano de massa <i>EBG</i>	64
Tabela 4-4: Comparação entre os resultados experimentais e simulados da antena de dupla banda, com plano de massa convencional.	70
Tabela 4-5: Tabela comparativa dos valores, obtidos por simulação, das antenas <i>PIFA</i> 's multibanda.	75
Tabela 4-6: Largura de banda obtida experimentalmente e por simulação, da antena multi-banda com plano de massa <i>EBG</i>	77

Lista de Símbolos

C	Capacidade
G	Ganho
D	Directividade
$f_{\text{máx}}$	Frequência máxima
f_{min}	Frequência mínima
f_0	Frequência central
f_r	Frequência de ressonância
g	Distância entre elementos
h	Altura
I	Corrente
L	Indutância
L_{eff}	Largura efectiva
P_{aceite}	Potência aceite
P_{rad}	Potência radiada
r	Raio
R_r	Resistência de radiação
R_p	Resistência de perdas
S	Densidade de potência por unidade de área
sr	Esterradiano
U	Intensidade de radiação
V	Tensão
W_{eff}	Comprimento efectivo
Z_a	Impedância de entrada
Z_L	Impedância da carga
Z_0	Impedância característica duma linha de Tx

Ω	Ângulo sólido
η	Rendimento
ρ	Coefficiente de reflexão
λ	Comprimento de onda
ϵ_{eff}	Constante dielétrica efectiva
ϵ_r	Constante dielétrica relativa
ϵ_0	Constante dielétrica do vazio
μ_0	Permeabilidade do vazio
ω	Frequência angular

Lista de Acrónimos

<i>AMC</i>	Artificial Magnetic Conductor
<i>DNG</i>	Double Negative
<i>EBG</i>	Electromagnetic Band-Gap
<i>FEM</i>	Finite Elements Method
<i>FNBW</i>	First Null Beam Width
<i>FSS</i>	Frequency Selective Surface
<i>HFSS</i>	High - Frequency Structure Simulator
<i>HPBW</i>	Half Power Beam Width
<i>IEEE</i>	Institute of Electrical and Electronics Engineers
<i>IFA</i>	Inverted - F Antenna
<i>ISWR</i>	Current Standing Wave Ratio
<i>LB</i>	Largura de Banda
<i>LH</i>	Left-Handed
<i>MoM</i>	Method of Moments
<i>NLS</i>	Nível de Lobos Secundários
<i>NRI</i>	Negative Refractive Index
<i>PBG</i>	Photonic Band-Gap
<i>PEC</i>	Perfect Electric Conductor
<i>PIFA</i>	Planar Inverted – F Antenna
<i>PMC</i>	Perfect Magnetic Conductor
<i>SWR</i>	Standing Wave Ratio
<i>TE</i>	Transversal Electric
<i>TM</i>	Transversal Magnetic
<i>VSWR</i>	Voltage Standing Wave Ratio
<i>WLAN</i>	Wireless Local Area Network
<i>GPS</i>	Global Positioning System
<i>RFID</i>	Radio-Frequency Identification

1. Introdução e enquadramento

1.1 Motivação

Desde sempre o Homem sentiu a necessidade de comunicar, sendo este um aspecto considerado básico na vida de qualquer ser humano que viva em sociedade. Com o evoluir desta, a necessidade de comunicar tem vindo a tornar-se em mais do que uma mera necessidade básica, sendo um estímulo para o desenvolvimento de sistemas de comunicação cada vez mais evoluídos, no sentido de conseguir sistemas com melhores desempenhos face à complexidade e dinâmica que caracteriza a sociedade em que vivemos.

Nos últimos tempos, têm-se vindo a observar uma grande revolução no domínio da tecnologia, especialmente na área das novas tecnologias de informação e das telecomunicações. Esta área tem vindo a crescer com o objectivo de conseguir satisfazer as necessidades de comunicação típicas de uma sociedade como a actual. Este crescimento não só se verifica do ponto de vista quantitativo, isto é, pela massificação de equipamentos de redes e serviços de telecomunicações, como também do ponto de vista qualitativo, em que se procura garantir a qualidade dos vários serviços prestados, sendo este um dos principais factores a ter em consideração na implementação desses serviços.

Dentro do sector dos sistemas de telecomunicações, as comunicações móveis têm vindo a ser alvo de especial atenção e evolução. Estas circunstâncias devem-se ao facto de aquelas se caracterizarem pela flexibilidade, mobilidade e comodidade, características estas que tem vindo a ganhar importância no mundo em que vivemos. Deste ponto de vista, os sistemas de comunicações móveis permitem que um utilizador comunique com qualquer outro utilizador, quer este esteja ligado a uma rede fixa ou a uma rede móvel. Neste tipo de sistemas, em que não existe uma ligação física entre dois utilizadores, a troca de informação é feita devido a um aspecto fundamental e único em sistemas de rádio móvel: a capacidade de radiação e recepção ondas electromagnéticas. Este atributo é conseguido devido ao uso de dispositivos cujo objectivo é simplesmente fazer de

interface entre os equipamentos das redes de telecomunicações e o meio por onde o sinal é propagado, que neste caso é o ar livre. Esses dispositivos são as antenas e são indispensáveis num sistema de comunicações móveis, permitindo posteriormente toda e qualquer análise de sinal inerente ao sistema de comunicação em questão.

Com o crescimento e evolução ocorrida nos sistemas de comunicações móveis ao longo dos tempos, vários tipos de sistemas apareceram condicionados pelo local onde eram desenvolvidos, diferentes abordagens à tecnologia foram tomadas, ao mesmo tempo que novas e maiores velocidades de transmissão eram necessárias e novas bandas de frequência eram atribuídas. A evolução experimentada traduziu-se também ao nível dos equipamentos em si, nomeadamente no que diz respeito às dimensões, ao peso e à autonomia, assim como ao nível do número de sistemas incorporados nesses mesmos equipamentos.

Como resultado desta miniaturização dos equipamentos, o espaço disponível para as antenas é escasso, o que é problemático, pois as antenas são componentes fundamentais para o bom funcionamento de um sistema de comunicação móvel. Neste sentido, as antenas têm que ser pequenas, leves, de baixo perfil e possuir características electromagnéticas que tenham em atenção as várias bandas de operação, a largura de banda e o ganho requerido para uma determinada aplicação.

O crescente número de sistemas de comunicações móveis tem vindo a fazer com que haja uma melhoria no desempenho dos tipos de antenas já existentes, assim como motiva o aparecimento de novos tipos de antenas.

Assim sendo, o projecto e dimensionamento de antenas é um tema interessante e aliciante, em que por vezes satisfazer todos os requisitos referidos anteriormente torna-se algo difícil de realizar.

Esta dissertação tem como objectivo estudar e dimensionar várias antenas usando estruturas *EBG*, estruturas essas que apresentam um determinado conjunto de características e tirar partido dessas mesmas características ao empregá-las no dimensionamento das antenas. Com a utilização da tecnologia *EBG*, obtêm-se um aumento da largura de banda da antena, uma diminuição da radiação traseira da mesma aumentando assim a eficiência de radiação, um aumento do ganho e uma miniaturização da antena em si. Relativamente às bandas de frequências para as quais estas antenas

foram dimensionadas, são a banda dos 2.4 GHz e a dos 5.2 GHz. Optou-se pela escolha destas bandas de frequências devido à importância que estas têm para o mundo das comunicações sem fios hoje em dia. O *Wireless Local Area Network* (WLAN) funciona nesta banda de frequências e é uma tecnologia que tem vindo a marcar presença na sociedade, do ponto de vista tecnológico. Na Tabela 1-1 estão representadas as bandas utilizadas e os respectivos conjuntos de frequência que são abrangidas por essas mesmas bandas.

Tabela 1-1: Conjunto de frequências das bandas e respectivas larguras de banda.

<i>Banda</i>	f_{min}	f_{max}	<i>LB</i>
2400 MHz	2400 MHz	2484 MHz	84 MHz
5200 MHz	5150 MHz	5350 MHz	200 MHz

O projecto das antenas é feito com recurso a técnicas utilizadas no dimensionamento de estruturas *microstrip*. Como forma de testar e simular a antena projectada, recorreu-se a um simulador comercial denominado *Ansoft High Frequency Structure Simulator* (*Ansoft HFSS*) [1], através do qual foi possível o seu dimensionamento, assim como determinar a sua largura de banda, o seu diagrama de radiação e o ganho, para as duas bandas de frequência referidas anteriormente. As antenas dimensionadas denominam-se *Planar Inverted-F Antennas* (*PIFA's*), que são um tipo específico de antenas *microstrip*. Começou-se por dimensionar uma *PIFA* com um plano de massa convencional, para a banda do *Wireless 2.4 GHz*. Posteriormente, foi feita a comparação desta com uma outra *PIFA* com um plano de massa *EBG*, para a mesma banda de frequências. A mesma abordagem foi tomada numa fase seguinte, mas considerando as duas bandas do *Wireless*, dimensionando-se assim um total de quatro antenas *PIFA*. Depois de devidamente projectadas, as antenas foram construídas e medidas, tendo os resultados obtidos sido comparados com os que foram obtidos por meio do simulador considerado.

1.2 Estrutura da dissertação

Esta dissertação encontra-se subdividida em vários capítulos. O primeiro capítulo, tal como já constatado, tem como objectivo dar uma ideia geral relativa à motivação existente e à importância em fazer um estudo na área das telecomunicações, nomeadamente sobre antenas. Refere-se também a qual o contributo da realização desta dissertação para a investigação e desenvolvimento na área das antenas, assim como uma nota sobre a notação utilizada ao longo da dissertação.

No segundo capítulo é feito o estudo relativamente ao estado da arte das estruturas *EBG* no âmbito de várias áreas, mas focando a sua aplicação nas antenas, apresentando algumas características destas estruturas e as suas vantagens no projecto dos mais variados tipos de antenas.

No capítulo seguinte são apresentadas algumas características das antenas do tipo *microstrip*, nomeadamente a sua estrutura, o seu modo de funcionamento e os tipos de alimentação existentes. Apresenta-se um método que permite obter uma aproximação às dimensões da antena *microstrip* a projectar, de forma a obter-se uma antena que possa corresponder aos requisitos de uma determinada aplicação. De seguida é feita uma abordagem a um tipo específico de antenas *microstrip*, as *PIFA*, fazendo-se uma comparação com as antenas impressas convencionais.

No capítulo quatro é feito o projecto e dimensionamento das antenas *PIFA*'s. Numa primeira fase, é dimensionada uma *PIFA* convencional cuja banda de operação é apenas o WLAN 2.4 GHz. Numa fase posterior, é feito o dimensionamento de uma estrutura *EBG* cuja banda de operação coincide com a da antena dimensionada anteriormente. Posteriormente é feito um novo dimensionamento de uma outra *PIFA* cujo plano de massa é substituído pela estrutura *EBG* dimensionada. Numa fase seguinte, é feito o dimensionamento de uma antena *PIFA* multi-banda cujas bandas de operação são, para além do Wireless 2.4 GHz, o Wireless 5.2 GHz. É feito, posteriormente, o dimensionamento de uma estrutura *EBG* que apresenta um comportamento multi-banda, sendo as suas bandas de operação coincidentes com as da antena *PIFA* multi-banda dimensionada anteriormente. De seguida é feito um novo dimensionamento de uma outra antena *PIFA* multi-banda em que o plano de massa é substituído pela estrutura

EBG multi-banda dimensionada. Depois de obtidos os resultados simulados, as *PIFA*'s projectadas foram construídas e medidas, sendo feita uma comparação dos resultados simulados com os medidos.

Por fim, no último capítulo, são apresentadas as conclusões relativas ao trabalho desenvolvido nesta dissertação, sendo apresentadas também algumas propostas para trabalhos futuros.

1.3 Contribuição desta dissertação

Esta dissertação tem como intuito contribuir para a investigação e desenvolvimento na área das antenas na medida em que é desenvolvida uma estrutura *EBG* de dupla frequência, nomeadamente para as bandas *Wireless 2.4 GHz* e *5.2 GHz*, sendo esta estrutura aplicada a antenas do tipo *PIFA*. Desta forma, é possível criar antenas de baixo perfil e com uma diminuição da radiação traseira, sendo a dimensão das antenas um requisito importante no sector das comunicações actuais, devido à miniaturização exigida. Além disso, com a realização desta dissertação foi também possível submeter uma comunicação, denominada "*Low Profile Multiband Antenna for Mobile Communications*", na *European Conference on Antennas and Propagation 2010 (EUCAP)*, que se realiza em Barcelona. A comunicação encontra-se em fase de avaliação.

1.4 Notação utilizada

Ao longo do texto desta dissertação surgem alguns termos em inglês devido à possibilidade de a sua tradução para português não reflectir o seu real significado, ou por serem termos que já são universalmente aceites. Tal situação acontece porque a documentação existente sobre este tema é, na sua maioria, publicada em língua inglesa e, sempre que possível, são utilizadas traduções que se consideram apropriadas ou que

já se encontram enraizadas na língua portuguesa. Estes termos são apresentados em caracteres itálicos.

De forma a evitar a repetição de longas expressões técnicas, que poderiam tornar fastidiosa a leitura desta dissertação, são utilizados acrónimos ao longo do texto. A correspondência entre os termos técnicos e os seus respectivos acrónimos é feita no início deste documento, sendo explicado o seu significado na primeira ocorrência do respectivo acrónimo no texto.

Todas as referências bibliográficas utilizadas ao longo da dissertação são evocadas entre parêntesis rectos ([ref. xx]) e são apresentadas no final de cada capítulo desta dissertação.

1.5 Referências

[1] “*User’s Guide – High Frequency Structure Simulator (HFSS)*”, Ansoft Corporation, Ed. REV1.0, 2005.

2. Estado da Arte

2.1 Estruturas periódicas e metamateriais

Estruturas periódicas são algo que existe na natureza e que têm fascinado os cientistas. Quando elas interagem com ondas electromagnéticas, determinados fenómenos acontecem e algumas particularidades interessantes podem-se verificar. De entre essas particularidades estão, por exemplo, as bandas passantes, que são bandas de frequências para as quais as estruturas permitem a propagação de ondas electromagnéticas, ou noutros casos, as bandas proibidas, para as quais essas ondas são inibidas.

Ao mesmo tempo, surge também o conceito de “metamateriais”, termo este que se tornou popular dentro da comunidade científica. Esta terminologia é utilizada para designar materiais compostos que reproduzem os efeitos de materiais que possuem propriedades que ocorrem com dificuldade, ou que não ocorrem, nos materiais existentes na natureza. Estes materiais têm várias designações, dependendo das propriedades electromagnéticas que exibem. Essas designações são, por exemplo:

- Materiais DNG (*Double Negative*), que apresentam uma permitividade eléctrica e uma permeabilidade magnética negativas;
- Materiais LH (*Left-Handed*), que são materiais em que a direcção de propagação da onda é contrária à direcção de propagação da energia;
- Materiais NRI (*Negative Refractive Index*), que são materiais que têm um índice de refacção negativo;
- Materiais *Magneto* que possuem alta permeabilidade controlada artificialmente;
- Superfícies *soft* e *hard*, que proíbem e suportam a propagação de ondas, respectivamente;
- Superfícies de alta impedância, que têm uma impedância de superfície relativamente alta, tanto para ondas *TE* (*Transversal Electric*) como para ondas *TM* (*Transversal Magnetic*);
- Condutores Magnéticos Artificiais (*AMC*) que exibem as mesmas características que um condutor magnético perfeito (*PMC*).

É de notar que existem materiais que possuem várias das características referidas anteriormente. Por exemplo, materiais *DNG* exibem características de materiais *LH*, assim como apresentam características de materiais *NRiI*. Cabe aos investigadores explorar estas interessantes propriedades e as suas relações para diferentes metamateriais, e aplicá-los nas mais variadas áreas em que as antenas são necessárias.

As estruturas *EBG* são metamateriais traduzidos em estruturas periódicas, pois são detentoras das características das estruturas periódicas anteriormente referidas, assim como permitem obter os efeitos dos metamateriais, também referidos anteriormente.

Várias terminologias são utilizadas dependendo do domínio das aplicações, no entanto todas estão englobadas no conceito de estruturas *EBG*. Essas aplicações são vistas em, por exemplo, desenho e projecto de filtros, superfícies selectivas na frequência (do inglês, *Frequency Selective Surfaces - FSS*) [1] [2], em *Photonic Band Gaps (PBG)* [3] e em condutores magnéticos artificiais (*AMC*).

2.2 Estruturas *EBG*

Estruturas *EBG* podem ser definidas como sendo objectos artificiais periódicos (ou por vezes não periódicos) que inibem ou ajudam a propagação das ondas electromagnéticas numa determinada banda de frequências para todos os ângulos de incidência e para todos os estados de polarização. Estas estruturas são geralmente conseguidas através de arranjos periódicos de material dieléctrico e de condutores metálicos. A geometria determina as bandas de frequência de rejeição de sinal bem como a direcção espacial em que a propagação é limitada.

Estas estruturas têm atraído um interesse cada vez maior dentro da comunidade científica sendo por isso, nos últimos anos, objecto de estudo devido às suas características e ao aparecimento de técnicas de implementação destas estruturas que permitem a sua aplicabilidade em várias áreas. A redução do tamanho físico dos circuitos, a redução de harmónicas em antenas, a redução de espúrias em filtros e o melhoramento do diagrama de radiação de antenas são apenas alguns exemplos onde as estruturas *EBG* podem ter grande aplicabilidade. Muitos artigos sobre este tipo de

estruturas têm sido publicados em conferências e documentação sobre este tópico tem vindo a aumentar ao longo dos anos no sítio do *IEEE*. Observando o gráfico da Figura 2.1 [4], verifica-se que a quantidade de publicações tem vindo a aumentar, tendo havido um pico no ano de 2005.

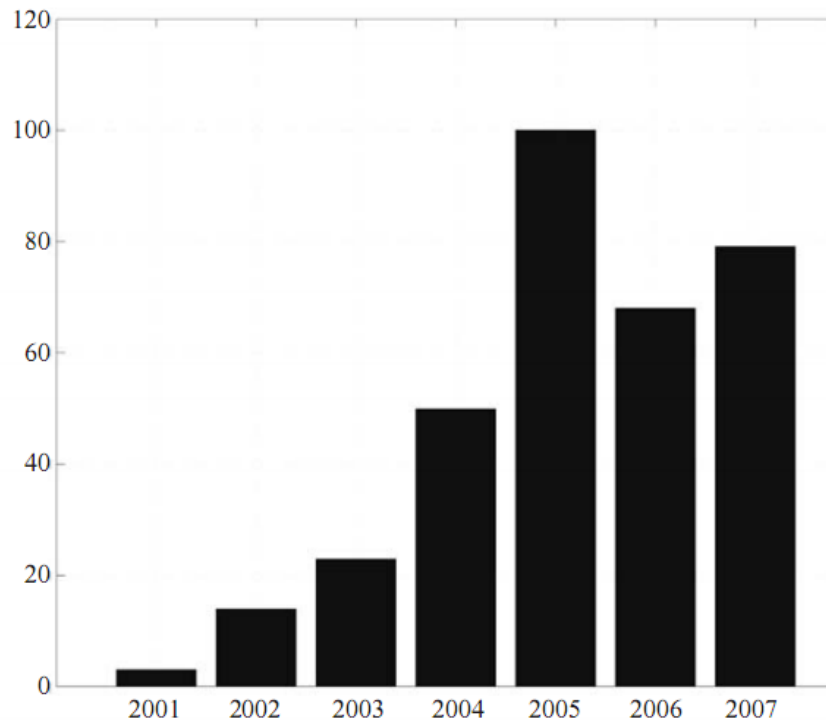


Figura 2.1: Evolução da quantidade de documentação relativa às estruturas *EBG* [4].

Os primeiros estudos efectuados neste contexto ocorreram nos finais dos anos 80 e tinham como base o domínio óptico do espectro electromagnético, daí que o conceito de estruturas *EBG* tenha tido origem no domínio da óptica. O objectivo era controlar a emissão e propagação de ondas electromagnéticas em substratos dieléctricos. Nos anos seguintes, foram feitos estudos com o objectivo de compreender melhor o efeito das discontinuidades de material no meio de propagação. Destes estudos, e uma vez que foram realizados nos domínios da óptica, surgiu o conceito de *Photonic Band-Gap* e de toda a teoria associada, sendo também estruturas muito utilizadas como filtros de rejeita-banda.

Esses estudos deram origem ao desenvolvimento de modelos matemáticos para análise e síntese destas estruturas. O aparecimento destas estruturas aplicadas à óptica e o rápido crescimento dos conceitos associados a essas estruturas e das suas capacidades

susceptíveis de serem utilizadas em novas aplicações, levaram à necessidade de transpor o seu estudo para outras áreas do espectro electromagnético, com os devidos ajustes, havendo simultaneamente uma grande criatividade científica há medida que novas formas de estruturas electromagnéticas foram desenvolvidas. Uma das áreas de interesse na qual se desenvolveram estudos foi na gama de frequências do espectro electromagnético localizada na região das microondas e das ondas milimétricas, com especial ênfase na implementação de estruturas com recurso a técnicas *microstrip* [5].

Na comunidade científica, duas direcções de investigação têm vindo a ser consideradas e desenvolvidas de forma independente, tendo apenas em comum o facto de se relacionarem com a pesquisa em *EBG*. Uma diz respeito às *FSS* [1] e a outra está relacionada com superfícies *soft/hard* [6].

2.2.1 Superfícies selectivas na frequência (*FSS*)

As *FSS* são, de forma resumida, superfícies que funcionam como filtros para ondas planas. São superfícies periódicas, tipicamente a duas dimensões em que o seu dimensionamento passa pela análise no que diz respeito ao tipo de material utilizado, ou seja, material dieléctrico ou material metálico, ao tamanho e forma do material e ao espaçamento entre elementos e a orientação destes [1]. Dependendo da disposição física do material constituinte e da geometria adoptada, podem ser utilizadas para realizar filtros passa-baixo, passa-alto, passa-banda ou rejeita-banda.

Utilizando configurações periódicas com superfícies deste tipo, pode-se inibir/optimizar a propagação de ondas a determinadas frequências. Na Figura 2.2 encontra-se um exemplo de uma *FSS*, conhecida como a cruz de Jerusalém, que é muito utilizada, nomeadamente no domínio das antenas. Porém, muitas outras foram desenvolvidas, sendo que algumas delas estão representadas na Figura 2.3 [1]. No caso da *FSS* da Figura 2.3f), esta é uma superfície que se caracteriza por ter duas frequências de ressonância, pois a superfície radiante encontra-se dividida em duas zonas fisicamente independentes.

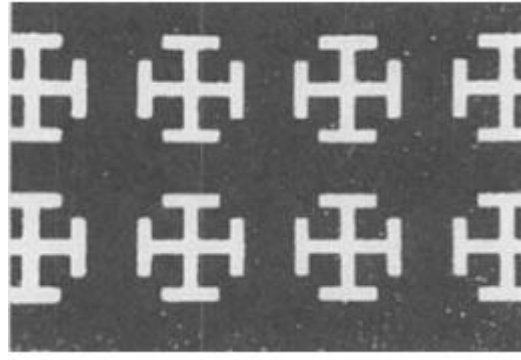


Figura 2.2: Cruz de Jerusalém como exemplo de uma FSS.

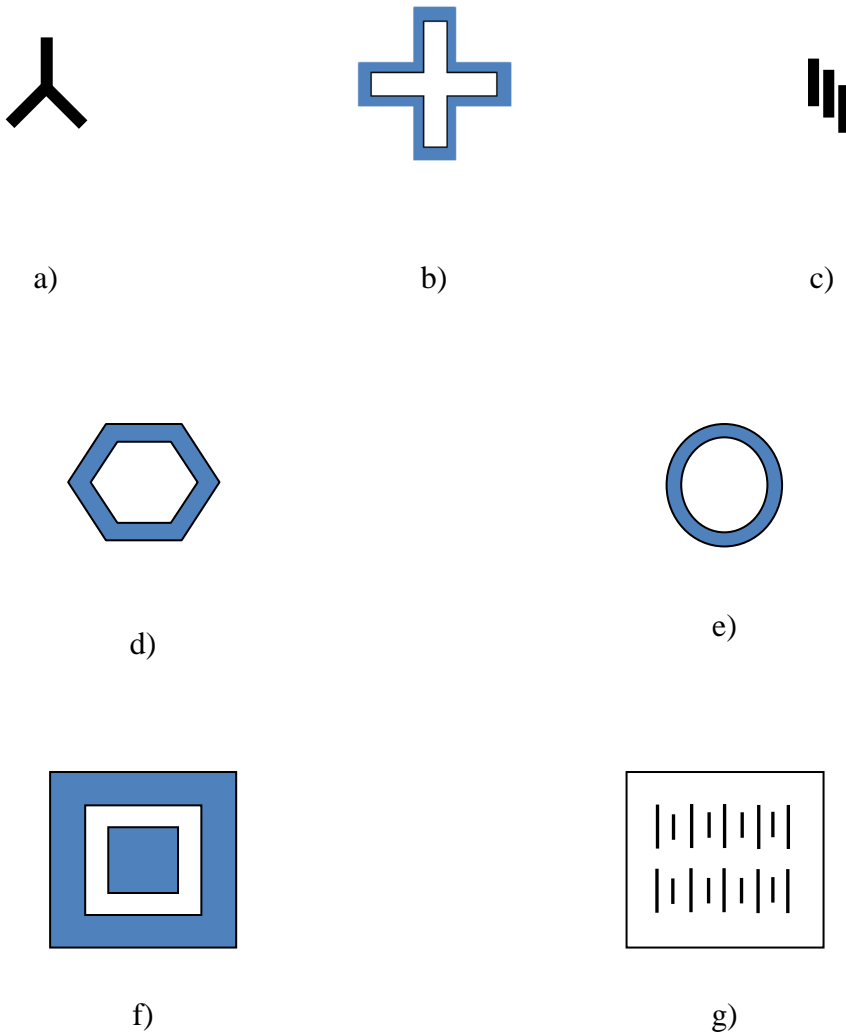


Figura 2.3: Vários exemplos de FSS [1].

No entanto, a característica de “banda proibida” foi primeiramente conseguida por uso de estruturas dieléctricas periódicas no início dos anos 90. Só mais tarde é que se começaram a utilizar os *arrays* de varetas de dieléctrico, tal como mostrado na Figura 2.4, e as estruturas em pilha, ilustradas na Figura 2.5.

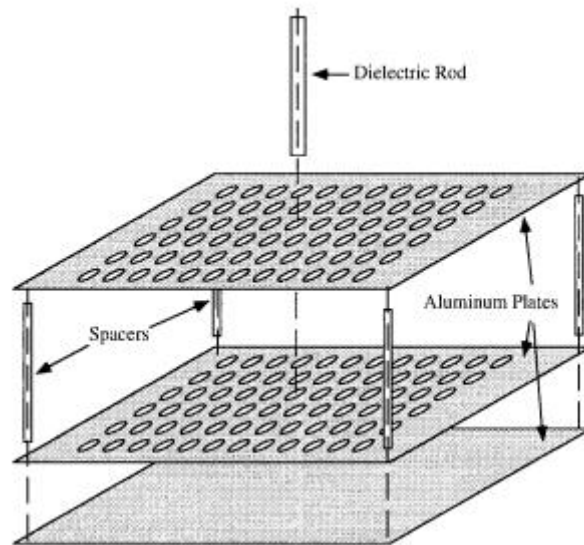


Figura 2.4: Arrays de varetas de dieléctrico [1].

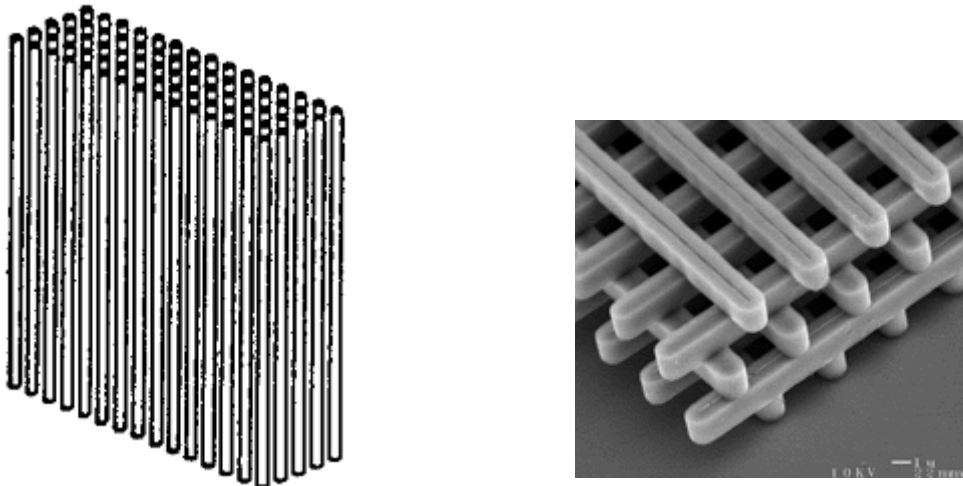


Figura 2.5: Exemplos de estruturas em pilha [1].

2.2.2 Estruturas *AMC* de alta impedância de superfície

Estruturas *AMC* (*Artificial Magnetic Conductor*) são estruturas metalo-dielétricas que possuem, dentro do *band-gap*, características de um condutor magnético perfeito (*PMC*), ou seja, alta impedância e reflexão em fase, para as ondas electromagnéticas. O *PMC* é um material que não existe na natureza, pelo que qualquer estrutura que possua as características teóricas de um *PMC*, se denomina de *AMC*.

Uma estrutura *PMC*, ou mais correctamente, estrutura *AMC*, apresenta alta impedância de superfície, numa determinada gama de frequências, ou seja, o campo magnético é pequeno e a intensidade do campo eléctrico é alta. O campo eléctrico é tangente à superfície da estrutura e à direcção de propagação e o campo magnético estende-se para fora da estrutura, em *loops*. Por causa desta condição de retorno, as superfícies apresentam características únicas para o domínio das antenas, quando utilizadas como plano de massa. Essas características únicas são a reflexão em fase e a supressão de ondas superficiais.

Uma superfície condutora é um bom reflector, no entanto esta reflexão dá-se com uma inversão da fase da onda incidente. Placas de metal são largamente utilizadas em muitas antenas como reflectores ou como plano de massa.

A presença de um plano de massa faz com que a radiação seja redireccionada na direcção oposta, permitindo um aumento do ganho da antena e até mesmo proteger os objectos, existentes atrás do plano de massa, da radiação. No entanto, se a antena se encontrar demasiado perto dessa superfície condutora, a reflexão é realizada em oposição de fase, resultando assim numa interferência destrutiva com a onda incidente. As correntes-imagem existentes na camada condutora cancelam as correntes existentes na antena, resultando assim numa fraca eficiência de radiação. Na Figura 2.6 está representada uma ilustração do processo de interferência destrutiva.

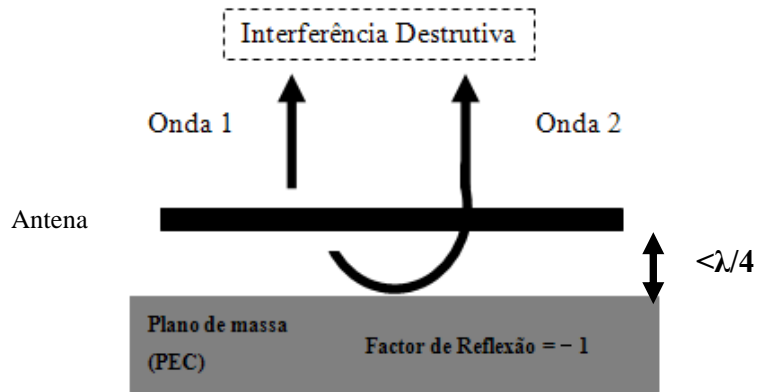


Figura 2.6: Interferência destrutiva com utilização de um PEC como plano de massa.

A forma mais simples de resolver o problema da interferência destrutiva é através da distância de separação entre a antena e o plano de massa condutor. Se a distância entre estes dois elementos for de $\lambda/4$, então já é possível garantir uma interferência construtiva. Desta forma, a mudança de fase desde a antena até ao plano de massa, e de seguida de novo até à antena, perfaz um ciclo completo, fazendo com que a onda reflectida (onda 2) interfira com a onda 1 de uma forma construtiva. A representação deste raciocínio encontra-se na Figura 2.7.

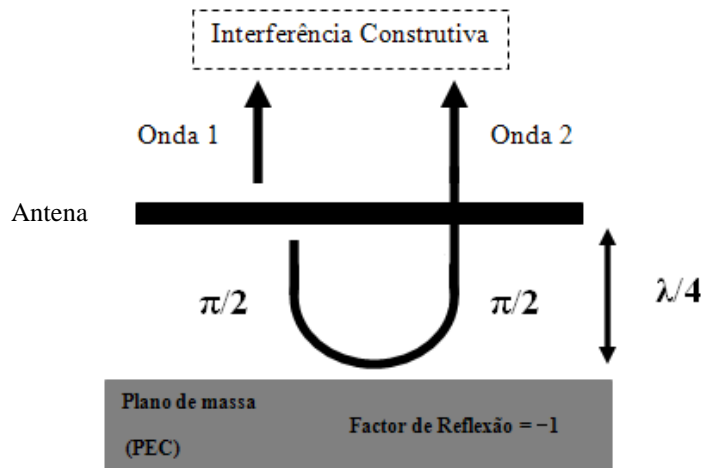


Figura 2.7: Interferência construtiva com utilização de um PEC à distância de $\lambda/4$ da antena.

Desta forma, a antena radia de forma eficiente, no entanto é obrigatório que haja sempre uma distância mínima de $\lambda/4$.

Deste ponto de vista, as estruturas de superfícies de alta impedância são muito úteis para as antenas. As superfícies de alta impedância apresentam um factor de reflexão igual a 1, ou seja, permitem a reflexão de ondas electromagnéticas com a mesma fase de incidência. Uma vez que a reflexão é feita em fase, é possível que o elemento radiante esteja muito perto da superfície de alta impedância, quebrando a regra da distância mínima de $\lambda/4$. O que acontece é que a direcção das corrente-imagens não cancelam as correntes existentes na antena, antes pelo contrário, interferem de forma construtiva, permitindo que a antena radie eficientemente. Na Figura 2.8 encontra-se representado este raciocínio.

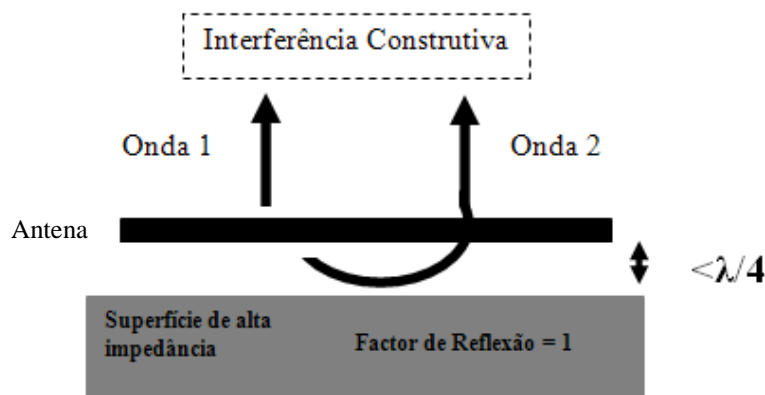


Figura 2.8: Utilização de uma superfície de alta impedância, em vez do convencional plano de massa.

Além das estruturas de superfície de alta impedância permitirem uma reflexão em fase, também permitem a redução das dimensões gerais da antena, o que é uma característica interessante e útil nos equipamentos de comunicações actuais. Desta forma é possível projectar antenas que se caracterizam pelo seu baixo perfil. Como existe uma interferência construtiva das ondas, então verifica-se um aumento do ganho da antena [7].

Relativamente às ondas superficiais, estas existem em muitas antenas. Se uma antena estiver perto de uma camada de metal, tal como um plano de massa ou um reflector, existirá radiação em direcção ao espaço livre, mas também haverá ao mesmo tempo correntes que se propagarão ao longo dessa camada de metal. Se utilizássemos um plano de massa infinito, as correntes superficiais apenas se traduziriam numa pequena interferência e consequente diminuição da eficiência de radiação. Na realidade, o plano

de massa não pode ser infinito, sendo que as estas correntes propagam-se até atingirem as bordas de estrutura, altura em que são radiadas para o espaço livre também, interferindo significativamente com a radiação do elemento radiante, diminuindo a eficiência de radiação. O efeito negativo será maior ainda se a situação for a de múltiplas antenas, ou seja, a de um agregado de antenas partilhando o mesmo plano de massa. Neste caso, as correntes superficiais podem causar um acoplamento mútuo, afectando também assim a eficiência de radiação. Como as superfícies de alta impedância não suportam a propagação livre de correntes superficiais então a utilização destas permite que o padrão de radiação seja melhorado, nomeadamente na redução da radiação traseira [7].

2.2.3 Categorização de estruturas *EBG*

De forma geral, as estruturas *EBG* podem ser categorizadas em três grupos, tendo como critério de escolha a configuração geométrica: estruturas volumétricas a três dimensões, superfícies planares a duas dimensões e linhas de transmissão a uma dimensão. Como exemplo de uma estrutura a três dimensões, encontra-se na Figura 2.9 uma estrutura que consiste num arranjo de barras rectangulares de dieléctrico, em redor de um *patch* e acima de um plano de massa [8].

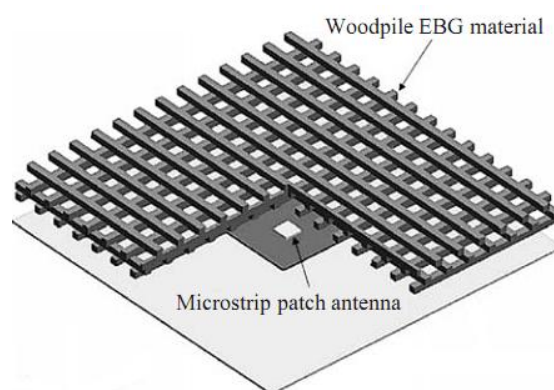


Figura 2.9: Arranjo de barras rectangulares de dieléctrico em redor de um *patch* e acima de um plano de massa [8].

No fim dos anos 90, duas importantes estruturas planas *EBG* foram descobertas, em que componentes metálicos são incorporados nas células das estruturas. Uma dessas estruturas denomina-se estrutura *EBG* “cogumelo” (do inglês *mushroom*) [7], tal como mostrado na Figura 2.10a) e a outra denomina-se estrutura *EBG* uni-planar [9], apresentada na Figura 2.10b). Estas estruturas são exemplos de estruturas a duas dimensões. A superfície “cogumelo” consiste em *patch*'s ligados ao plano de massa através de vias, enquanto que uma estrutura uni-planar consiste somente em *patch*'s isolados na parte superior de um dielétrico, encontrando-se este por cima de um plano de massa convencional. Desde essa altura, muitas outras estruturas *EBG* têm vindo a ser propostas, estudadas e comparadas [10].

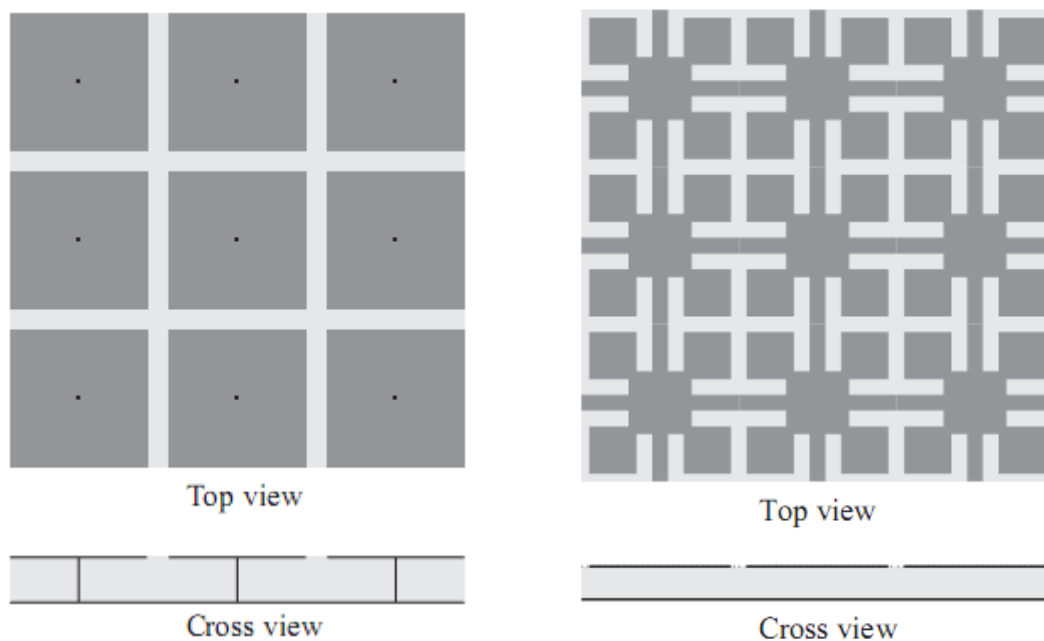


Figura 2.10: a) Superfície “cogumelo” [7] e b) superfície uni-planar [9].

Por fim, na Figura 2.11 encontra-se representada uma estrutura representativa de estruturas a uma dimensão, nomeadamente uma linha de transmissão *EBG* [11].

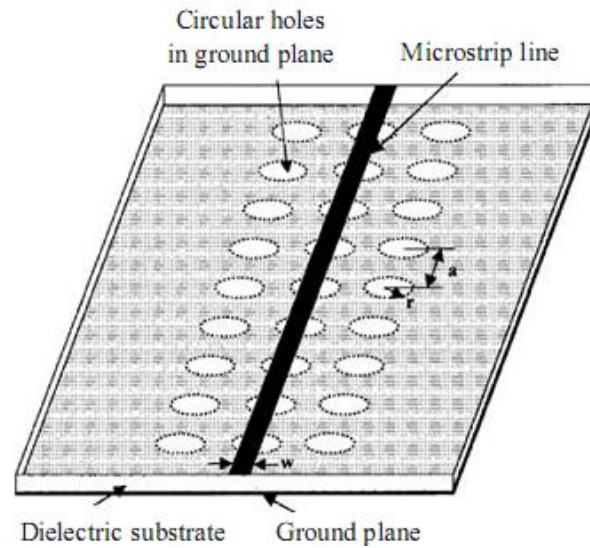


Figura 2.11: Linha de transmissão *EBG* a uma dimensão [11].

2.2.4 Métodos de análise de estruturas *EBG*

2.2.4.1 Modelo LC

Para caracterizar e para projectar estruturas *EBG*, vários métodos têm sido desenvolvidos ao longo dos anos. De entre esses métodos, destaca-se o modelo *LC* [7], em que a estrutura é representada por um conjunto de elementos de circuitos discretos, nomeadamente condensadores e bobines. Este é o modelo mais simples que existe, em que a estrutura apresenta uma capacidade C e uma indutância L , cujos valores são determinados pela geometria da própria estrutura. Além disso, a sua ressonância é utilizada para explicar a *band-gap*, típica das estruturas *EBG*, prevendo assim o mecanismo de funcionamento destas e as bandas de operação das mesmas. Este modelo é relativamente simples de entender, no entanto os resultados não são muito precisos devido ao facto de os valores L e C serem aproximados. O esquema representativo deste método é apresentado na Figura 2.12, juntamente com o seu circuito equivalente.

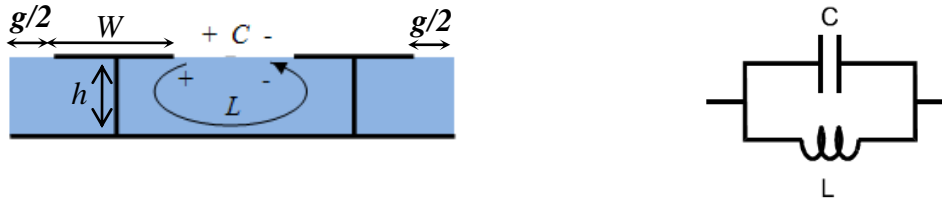


Figura 2.12: Modelo LC e o seu circuito equivalente [7].

Este modelo consiste numa estrutura EBG muito conhecida e já referida anteriormente, a estrutura “cogumelo”. A capacidade é formada pela distância entre os dois *patch*'s metálicos das duas células, e pode ser aproximado pela expressão (2.1) [12].

$$C = \frac{W\epsilon_0(1 + \epsilon_r)}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{2W + g}{g}\right) \quad (2.1)$$

em que W representa o comprimento do *patch* da estrutura, g representa a distância entre dois *patch*'s consecutivos e ϵ_r representa a constante dielétrica do substrato utilizado.

No caso da indutância, esta depende da distância entre os *patch*'s metálicos e o plano de massa da estrutura, sendo aproximada pela expressão (2.2) [12].

$$L = \mu_0 h \quad (2.2)$$

Sendo h a altura do substrato.

Assim, e recorrendo à expressão (2.3), consegue-se determinar a impedância de superfície da estrutura EBG [12].

$$Z = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} \quad (2.3)$$

em que ω representa a frequência de ressonância, sendo portanto a impedância de superfície dependente da frequência. Da análise desta expressão conclui-se que, para baixas frequências, a impedância é indutiva, suportando a propagação de ondas no modo TM e, para frequências altas, torna-se capacitiva, suportando a propagação de ondas no modo TE [13]. Existe também uma pequena faixa, próxima da frequência de ressonância, na qual a impedância é muito alta. É nesta faixa de frequências que as

características de supressão de ondas electromagnéticas e a reflexão em fase se manifestam. Na Figura 2.13 apresenta-se um gráfico que mostra como a impedância, traduzida pela expressão (2.3), varia com a frequência.

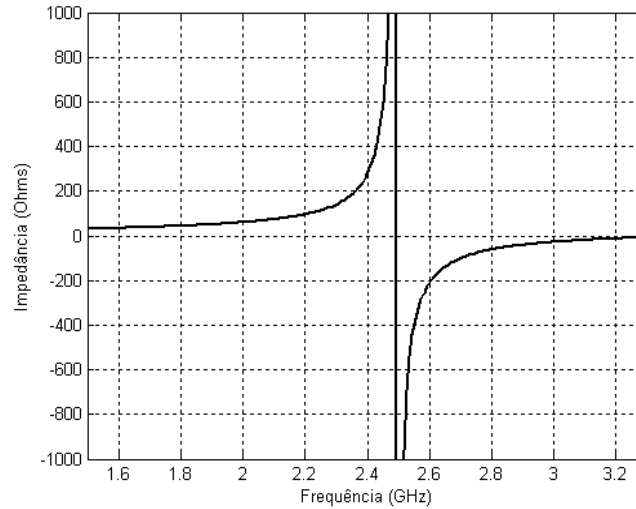


Figura 2.13: Variação da Impedância de uma estrutura *EBG*, em função da frequência.

A expressão que permite o cálculo da frequência de ressonância é a (2.4) [12]

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.4)$$

Esta obtém-se da expressão (2.3) quando a impedância tende para o infinito, ou seja, quando a superfície se comporta como um *AMC*.

Além do modelo *LC*, outros métodos são utilizados no estudo e caracterização de estruturas *EBG*, tais como modelos de linhas de transmissão [14-15] e o modelo da cavidade ressonante [16]. Para além destes, existem o método da expansão da onda plana [17] e o método da análise espectral [18], que também são utilizados na caracterização de estruturas *EBG*. Uma teoria de rede [19] é utilizada quando o objectivo é analisar a propagação das ondas ao longo de direcções arbitrárias em superfícies *EBG*. Também existem teorias que se baseiam em redes neuronais artificiais para a análise de estruturas *EBG* [20].

Existem também métodos numéricos que são muito utilizados na pesquisa no domínio dos *EBG*, uma vez que permitem a análise de estruturas genéricas deste tipo, com várias

configurações. Exemplos desses métodos são o método dos momentos (do inglês *MoM*) [21] e o método de elementos finitos (do inglês *FEM*) [22-23], além de outros [24-25].

Uma outra forma de realizar a análise de uma estrutura *EBG* é através do estudo do seu gráfico da reflexão em fase.

2.2.4.2 Reflexão em fase

A reflexão em fase é uma característica das superfícies de alta impedância que pode ser medida através do uso de duas antenas de grande directividade, numa câmara anecóica. As antenas são posicionadas próxima uma da outra e apontadas para uma determinada superfície, denominada superfície de teste. Primeiro, deve-se medir a reflexão tendo em conta uma placa de metal comum, do qual se conhece as propriedades de reflexão, de forma a se poder ter uma referência. Posteriormente, a estrutura *EBG* deve ser posicionada em vez da placa de metal, no mesmo local, de forma a não haver variações na distância do percurso da onda a propagar. Na Figura 2.14 está representado este método [7].

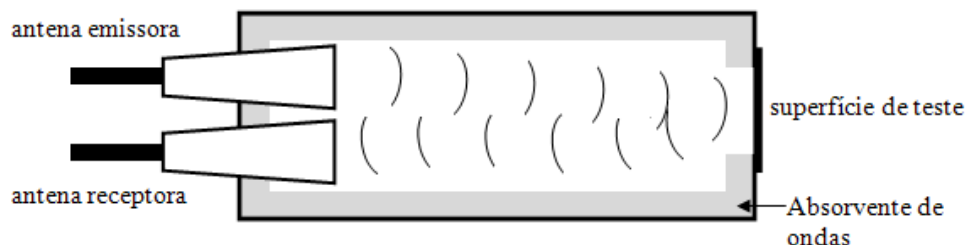


Figura 2.14: Método da reflexão em fase – câmara anecóica [7].

Uma outra forma de conseguir concretizar este método é através do recurso a simuladores electromagnéticos. Nestes casos, em vez de se simular toda uma estrutura *EBG* periódica, é apenas necessário simular uma célula da estrutura, pois esta é periódica. De forma a poder replicar essa estrutura ao longo do mesmo plano da célula, definem-se as condições de contorno laterais como sendo periódicas, ou seja, é definido

um guia de onda cujas paredes adjacentes são definidas como sendo *PEC's* e *PMC's* alterando ao longo do eixo longitudinal [26].

Um exemplo da reflexão em fase de uma estrutura *EBG* é apresentado na Figura 2.15. Para frequências baixas, dá-se uma reflexão com uma inversão de fase de 180° , tal como acontece com um *PEC*. À medida que a frequência aumenta, a fase com que é feita a reflexão também diminui, até ao ponto em que a reflexão é feita em fase, isto é, a 0° . Esta reflexão em fase acontece para uma frequência considerada como sendo a frequência de ressonância da estrutura. Para frequências maiores, a fase continua a diminuir, até ao momento em que chega aos -180° , dando-se outra vez, para estas frequências, uma inversão de fase. A região em que a reflexão é feita com uma fase compreendida entre os $+90^\circ$ e os -90° é considerada como sendo a região em que a onda é reflectida em fase, constituindo assim uma banda de frequências para as quais a estrutura *EBG* apresenta as suas características.

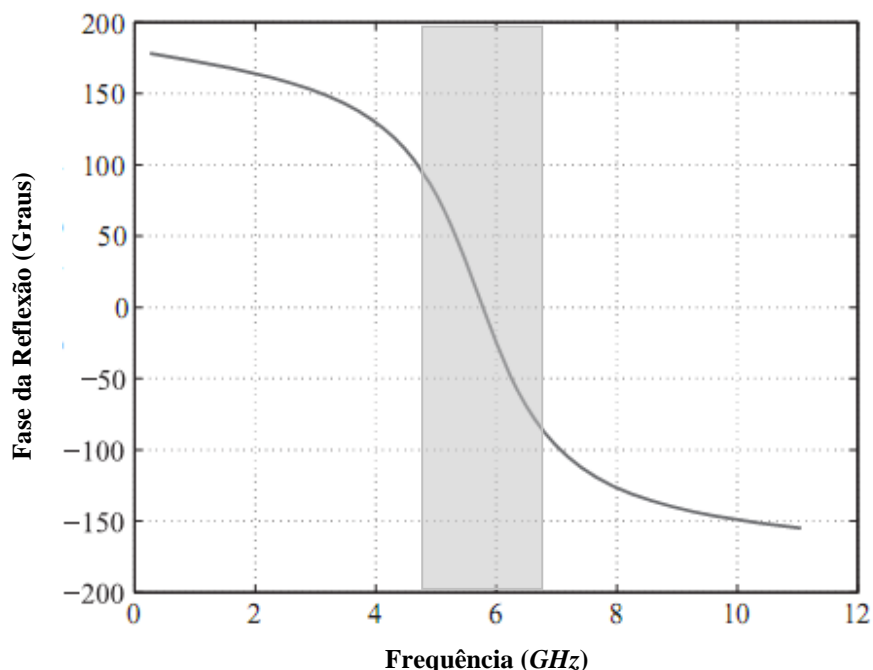


Figura 2.15: Exemplo da resposta da fase de uma estrutura *EBG*, em função da frequência.

2.2.5 Configurações e materiais em estruturas *EBG*

Desde os anos 90, o número de configurações de estruturas *EBG* têm vindo a ser cada vez maior, e uma grande variedade de materiais e geometrias tem vindo a ser investigadas. Tal como dito anteriormente, estruturas *EBG* são estruturas periódicas compostas onde o material metálico e o dieléctrico são dispostos seguindo um padrão específico. Seguindo esta linha de raciocínio, várias geometrias têm vindo a ser propostas, tais como configurações elípticas e cilíndricas [27-30], estruturas com elementos convolutos [31] e desenhos genéricos *microstrip* em duplo braço [32]. Além disso, também são estudadas estruturas *EBG* em multi-camada. Quanto a *FSS*, uma vez que são estruturas periódicas bem conhecidas, estas têm vindo a permitir uma grande variedade de desenhos de *EBG* [33-37], em que alguns exemplos são apresentados na Figura 2.3, anteriormente referida.

2.2.6 Optimização do desempenho de estruturas *EBG*

As novas configurações de estruturas *EBG* apresentam um desempenho electromagnético melhorado. Um aspecto importante a considerar é o facto de alguns desses desenhos permitirem banda larga [38-39]. Tal característica é considerada como sendo muito útil para determinadas configurações de antenas para determinadas aplicações. A utilização de células multi-periódicas é considerada uma técnica bastante eficaz para este efeito [40]. Um exemplo de células multi-periódicas está representado na Figura 2.16. No entanto, os investigadores desta área também recorrem a outros tipos de métodos, tais como métodos baseados em cargas de impedância negativa [41].

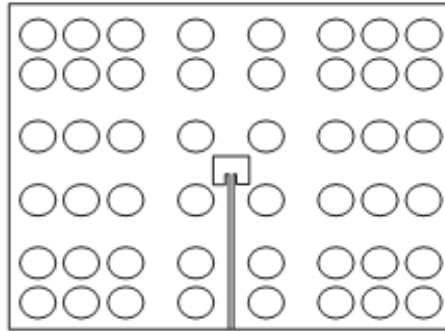


Figura 2.16: Exemplo de estrutura com células multi-periódicas [40].

É também de referir que as configurações propostas podem operar em mais do que uma banda, isto é, existem configurações que operam em apenas uma banda, mas também existem aquelas que permitem duas bandas de operação ou mais [42-45].

Para além da banda larga, outro objectivo dos desenhos *EBG* propostos tem a ver com a redução das suas dimensões. Esta característica tem atraído muitos investigadores, sendo que várias técnicas de miniaturização foram propostas [46-47].

São também propostos desenhos de superfícies *EBG* que se caracterizam por apresentarem diferentes reflexões em fase consoante a polarização em questão. Utilizando geometrias assimétricas tal como *patch's* em forma rectangular, a reflexão em fase varia com a polarização da onda plana incidente. Desta forma, é possível projectar conversores de polarização. Além disso, superfícies *EBG* reconfiguráveis e passíveis de serem re-sintonizadas são também estudadas pelos investigadores [48-50]. Através da utilização de elementos activos, é possível controlar as propriedades da estrutura *EBG* e conseqüentemente, por exemplo, a direccionalidade da antena.

Com o aumento da complexidade das geometrias utilizadas e dos desafios relacionados com as propriedades das estruturas *EBG*, várias técnicas de optimização são utilizadas no sentido de se obter estruturas *EBG* óptimas. De entre essas técnicas destacam-se os algoritmos genéticos [51-53], que permitem assim uma optimização da geometria e do tamanho da célula periódica da estrutura *EBG*, assim como a espessura e a constante dieléctrica do substrato utilizado.

2.2.7 Aplicação das estruturas *EBG* no domínio das antenas

Devido às propriedades únicas das estruturas *EBG*, estas têm vindo a ser muito utilizadas no domínio das antenas e no de circuitos de microondas, tal como referido anteriormente, de forma a melhorar o seu desempenho. Quando se fala do domínio das antenas, a atenção recai, por exemplo, sobre as antenas *microstrip* e sobre as antenas com *slot*, antenas estas que se caracterizam por possuírem pequenos cortes na superfície radiante.

2.2.7.1 Antenas *microstrip* e *array* de antenas

O facto de as estruturas *EBG* permitirem que, dentro da banda proibida, as ondas superficiais sejam suprimidas, faz com que sejam úteis e utilizadas em várias aplicações. Como consequência dessa supressão, o ganho e a eficiência da antena podem ser melhorados, enquanto que os lobos traseiros presentes no diagrama de radiação podem ser reduzidos. Várias publicações foram realizadas com o intuito de estudar estes fenómenos [54-62]. Além destas aplicações, as estruturas *EBG* são também utilizadas para redução das dimensões nos projectos de antenas *microstrip* [63].

Além da área das antenas enquanto elementos únicos, as estruturas *EBG* também são utilizadas em *arrays* de antenas. Uma das consequências a ter em conta nos *arrays* de antenas é o acoplamento mútuo entre antenas. Este fenómeno afecta o desempenho total do *array* de antenas. Se o acoplamento mútuo for muito forte, este reduz a eficiência do *array* afectando em muito o diagrama de radiação de sistemas de antenas em *array*. Neste sentido, as estruturas *EBG* são usadas para reduzir o acoplamento mútuo [64-68].

2.2.7.2 Antenas de baixo perfil e antenas com *slot*

Um outro grupo onde as estruturas *EBG* podem ser utilizadas é o referente às antenas de baixo perfil. Devido à característica de reflexão em fase, a eficiência de radiação de

antenas próximas de um plano de massa *EBG* pode ser melhorada [69-70]. Vários tipos de antenas de baixo perfil foram objecto de estudo, tais como dipolos [71-73], monopolos [74-75], antenas em espiral [76-78], antenas em *loop* [79] e até mesmo antenas em F invertido (*IFAS*) [80]. O mesmo acontece no caso de antenas com *slot*, em que o desempenho da antena do ponto de vista da radiação é melhorado [81-82].

2.2.7.3 Antenas *EBG* e as suas aplicações na vida real

Várias aplicações da vida real utilizam antenas associadas a estruturas *EBG*. De entre essas aplicações destacam-se o *Wireless LAN* [83] assim como ligações baseadas em microondas [84] e aplicações relacionadas com GPS [85-86]. Também o RFID é alvo de antenas *EBG*. Várias antenas têm sido propostas, tanto para RFID *tags* como para RFID *readers* [87-89]. Também os sistemas de biotelemetria têm sido considerados no âmbito do uso de antenas *EBG* [90-91]. Uma outra aplicação de antenas *EBG* tem a ver com radares [92-93].

2.2.8 Dimensionamento de uma estrutura *EBG*

Para que uma estrutura *EBG* tenha um comportamento que vá de encontro àquilo que é o objectivo da aplicação, ou seja, de forma a ter um gráfico da reflexão em fase adequado à aplicação em questão, é preciso fazer o seu dimensionamento. Esse dimensionamento passa pela análise e determinação de várias características da estrutura. Uma vez que a estrutura é periódica, pode-se apenas considerar, para efeitos de dimensionamento, a célula-unidade representativa da periodicidade daquela, cujas características são nomeadamente, o espaçamento entre os seus *patch's* (g), o comprimento destes (W), a constante dieléctrica utilizada (ϵ_r) e a altura do substrato (h), tal como representado na Figura 2.17.

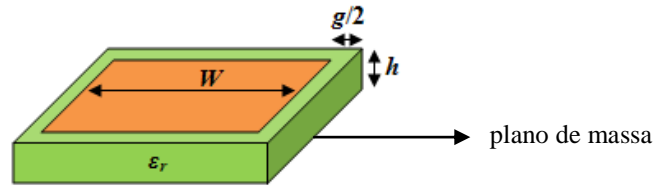


Figura 2.17: Representação da célula-unidade.

Uma das formas de se conseguir obter o gráfico da reflexão da estrutura *EBG* é através do recurso a simuladores electromagnéticos, tal como o *Ansoft HFSS*. Definindo condições-fronteira (do inglês *Boundary Conditions, BC*), é possível simular uma estrutura infinita periódica e obter o gráfico da evolução da fase da reflexão em função da frequência. Para tal considera-se a célula periódica representada anteriormente, definindo de seguida *PEC's* e *PMC's* de forma a simular a periodicidade infinita da célula e fazendo incidir uma onda plana na superfície da célula-unidade, conseguindo-se posteriormente calcular a fase da reflexão da onda incidente nesta. Assim, o modelo a analisar no *Ansoft HFSS* é o representado na Figura 2.18, em que se definem os lados da caixa coincidentes com o plano *YOZ* como sendo *PEC's*, enquanto que os lados da caixa coincidentes com o plano *XOZ* como sendo *PMC's*. Além disso, o topo da caixa é o local por onde a onda plana é emitida, incidindo assim na superfície metálica constituinte da célula-unidade.

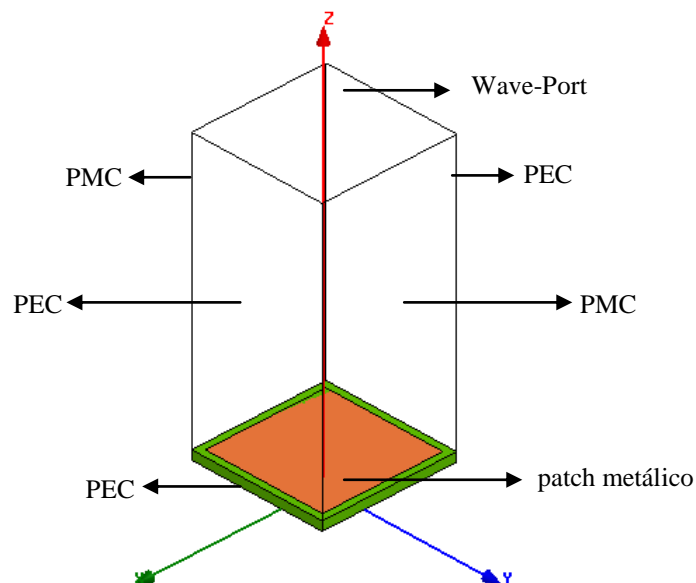


Figura 2.18: Modelo utilizado para obter a fase da reflexão com base na célula-unidade.

Uma vez definido o modelo, passa-se ao dimensionamento da estrutura propriamente dito. Da variação das características da estrutura consegue-se obter vários gráficos da reflexão. De forma a conseguir-se perceber as consequências da variação dessas características, é apresentado de seguida um estudo em que se varia cada uma das características da célula-unidade ao mesmo tempo que as restantes se mantêm inalteradas.

É de referir que o *patch* para o qual o estudo foi realizado é um quadrado devido ao facto de esta ser a forma geométrica adoptada no projecto da antena multi-banda referida mais à frente.

Como forma de se poder concluir acerca do efeito das variações dos parâmetros, foram utilizados valores de referência. Esses valores são os seguintes.

$$W = 0.5\lambda \quad h = 0.01\lambda \quad g = 0.016\lambda \quad \epsilon_r = 10.2$$

em que o comprimento de onda, λ , é o correspondente à frequência de 2.44 GHz.

O gráfico da fase da reflexão referente às dimensões de referência é apresentado na Figura 2.19. Verifica-se que a frequência de ressonância situa-se perto dos 6 GHz, ou seja, a frequência para a qual a reflexão se faz com uma fase de 0°, e que a largura de banda, isto é, o conjunto de frequências para as quais a fase se situa entre os -90° e os +90°, vai deste os 5.6 GHz até aos 6.3 GHz, apresentando assim uma LB igual a 700 MHz.

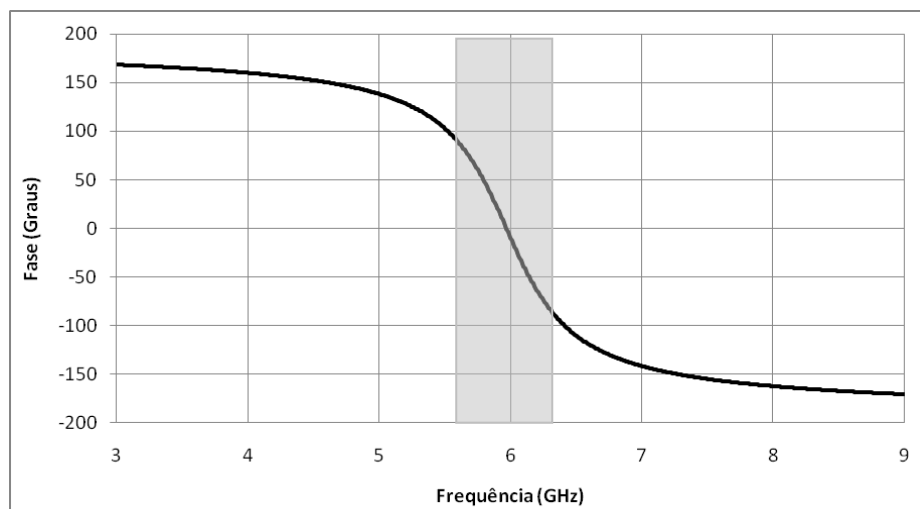


Figura 2.19: Fase da reflexão considerando as dimensões de referência.

No gráfico da Figura 2.20 mostra-se a forma como a variação do comprimento do *patch* metálico, W , afecta o gráfico da fase, mantendo-se inalterados todos os outros parâmetros da célula-unidade. Da análise desse gráfico verifica-se que, com o aumento do valor de W , a frequência de ressonância diminui, assim como a LB, uma vez que o declive da curva é cada vez mais acentuado.

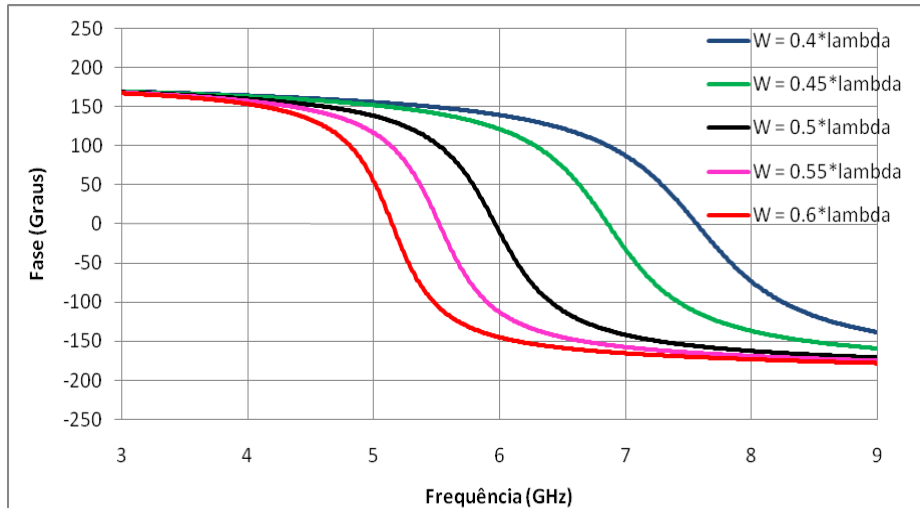


Figura 2.20: Variação da fase da reflexão em função de vários valores de W .

Na Figura 2.21 apresenta-se o gráfico referente à situação de quando a variação é feita ao nível do espaçamento entre *patch*'s, ou seja, quando o parâmetro g varia. Da análise desse gráfico verifica-se que, quanto maior for o valor de g , maior é a frequência de ressonância e maior é a LB, se bem que o aumento da LB não seja muito significativo.

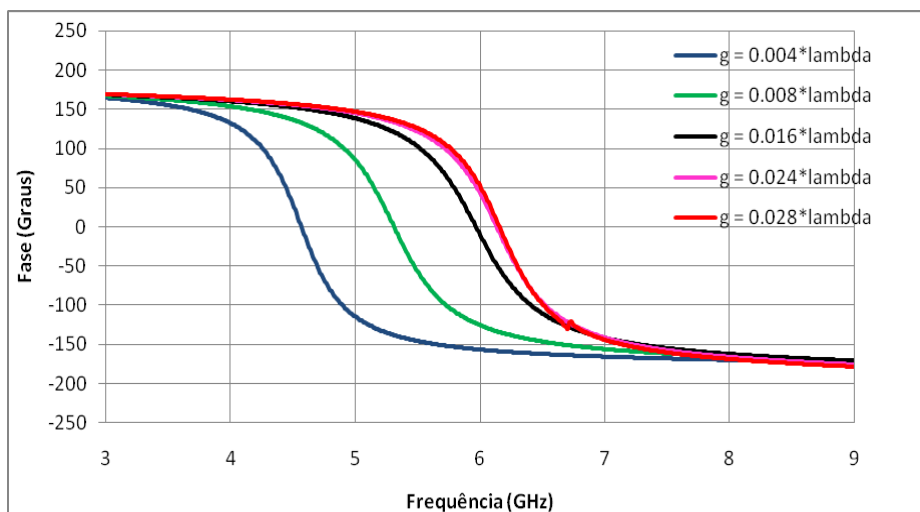


Figura 2.21: Variação da fase da reflexão em função de vários valores de g .

No que diz respeito à variação da constante dielétrica relativa (ϵ_r) do substrato utilizado, os resultados são apresentados na Figura 2.22. Da análise deste gráfico, pode-se concluir que com o aumento do valor da constante dielétrica, a frequência de ressonância diminui, assim como a LB.

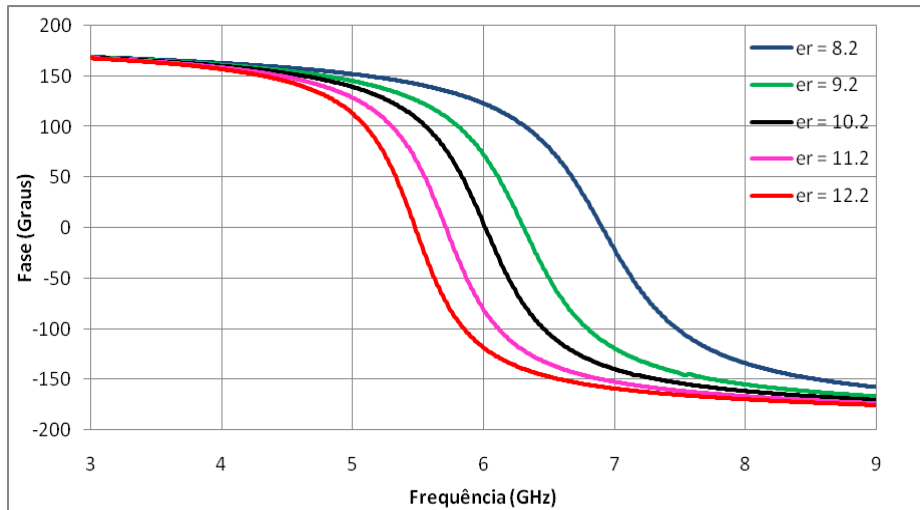


Figura 2.22: Variação da fase da reflexão para vários valores de ϵ_r .

Por último, foi feito o estudo do efeito da variação da altura do substrato, h , na fase da reflexão da estrutura EBG, cujo gráfico está apresentado na Figura 2.23. Da análise deste gráfico verifica-se que à medida que a altura aumenta, a frequência de ressonância diminui, no entanto verifica-se um aumento da LB uma vez que a curva tende a ser menos inclinada.

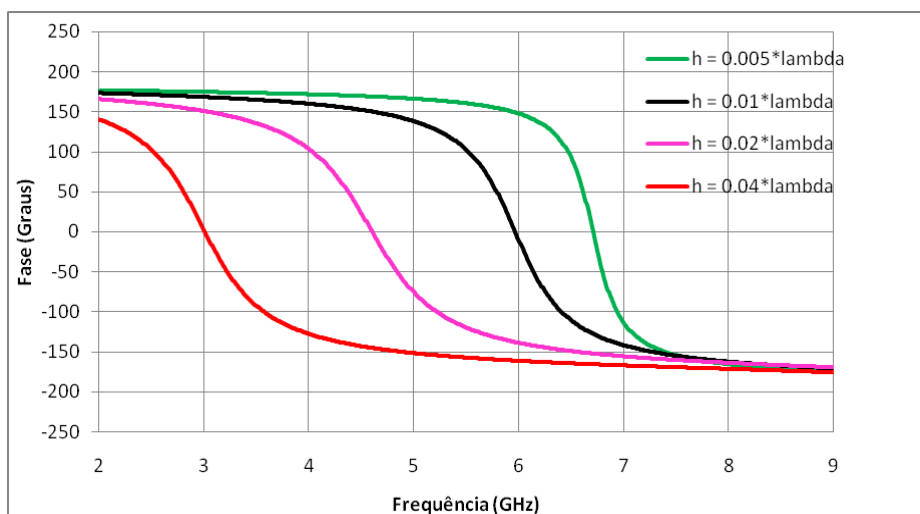


Figura 2.23: Variação da fase da reflexão para vários valores de h .

Como forma de ter uma melhor percepção das consequências da variação dos vários parâmetros da estrutura *EBG*, foi elaborada a Tabela 2-1 onde se apresentam as relações entre as variações dos parâmetros e as deslocações da frequência de ressonância e as larguras de banda.

Tabela 2-1: Relação entre a variação dos parâmetros e a frequência de ressonância e a largura de banda.

	<i>Frequência de Ressonância</i>	<i>Largura de Banda</i>
<i>Aumento de W</i>	↘	↘
<i>Aumento de g</i>	↗	↗
<i>Aumento de ϵ_r</i>	↘	↘
<i>Aumento de h</i>	↘	↗

É importante referir que a célula-unidade referida é simétrica, ou seja, o comprimento é igual à largura, daí que apenas seja feita referência a uma dimensão, neste caso o W . Como o comprimento é igual à largura, a estrutura *EBG* apresenta uma fase de reflexão, para uma onda plana incidente normal, independente do estado de polarização. Caso o comprimento fosse diferente da largura, então a estrutura *EBG* apresentaria uma fase de reflexão dependente da polarização. Assim, se se utilizasse um *patch* rectangular em vez de um *patch* quadrado, a fase da reflexão da estrutura *EBG* tornar-se-ia dependente do estado de polarização (polarização vertical ou horizontal) da onda plana incidente [4].

Na Figura 2.24 encontra-se uma célula-unidade em que o *patch* é rectangular.

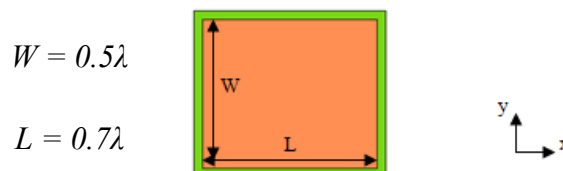


Figura 2.24: Célula-unidade com um *patch* rectangular.

Os parâmetros da célula-unidade com *patch* rectangular são os mesmos que os da célula-unidade com *patch* em forma de quadrado, com a exceção de que agora o W e o L são diferentes, sendo o L igual a 0.7λ .

Se a onda plana incidente estiver polarizada verticalmente, o *patch* rectangular apresenta a fase de reflexão da Figura 2.25. Comparando este gráfico com o da Figura 2.19, verifica-se que são semelhantes, pois o *patch* rectangular apresenta um W igual ao do *patch* quadrado da Figura 2.17.

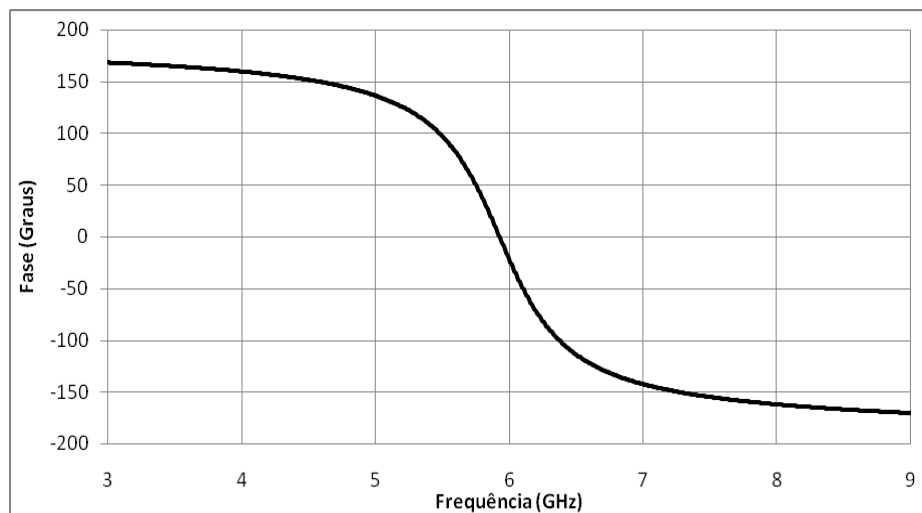


Figura 2.25: Gráfico da fase da reflexão quando a onda plana incidente apresenta polarização vertical.

Se a polarização da onda plana incidente for horizontal, a dimensão L tem um papel muito importante na determinação da fase da reflexão. Uma vez que a dimensão L é maior que a dimensão W , então a curva do gráfico da fase da reflexão sofre um deslocamento para frequências mais baixas [4], o que pode ser confirmado pela análise da Figura 2.26.

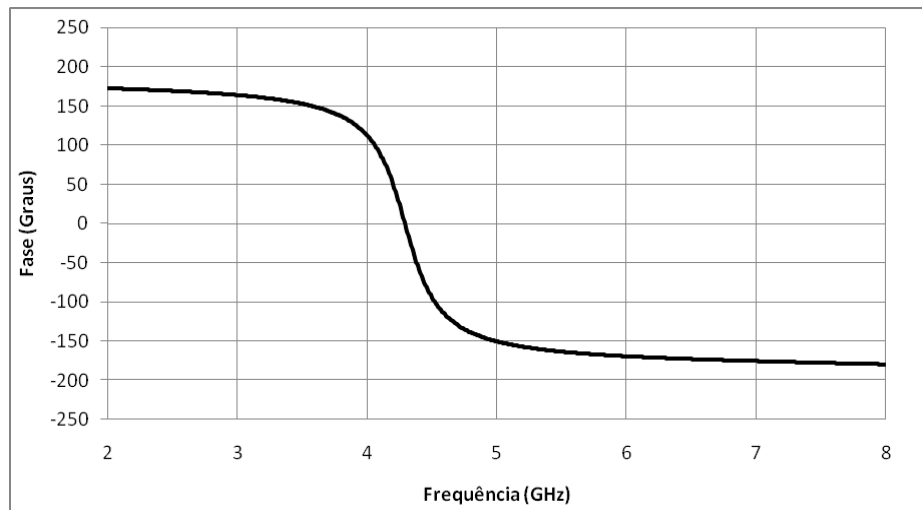


Figura 2.26: Gráfico da fase da reflexão quando a onda plana incidente apresenta polarização horizontal.

Assim, conhecendo as consequências da variação dos vários parâmetros no gráfico da fase da reflexão, consegue-se dimensionar a estrutura *EBG* de acordo com o pretendido e adequado às necessidades da aplicação em causa.

2.3 Referências

- [1] B. A. Munk, “Frequency Selective Surfaces: Theory and Design”, John Wiley & Sons, Inc., 2000.
- [2] Stephen W. Schneider, John F. McCann, "Frequency Selective Surfaces", Cap. 56, pág. 1-25, 2007.
- [3] E. Yablonovitch, “Inhibited spontaneous emission in solid-state physics and electronics,” Phys. Rev. Lett., vol. 58, pág. 2059–63, 1987.
- [4] Y. Rahmat-Samii, F. Yang, “Electromagnetic Band Gap Structures in Antenna Engineering”, Cambridge University Press, 2009.
- [5] D. Pozar, “Microwave engineering”. Wiley New York, 1998.

- [6] P. Kildal, "Artificial soft and hard surfaces in electromagnetics", IEEE, vol. 38, 1990.
- [7] D. Sievenpiper, L. J. Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolous, E. Yabionovitch, "High Impedance Electromagnetic Surfaces with a Forbidden Frequency Band", IEEE Trans. MTT, vol. 47, n°. 11, 1999.
- [8] A. S. Barlevy and Y. Rahmat-Samii, "Characterization of electromagnetic band-gaps composed of multiple periodic tripods with interconnecting vias: concept analysis, and design," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 49, pág. 242–353, 2001.
- [9] F. R. Yang, K. P. Ma, Y. Qian, and T. Itoh, "A uniplanar compact photonic-bandgap (UC--PBG) structure and its applications for microwave circuit," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 47, pág. 1509–14, 1999.
- [10] Y. Rahmat-Samii, H. Mosallaei, "Electromagnetic Band Gap Structures: classification, characterization and applications", Abril de 2001.
- [11] V. Radisic, Y. Qian, R. Coccioli, and T. Itoh, "Novel 2-D Photonic Bandgap Structure for Microstrip Lines," IEEE Microw. and Guided Wave Lett., vol. 8, n°. 2, pág. 69–71, 1998.
- [12] D. Sievenpiper, "High-Impedance Electromagnetic Surfaces", Dissertação de Mestrado, Univ. California de Los Angeles, Los Angeles, 1999.
- [13] Silva, Alexandre Manoel Pereira Alves da, "Topologia de estruturas EBG – Electromagnetic Band-Gap – aplicadas a antenas para comunicações móveis", DMO-FEEC-UNICAMP, Agosto de 2004.
- [14] M. Rahman, M. A. Stuchly, "Transmission line – periodic circuit representation of planar microwave photonic bandgap structures", Microwave Optical Tech. Lett., vol. 30, n°. 1, 2001.
- [15] X. H. Wu, A. A. Kishk, A. W. Glisson, "A transmission line method to compute far-field radiation by arbitrarily directed Hertzian dipoles in a 1-D EBG structure", IEEE APS Int. Symp. Dig., Julho de 2006.

- [16] L. Li, B. Li, H. Liu, C. Liang, "Locally resonant cavity cell model for electromagnetic band gap structures", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 54, n^o. 1, 2006.
- [17] K. Brakora, C. Barth, K. Sarabandi, "A plane-wave expansion method for analyzing propagation in 3D periodic ceramic structures", *IEEE APS Int. Symp. Dig.*, vol. 2B, Julho de 2005.
- [18] Z. Sipus, P. Kildal, R. Zentner, "Spectral domain analysis of dipole coupling over different electromagnetic band gap structures", *IEEE APS Int. Symp. Dig.*, vol. 1A, Julho de 2005.
- [19] A. Cucini, M. Caiazzo, M. Nannetti, S. Maci, "A network theory for EBG surfaces: generalization to any direction of propagation in the azimuth plane", *IEEE APS Int. Symp. Dig.*, vol. 3, Junho de 2004.
- [20] C. Gao, Y. Wang, "Analysis of EBG structures implemented on CPW components by using EM-ANN models", *IEEE APS Int. Symp. Dig.*, vol. 4, Junho de 2002.
- [21] M. Bozzi, S. Germani, L. Minelli, L. Perregrini, P. de Maagt, "Full-wave characterization of planar EBG structures by the MoM/BI-RME method", *IEEE APS Int. Symp. Dig.*, vol. 4, Junho de 2004.
- [22] X. Zhao, L. Zhou, "Study on 2-D gyrotropic EBG by FEM", *IEEE Int. Symp. Microw. Antennas Propagati. EMC*, vol. 1, Agosto de 2005.
- [23] M. Vouvakis, Z. Cendes, J. Lee, "A FEM domain decomposition method for photonic and electromagnetic band gap structures", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 54, n^o. 2, Fevereiro de 2006.
- [24] N. Bushyager, J. Papapolymerou, M. Tentzeris, "A composite cell multi resolution time domain technique for the design of antenna systems including electromagnetic band gap and via-array structures", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 53, n^o. 8, Agosto de 2005.
- [25] A. Aminian, F. Yang, Y. Rahmat-Samii, "Bandwidth determination for soft and hard ground planes by spectral FDTD: a unified approach in visible and surface wave regions", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 53, n^o. 1, Janeiro de 2005.

- [26] S. Hampel, O. Schmitz, O. Klemp e H. Eul, “Design of Sievenpiper HIS for Use in Planar Broadband Antennas by Means of Effective Medium Theory”, *Advances in Radio Science*, vol. 5, pág. 87-94, 2007.
- [27] G. Palikaras, A. Feresidis, J. Vardaxoglou, “Cylindrical electromagnetic band gap structures for base station antennas”, *IEEE Antennas Wireless Propagat. Lett.*, vol. 3, 2004.
- [28] N. Llombart, A. Neto, G. Gerini, P. de Maagt, “Planar circularly symmetric EBG structure for reducing surface waves in printed antennas”, *IEEE Antennas Wireless Propagat. Lett.*, vol. 53, n.º. 10, Outubro de 2005.
- [29] H. Boutayeb, T. Denidni, A. Sebak, L. Talbi, “Design of elliptical electromagnetic bandgap structures for directive antennas”, *IEEE Antennas Wireless Propagat. Lett.*, vol. 4, 2005.
- [30] H. Boutayeb, T. Denidni, K. Mahdjoubi, A. Tarot, A. Sebak, L. Talbi, “Analysis and design of a cylindrical EBG-based directive antenna”, *IEEE, Trans. Antennas Propagat.*, vol. 54, n.º. 1, 2006.
- [31] X. Zhao, L. Zhou, “Study on 2-D gyrotropic EBG by FEM”, *IEEE Int. Symp. Microwave Antennas Propagat. EMC*, vol. 1, Agosto de 2005.
- [32] G. Cakir, L. Sevgi, “A double-arm generic microstrip electromagnetic bandgap structure with bandpass and bandstop characteristics”, *5th Int. Conf. Antenna Theory Techniques*, Maio de 2005.
- [33] J. Yeo, R. Mittra, S. Chakravarty, “A GA-based design of electromagnetic bandgap (EBG) structures utilizing frequency selective surfaces for bandwidth enhancement of microstrip antennas”, *IEEE APS Int. Symp. Dig.*, vol. 2, Junho de 2002.
- [34] G. Goussetis, A. Feresidis, J. Vardaxoglou, “FSS printed on grounded dielectric substrates: resonance phenomena, AMC and EBG characteristics”, *IEEE APS Int. Symp. Dig.*, vol. 1B, Julho de 2005.
- [35] Y. Lee, J. Yeo, R. Mittra, W. Park, “Design of a frequency selective surface (FSS) type substrate for dual-band directivity enhancement of microstrip patch antennas”, *IEEE APS Int. Symp. Dig.*, vol. 3A, Julho de 2005.

- [36] E. Rodes, M. Diblanc, J. Drouet, M. Thevenot, T. Monediere, B. Jecko, "Design of a dual-band EBG resonator antenna using capacitive FSS", IEEE APS Int. Symp. Dig., Julho de 2006.
- [37] A. Pirhadi, F. Keshmiri, M. Hakkak, "Design of dual-band low profile high directive EBG resonator antenna, using single layer frequency selective surface (FSS) superstrate", IEEE APS Int Symp. Dig., Julho de 2006.
- [38] W. Chappell, X. Gong, "Wide bandgap composite EBG substrates", IEEE Trans. Antennas Propagat. vol. 51, nº 10, 2003.
- [39] J. Bell, M. Iskander, J. Lee, "Ultrawideband hybrid EBG/ferrite ground plane for low-profile array antennas", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 55, nº.1, 2007.
- [40] Y. Chen, A. Liu, R. Wu, "A wide-stopband low-pass filter design based on multi-period taper-etched EBG structure", Proceedings of 2005 Asia Pacific Microwave Conf., vol. 3, Dezembro de 2005.
- [41] D. Kern, D. Werner, M. Wilhelm, "Active negative impedance loaded EBG structures for the realization of ultra-wideband Artificial Magnetic Conductors", IEEE APS Int. Symp, Dig., vol. 2, Junho de 2003.
- [42] M. Gray, D. Werner, "A novel design approach for na independently tunable dual band EBG AMC surface", IEEE APS Int. Symp, Dig., vol. 1, Junho de 2004.
- [43] D. Kern, D. Werner, A. Monorchio, L. Lanuzza, M. Wilhelm, "The design synthesis of multiband artificial magnetic conductors using high impedance frequency selective surfaces", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 53, nº. 1, 2005.
- [44] Y. Yao, X. Wang, Z. Feng, "A novel dualband compact electromagnetic bandgap (EBG) structure and its application in multi-antennas", IEEE APS Int. Symp. Dig., 2006.
- [45] G. Goussetis, Y. Guo, A. Feresidis, J. Vardaxoglou, "Miniaturized and multiband artificial magnetic conductors and electromagnetic bandgap surfaces", IEEE, APS Int. Symp. Dig., vol. 1, Junho de 2006.

- [46] J. Vardaxoglou, G. Gousetis, A. Feresidis, “Miniaturisation schemes for metallodielectric electromagnetic bandgap structures”, *IET Proc. Microwave Antennas Propagation*, vol. 1, n°. 1, 2007.
- [47] Y. Kim, F. Yang, A. Elsherbani, “Compact artificial magnetic conductor designs using planar square spiral geometry”, *Progress In Electromagnetic Research*, P, 2007.
- [48] D. Sievenpiper, J. Schaffner, H. Song, R. Loo, G. Tangonan, “Two-dimensional beam steering using an electrically tunable impedance surface”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 51, n°. 10, Outubro de 2003.
- [49] J. Vardaxoglou, A. Chauraya, P. de Maagt, “Reconfigurable electromagnetic band gap based structures with defects for MM wave and antenna applications”, *Proceedings of 2003 ICAP*, vol. 2, 2003.
- [50] D. Kern, M. Wilhelm, D. Werner, P. Werner, “A novel design technique for ultra-thin tunable EBG AMC surfaces”, *IEEE APS Int. Symp. Dig.*, vol. 2, Junho de 2004.
- [51] J. Yeo, R. Mittra, S. Chakravarty, “A GA-based design of electromagnetic bandgap (EBG) structures utilizing frequency selective surfaces for bandwidth enhancement of microstrip antennas”, *IEEE APS Int. Symp. Dig.*, vol 2, Junho de 2002.
- [52] M. Bray, Z. Bayraktar, D. Werner, “GA optimized ultra-thin tunable EBG AMC surfaces”, *IEEE APS Int. Symp. Dig.*, Julho de 2000.
- [53] Y. Ge, K. Esselle, “GA/FDTD technique for the design and optimisation of periodic metamaterials”, *IET Proc. Microwave Antennas Propagation*, vol. 1, n°. 1, 2007.
- [54] C. Chiau, X. Chen, C. Parini, “A microstrip patch antenna on the embedded multi-period EBG structure”, *Proceeding of the 6th Int. Symp. Antennas, Propagation and EM Theory*, 2003.
- [55] C. Chiau, X. Chen, C. Parini, “A multi-period EBG structure for microstrip antennas”, *Proceedings of 2003 ICAP*, vol. 2, 2003.
- [56] N. Llombart, A. Neto, G. Gerini, P. de Maagt, “Bandwidth, efficiency and directivity enhancement of printed antenna performance using planar circularly symmetric EBGs”, *2005 European Microwave Conference*, vol. 3, Outubro de 2005.

- [57] N. Llombart, A. Neto, G. Gerini, P. de Maagt, "Enhanced antenna performances using planar circularly symmetric EBGs", IEEE APS Int. Symp. Dig., vol. 1A, Julho de 2005.
- [58] X. Wang, Y. Hao, P. Hall, "Dual-band resonances of a patch antenna on UC-EBG substrate", 2005 Asia-Pacific Conference Proceedings, Dezembro de 2005.
- [59] S. Menon, B. Lethakumary, C. Aanandan, K. Vasudevan, P. Mohanan, "A novel EBG structured ground plane for microstrip antennas", IEEE APS Int. Symp. Dig., vol. 2A, Julho de 2005.
- [60] N. Llombart, A. Neto, G. Gerini, P. de Maagt, "Planar circularly symmetric EBG structures for reducing surface waves in printed antennas", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 53, n.º 10, 2005.
- [61] W. Gao, "Radiation characteristics of a patch with line-fed on EBG ground", IEEE APS Int. Symp. Dig., Julho de 2006.
- [62] D. Qu, L. Shafai, A. Foroozesh, "Improving microstrip patch antenna performance using EBG substrates", IEE Proc. Microw. Antennas Propag., vol. 153, n.º 6, Dezembro de 2006.
- [63] S. Pioch, J. Laheurte, "Size reduction of microstrip antennas by means of periodic metallic patterns", Electron. Lett., vol. 39, n.º 13, 2003.
- [64] F. Yang, Y. Rahmat-Samii, "Mutual coupling reduction of microstrip antennas using electromagnetic band-gap structure", IEEE APS Int. Symp. Dig., vol. 2, Julho de 2001.
- [65] F. Yang, Y. Rahmat-Samii, "Microstrip antennas integrated with electromagnetic band-gap (EBG) structures: a low mutual coupling design for array applications", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 51, n.º 10, 2003.
- [66] A. Yu, X. Zhang, "A novel method to improve the performance of microstrip antenna arrays using a dumbbell EBG structure," Antennas Wireless Propagat. Lett., vol. 2, n.º 1, 2003.

- [67] L. Yang, Z. Feng, F. Chen, M. Fan, "A novel compact electromagnetic band-gap (EBG) structure and its application in microstrip antenna arrays", *Microwave Symposium Digest*, vol. 3, Junho de 2004.
- [68] Z. Iluz, R. Shavit, R. Bauer, "Microstrip antenna phased array with electromagnetic bandgap substrate", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 52, n.º. 6, 2004.
- [69] F. Yang, Y. Rahmat-Samii, "Reflection phase characterizations of the EBG ground plane for low profile wire antenna applications", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 51, n.º. 10, 2003.
- [70] J. Sohn, H. Tae, J. Lee, "Comparative analysis of four types of high impedance surfaces for low profile antenna applications", *IEEE APS Int. Symp. Dig.*, vol. 1A, Julho de 2005.
- [71] M. Abedin, M. Ali, "Application of EBG substrates to design ultra-thin wideband directional dipoles", *IEEE APS Int. Symp. Dig.*, vol. 2, Junho de 2004.
- [72] F. Yang, V. Demir, D. Elsherbeni, A. Elsherbeni, A. Eldek, "Planar dipole antennas near the edge of an EBG ground plane for WLAN applications", *IEEE APS Int. Symp. Dig.*, vol. 1A, Julho de 2005.
- [73] L. Akhoondzadeh-Asl, P. Hall, J. Nourinia, Ch. Ghobadi, "Influence of Angular Stability of EBG Structures on Low Profile Dipole Antenna Performance", *IEEE Int. Workshop on Antenna Technology Small Antennas and Novel Metamaterials*, Março de 2006.
- [74] A. Yu, X. Zhang, "A low profile monopole antenna using a dumbbell EBG structure", *IEEE APS Int. Symp. Dig.*, vol. 2, Junho de 2004.
- [75] F. Yang, Y. Rahmat-Samii, "Bent monopole antennas on EBG ground plane with reconfigurable radiation patterns", *IEEE APS Int. Symp. Dig.*, vol. 2, Junho de 2004.
- [76] T. Liu, W. Zhang, M. Zhang, K. Tsang, "Low profile spiral antenna with PBG substrate", *Electron. Lett.*, vol. 36, n.º. 9, 2000.
- [77] H. Nakano, M. Ikeda, K. Hitosugi, J. Yamauchi, K. Hirose, "A spiral antenna backed by an electromagnetic band-gap material", *IEEE APS Int. Symp. Dig.*, vol. 4, Junho de 2003.

- [78] H. Nakano, K. Hitosugi, N. Tatsuzawa, D. Togashi, H. Mimaki, J. Yamauchi, “Effects on the radiation characteristics of using a corrugated reflector with a helical antenna and na electromagnetic band-gap reflector with a spiral antenna”, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 53, n°. 1, 2005.
- [79] J. Kim, Y. Rahmat-Samii, “Low-profile loop antenna above EBG structure”, IEEE APS Int. Symp. Dig., vol. 2A, Julho de 2005.
- [80] H. Nakano, Y. Asano, J. Yamauchi, “A wire inverted F antenna on a finite-sized EBG material,” IEEE International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials, Março de 2005.
- [81] A. Neto, N. Llombart, G. Gerini, P. de Maagt, “On the optimal radiation bandwidth of printed slot antennas surrounded by EBGs”, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 54, n°. 4, 2006.
- [82] D. Xu, B. Ooi, G. Zhao, “A new triple-band slot antenna with EBG feed”, IEEE Int. Symp. Microwave Antennas Propagat. EMC, vol. 1, Agosto de 2005.
- [83] G. Palikaras, A. Feresidis, J. Vardaxoglou, “Cylindrical EBG surfaces for omnidirectional wireless LAN antennas”, IEEE APS Int. Symp. Dig., vol. 4B, Julho de 2005.
- [84] R. Alkhatib, M. Drissi, “EBG antenna for microwave links applications”, Int. Conf. Information and Communication Technologies, vol. 2, Abril de 2006.
- [85] X. Bao, G. Ruvio, M. Ammann, M. John, “A novel GPS patch antenna on a fractal high impedance surface substrate”, IEEE Antennas Wireless Propagat. Lett., vol. 5, 2006.
- [86] M. Martinez-Vazquez R. Baggen, “Characterisation of printed EBG surfaces for GPS applications”, IEEE Int. Workshop on Antenna Technology Small Antennas and Novel Metamaterials, Março de 2006.
- [87] L. Ukkonen, L. Sydanheimo, M. Kivikoski, “Patch antenna with EBG ground plane and two-layer substrate for passive RFID of metallic objects”, IEEE APS Int. Symp. Dig., vol. 1, Junho de 2004.
- [88] P. Raunonen, M. Keskilammi, L. Sydanheimo, M. Kivikoski, “A very low profile CP EBG antenna for RFID reader”, IEEE APS Int. Symp. Dig., vol. 4, Junho de 2004.

[89] M. Stupf, R. Mittra, J. Yeo, J. Mosig, “Some novel design for RFID antennas and their performance enhancement with metamaterials”, IEEE APS Int. Symp. Dig., Julho de 2006.

[90] J. Kim, Y. Rahmat-Samii, “Exterior antennas for wireless medical links: EBG backed dipole and loop antennas”, IEEE APS Int. Symp. Dig., vol. 2B, Julho de 2005.

[91] J. Kim, Y. Rahmat-Samii, “Electromagnetic interactions between biological tissues and implantable biotelemetry systems”, IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest, Junho de 2005.

[92] J. Bell, M. Iskander, J. Lee, “Ultra-wideband and low-profile hybrid EBG/ferrite ground plane for airborne foliage penetrating radar”, IEEE APS Int. Symp. Dig., Julho de 2006.

[93] P. Salonen, K. Rintala, “An S-band EBG antenna for mini-UAV”, IEEE APS Int. Symp. Dig., Julho de 2006.

3. Antenas Impressas - *Microstrip*

Tal como já foi referido anteriormente, a antena desempenha um papel crítico e de extrema importância num sistema de comunicações móveis. Uma das primeiras dificuldades com que se depara num projecto de antenas consiste na escolha do tipo de antenas a escolher. Existem vários factores a ter em conta na escolha do melhor tipo de antenas. Esses factores são os seguintes:

- O sistema de comunicações móveis: o próprio sistema de comunicações móveis tem uma importância relevante no que diz respeito à escolha da antena a utilizar, pois pode haver a necessidade de se ter várias bandas de frequências em simultâneo, assim como a possibilidade dos serviços disponibilizados serem ou não de banda larga;
- Cenário de operação: Dependendo do tipo de cenário a considerar, ou seja, se estamos perante um ambiente urbano ou rural, diferentes tipos de antenas poderão ter que ser considerados e utilizados devido às diferentes especificações de cobertura inerentes a cada cenário;
- Mobilidade do terminal: o facto de o terminal apresentar uma mobilidade, quer seja a de movimento completamente livre, quer seja apenas portabilidade praticamente estática, faz com que as características da antena sejam, em algumas situações, degradadas, daí que a escolha do tipo de antena tenha que ter em conta estes aspectos;
- Espaço disponível para a localização das antenas: o espaço disponível para as antenas também é um factor de muita importância, sendo bastante limitador no que diz respeito à escolha do tipo de antenas a utilizar.

Este último ponto tem sido, nos últimos tempos, alvo de grande atenção por parte dos projectistas de antenas. A miniaturização dos equipamentos e o aumento do número de sistemas incorporados nos mesmos faz com que o espaço disponível para antenas seja cada vez mais escasso.

As antenas impressas do tipo *microstrip* apresentam diversas características, nomeadamente dimensões e peso reduzidos, baixo perfil, processo de fabrico simples e custo baixo e permitem um grande variedade de polarizações e de formas de diagrama de radiação, tornando-se assim no tipo de antenas mais adequado e mais utilizado em terminais móveis portáteis.

No entanto, também apresentam algumas desvantagens, pois apresentam dimensões consideravelmente excessivas quando o objectivo é projectar estruturas impressas para funcionarem a frequências relativamente baixas, assim como se caracterizam por terem valores de largura de banda baixos, e por terem rendimento relativamente baixo.

Uma estrutura impressa do tipo *microstrip* é formada por uma camada de um substrato dieléctrico com uma altura h e uma constante dieléctrica relativa ϵ_r , camada esta que é coberta por camadas metálicas condutoras por baixo e no topo, tal como é apresentado na Figura 3.1.

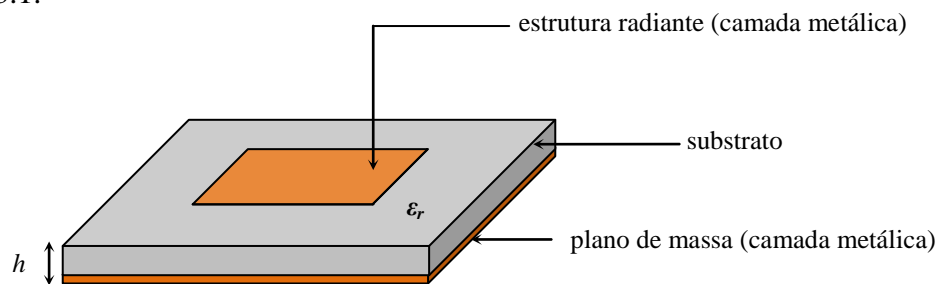


Figura 3.1: Exemplo de uma estrutura impressa – *microstrip*.

Este tipo de estrutura pode funcionar, principalmente, em modo de transmissão ou radiação. O modo de funcionamento está dependente das características do substrato, nomeadamente a sua espessura e a sua constante dieléctrica. No caso concreto das antenas impressas do tipo *microstrip* pretende-se, tal como facilmente se reconhece, que a estrutura radie, pelo que esta tem que funcionar no seu modo de radiação. Para que tal aconteça, recorre-se a substratos espessos com constantes dieléctricas baixas. Já no caso das linhas de transmissão que funcionam em modo de transmissão, requerem precisamente o contrário, ou seja, substratos finos com constantes dieléctricas altas.

Existem vários tipos de alimentação utilizados neste tipo de estruturas, sendo que cada tipo apresenta vantagens e desvantagens.

3.1 Tipos de alimentação

3.1.1 Alimentação por linha de transmissão

O tipo de alimentação considerado mais simples consiste em ligar uma linha de transmissão a um dos bordos da antena. Embora seja o método mais simples, apresenta inconvenientes. Para um bom funcionamento da linha de transmissão, o substrato utilizado não se adequa ao bom funcionamento da antena. O contrário também se verifica, ou seja, para que a antena funcione de forma satisfatória, o substrato não poderá ser o adequado ao bom funcionamento da linha de transmissão. Para além disso, ao se colocar a linha de transmissão no mesmo plano da estrutura radiante, o diagrama de radiação sofre uma degradação devido à radiação, ainda que pouca, proveniente da linha. Um exemplo da alimentação por linha de transmissão encontra-se na Figura 3.2.

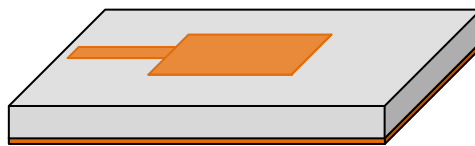


Figura 3.2: Alimentação por linha de transmissão.

3.1.2 Alimentação por cabo coaxial

Neste tipo de alimentação, o cabo coaxial atravessa o substrato e liga à estrutura radiante num ponto pré-determinado, ponto esse que garante a adaptação de impedância entre o cabo e a estrutura. Uma vez que o cabo não radia e que a alimentação é feita pelo lado oposto àquele onde se situa a estrutura radiante, então não existe a degradação do diagrama de radiação. Além disso, uma vez que o substrato é independente do processo de alimentação da antena, então pode ser escolhido de modo a favorecer a radiação. Um exemplo deste tipo de alimentação é mostrado na Figura 3.3.

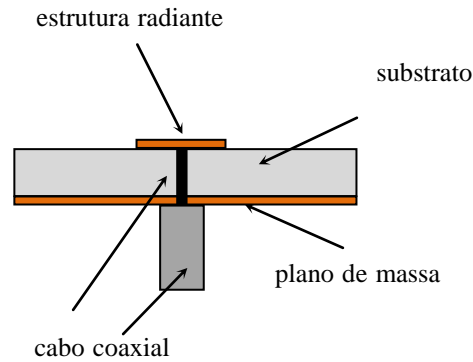


Figura 3.3: Alimentação por cabo coaxial.

3.1.3 Alimentação por acoplamento

A alimentação por acoplamento é um método em que, tal como na alimentação por linha de transmissão, também se recorre a uma linha de transmissão. No entanto, não há contacto físico entre a linha e a estrutura radiante. Sendo semelhante ao método de alimentação por linha de transmissão, possui as mesmas desvantagens. Porém, permite que uma única linha de transmissão alimente um conjunto de antenas, como por exemplo um agregado. Na Figura 3.4 encontra-se um exemplo deste método.

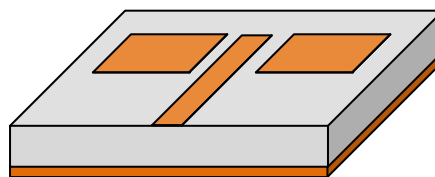


Figura 3.4: Alimentação por acoplamento.

3.1.4 Alimentação por linha enterrada

Neste método, a alimentação é feita mediante a inserção de uma linha de transmissão entre dois substratos, mas de constantes dieléctricas diferentes. O substrato existente entre a linha de transmissão e a estrutura radiante serve para garantir a radiação, tendo

para o efeito constante dielétrica baixa e espessura maior. O substrato localizado entre a linha de transmissão e o plano de massa é utilizado para a alimentação da antena, pelo que possui uma constante dielétrica alta e espessura fina. Este tipo de alimentação é exemplificado na Figura 3.5.

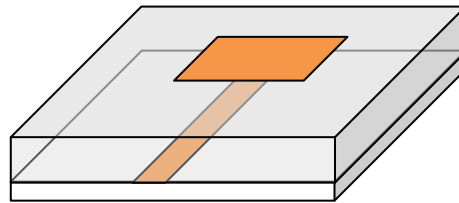


Figura 3.5: Alimentação por linha enterrada.

3.1.5 Alimentação por fenda

Na alimentação por fenda também são utilizados dois tipos de substratos, que se encontram separados pelo plano de massa. Do mesmo modo, o substrato de espessura fina e constante dielétrica alta diz respeito à alimentação da antena enquanto que o de espessura grossa e constante dielétrica alta diz respeito à radiação da antena. Para haver acoplamento entre a linha de transmissão e a estrutura radiante é feita uma fenda no plano de massa. Assim, dá-se uma adaptação entre a linha e a estrutura radiante. No entanto, a construção é relativamente complexa. Um exemplo deste tipo de alimentação é apresentado na Figura 3.6.

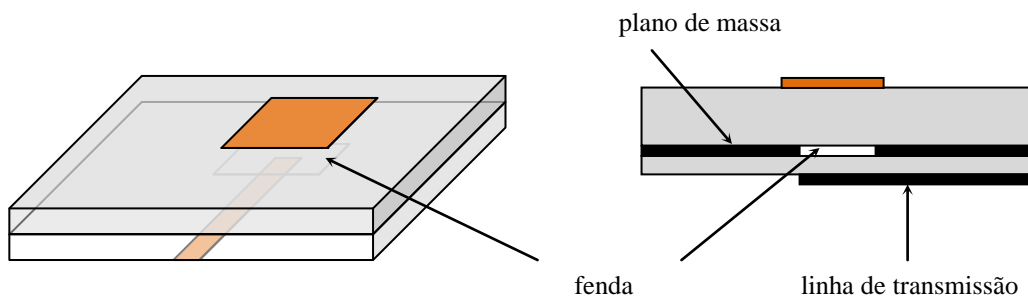


Figura 3.6: Alimentação por fenda.

3.2 Métodos de análise

Uma vez que as antenas impressas não são estruturas homogéneas, o seu estudo não é passível de ser feito de um modo simples, ao contrário do que acontece com o tipo de antenas mais elementares, como por exemplo o dipolo eléctrico, o dipolo magnético ou a antena linear. Assim, são usados métodos de análise aproximada que permitem uma estimação dos vários parâmetros da antena. Estes métodos de análise dividem-se em dois grupos:

1. Métodos que têm como base estruturas físicas já conhecidas às quais se podem associar análises matemáticas analíticas relativamente simples. Um exemplo de um destes métodos é o Método da Linha de Transmissão [1]. Este método não é rigoroso no que diz respeito à caracterização das estruturas, no entanto permite uma primeira aproximação ao projecto de antenas, através de expressões simples.
2. Métodos de análise baseados em métodos numéricos, como por exemplo o Método dos elementos Finitos (*FEM*). Estes tipos de métodos são detentores de alguma complexidade matemática, pelo que apenas são utilizados por simuladores electromagnéticos, sendo que os resultados por eles obtidos são muito mais próximos da realidade que os resultados obtidos pelos métodos anteriores.

3.2.1 Método da Linha de Transmissão

O método da Linha de Transmissão é relativamente simples de utilizar e é de uma complexidade matemática baixa. É de uma precisão relativamente satisfatória no que diz respeito à estimativa da impedância de entrada e da frequência de trabalho em função das dimensões da antena, da constante dieléctrica e da localização do ponto de alimentação. No entanto, é um método que apenas é válido quando aplicado a antenas rectangulares.

A estrutura radiante de uma antena impressa tem um comprimento W , uma largura L e uma altura h , tal como está representado na Figura 3.7.

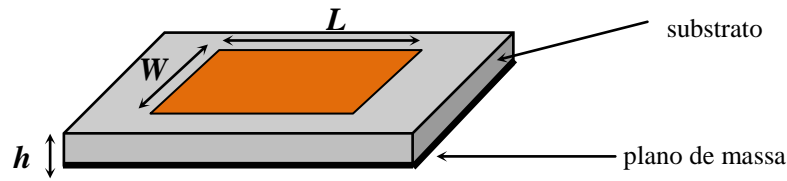


Figura 3.7: Representação de uma antena impressa.

Uma vez que a estrutura apresenta dimensões finitas, os campos existentes nos limites físicos da estrutura apresentam linhas de fuga fora da estrutura radiante, tal como representado na Figura 3.8.



Figura 3.8: Linhas de fuga fora da estrutura radiante.

A quantidade de linhas de fuga está relacionada com as dimensões L , W e h , com o valor da constante dielétrica, ϵ_r , e com a frequência de trabalho, fazendo com que o tamanho eléctrico da estrutura seja ligeiramente superior ao seu tamanho físico. Assim sendo, existem os conceitos de ϵ_{reff} , W_{eff} e L_{eff} , respectivamente, constante dielétrica efectiva, largura efectiva e comprimento efectivo. O ϵ_{reff} surge uma vez que a estrutura radiante se encontra num meio não homogéneo, ou seja, está rodeado por ar de um lado, e por substrato do outro, existindo linhas de campo que percorrem estes dois meios. Assim sendo, pode-se considerar que a estrutura se insere num meio homogéneo de constante dielétrica ϵ_{reff} . O W_{eff} diz respeito à largura eléctrica da estrutura, e o L_{eff} refere-se ao comprimento eléctrico da mesma.

Para valores de frequência até aos 10 GHz, o valor de ϵ_{reff} é praticamente constante e pode ser calculado através da expressão (3.1).

$$\varepsilon_{reff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1/2}, \quad \text{para } \frac{W}{h} > 1 \quad (3.1)$$

Quanto ao valor da dimensão L , esta pode ser calculada através da expressão (3.2). Através desta expressão, consegue-se calcular a largura física L , tendo em conta a largura efectiva da estrutura, L_{eff} , e o aumento efectivo ocorrido devido à existência de linhas de fuga de campo, ΔL .

$$L = L_{eff} - 2\Delta L \quad (3.2)$$

Por sua vez, o ΔL é calculado através da expressão (3.3), e o L_{eff} através da expressão (3.4). O ΔL corresponde ao aumento do tamanho da antena devido à existência das linhas de fuga de campo.

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\varepsilon_{reff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\varepsilon_{reff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (3.3)$$

$$L_{eff} = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\varepsilon_{reff}}}, \quad \text{com } \lambda_0 = \frac{c}{f} \quad (3.4)$$

A antena pode funcionar em vários modos de ressonância, sendo que o modo TM_{010} é o modo principal. Para este modo a frequência de ressonância é dada pela expressão (3.5).

$$f_r = \frac{c}{2L_{eff}\sqrt{\varepsilon_{reff}}} \quad (3.5)$$

Quanto à impedância de entrada da antena, esta pode ser aproximada recorrendo à expressão (3.6).

$$Z_{in,y=0,y=L} = \frac{120\lambda_d}{w} \quad (3.6)$$

A expressão (3.6) apenas permite obter uma aproximação do valor da resistência no bordo da estrutura radiante. No entanto, o valor da resistência varia ao longo da largura da estrutura, variação essa que pode ser traduzida pela expressão (3.7).

$$Z_{in} = Z_{in,y=0,y=L} \times \cos^2\left(\frac{\pi y}{L}\right) \quad (3.7)$$

3.3 Antenas Impressas – PIFA

Um tipo de antenas impressas usualmente utilizado nos terminais móveis denomina-se por *PIFA* (Planar *Inverted-F Antenna*). Este tipo de estruturas pode ser considerado como uma evolução das antenas impressas do tipo *microstrip* convencionais pois, para além de apresentarem as características típicas das antenas impressas, permitem dimensões ainda mais reduzidas, uma melhor eficiência, menor radiação traseira e larguras de banda elevadas, sendo portanto uma das configurações mais utilizadas na implementação em terminais móveis [2].

Este tipo de antena surgiu devido a uma antena que a precedeu, a *IFA* (*Inverted-F Antenna*), que consiste basicamente num monopolo dobrado em forma de L, colocado sobre um plano de massa e alimentado num ponto a uma distância relativamente pequena do ponto de ligação entre a *patch* radiante e o plano de massa, ponto este que é denominado de pino de curto-circuito (do inglês, *shorting-pin*). Na Figura 3.9 apresenta-se a estrutura deste tipo de antena.

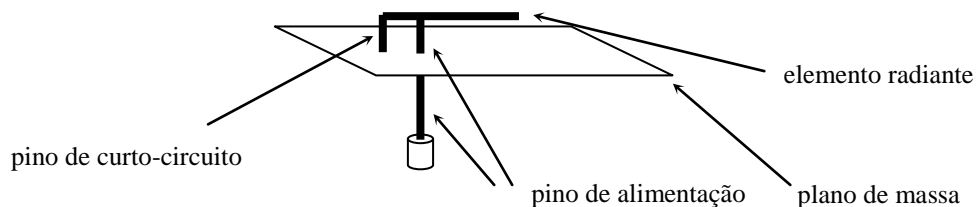


Figura 3.9: Estrutura de uma *IFA* (*Inverted-F Antenna*).

A adaptação da impedância consegue-se afastando ou aproximando o ponto de alimentação da antena ao pino de curto-circuito e a largura de banda é proporcional à altura do elemento radiante relativamente ao plano de massa [3]. Caso se substitua o monopolo por uma estrutura planar, então a antena passa a ser denominada por *PIFA*. Neste caso, a antena apresenta a geometria da Figura 3.10.

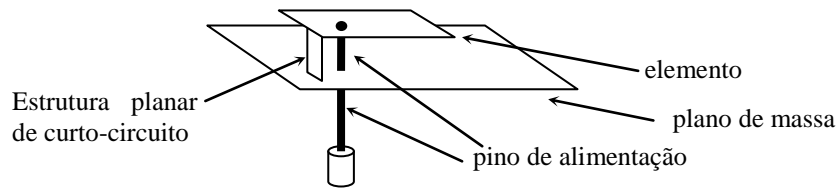


Figura 3.10: Geometria de uma PIFA.

É de referir que também é possível criar antenas *PIFA* em que, em vez de se utilizar uma estrutura planar, utilizam-se vários pinos de curto-circuito juntos, obtendo-se o mesmo efeito.

A utilização de uma estrutura planar com um ou vários pinos de curto-circuito faz com que a frequência diminua. Com esta técnica, o ponto da estrutura radiante onde o campo eléctrico é nulo é deslocado para a extremidade da antena, fazendo com que a frequência de ressonância seja mais baixa [4], sendo que esta é dada por (3.8)

$$f_r = \frac{c}{4(W + L)} \quad (3.8)$$

em que c é a velocidade da luz no vazio, W é a largura e L é o comprimento da estrutura.

Assim, se a frequência diminui, é possível diminuir as dimensões da antena, de forma a que a frequência possa voltar a aumentar [2], obtendo-se uma antena com dimensões mais pequenas que as de uma antena *microstrip* convencional.

Ao introduzir-se um conjunto de pinos de curto-circuito ao longo de uma das dimensões do elemento radiante, faz-se com que a outra dimensão tenha um comprimento de aproximadamente $\lambda/4$. No entanto, se se introduzir um pino de curto-circuito numa das

extremidades do elemento radiante da antena, consegue-se uma redução máxima das dimensões deste, tal como exemplificado na Figura 3.11.

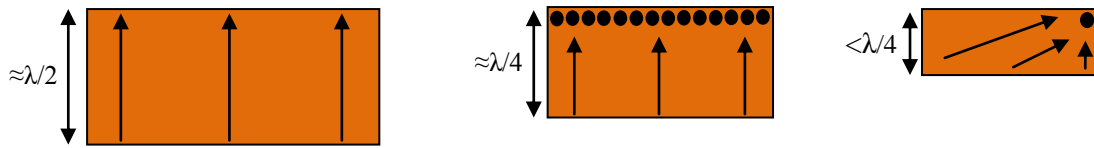


Figura 3.11: Aplicação de pinos de curto-circuito para redução de dimensões.

Com base nesta técnica, foi projectada e dimensionada uma antena *PIFA* multi-banda com um plano de massa convencional e uma antena *PIFA* multi-banda com um plano de massa *EBG*, para as bandas do *Wireless 2.4 GHz* e do *Wireless 5.2 GHz*.

3.4 Referências

- [1] C. A. Balanis, “Antenna Theory: Analysis and Design”, John Wiley & Sons, 2^a Edição, Nova Iorque, pág. 727-736.
- [2] Calhau, L., Lameiras, V., “Antena para terminal móvel multi-banda”, Projecto Final de Curso, Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, Outubro, 2007.
- [3] K. Kagoshima, T. Taga, “Land Mobile Antenna Systems I: Basics Techniques and applications”, Mobile Antenna Systems Handbook, cap. 3, Artech House, 1992.
- [4] K. L. Wong, “Compact and broadband microstrip antennas”, John Wiley & Sons, Nova Iorque, EUA, pág. 21-25, 2002.

4. Projecto da Antena

4.1 Projecto de uma antena *PIFA* para os 2.4 GHz com plano de massa convencional

Visto que se pretende projectar uma antena *PIFA* multi-banda a funcionar nos 2.4 GHz e nos 5.2 GHz, começou-se por projectar uma antena *PIFA* uni-banda para a banda dos 2.4 GHz, pois, sendo a frequência mais pequena, é a que apresenta o comprimento de onda maior, uma vez que a frequência é inversamente proporcional ao comprimento de onda.

A banda dos 2.4 GHz caracteriza-se pelo conjunto de frequências compreendido entre os 2400 MHz e os 2484 MHz, tal como já foi referido na Tabela 1-1, perfazendo assim uma largura de banda de 84 MHz.

Para se poder passar ao projecto da *PIFA*, é necessário saber qual a frequência central da banda do *Wireless 2.4 GHz*, sendo esta igual a 2442 MHz.

Com base na frequência central, assumindo $L = 1.2 \text{ cm}$ e recorrendo à expressão (3.8), foi possível calcular o valor da dimensão W , sendo então $W = 1.9 \text{ cm}$.

O substrato utilizado para a realização do projecto da antena foi o ar, cuja constante dieléctrica é igual a 1, com uma espessura de 10 mm. Uma vez que a constante dieléctrica do ar é baixa, é possível ter uma largura de banda relativamente alta, ou seja, quanto mais baixa for a constante dieléctrica do substrato utilizado, maior é a largura de banda obtida.

Tanto o ponto de alimentação como o pino de curto-circuito têm um diâmetro de 0.1 cm.

Quanto ao tipo de alimentação utilizada, optou-se pela alimentação por cabo coaxial, uma vez que esta é relativamente simples de implementar.

Quanto às dimensões do plano de massa, optou-se por um W igual a 3 cm e por um L igual a 5 cm , pois no caso de um plano de massa rectangular, o seu comprimento deve ser pelo menos $L = 0.4\lambda$ [1].

Após simulação e várias optimizações das características da antena, obteve-se a antena ilustrada na Figura 4.1.

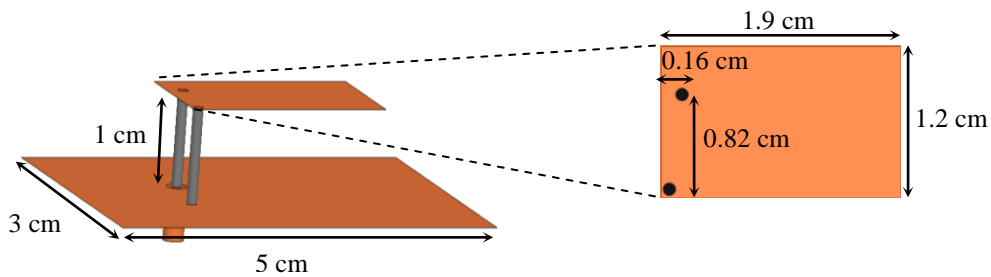


Figura 4.1: Dimensionamento da antena PIFA uni-banda com plano de massa convencional.

Na Figura 4.2 apresenta-se o módulo do coeficiente de reflexão, ou seja, o parâmetro S_{11} . Este parâmetro ilustra a quantidade de potência que é reflectida no porto de entrada da antena. Da análise do S_{11} verifica-se que a antena apresenta uma ressonância próxima da frequência pretendida, assim como uma LB que satisfaz os requisitos. A LB é definida como sendo o conjunto de frequências para as quais o valor do S_{11} é inferior a -10 dB . Neste caso, a LB de banda é maior que a pretendida, abrangendo as frequências desde 2.37 GHz até 2.54 GHz e a ressonância atinge um coeficiente de reflexão de -14 dB , aproximadamente.

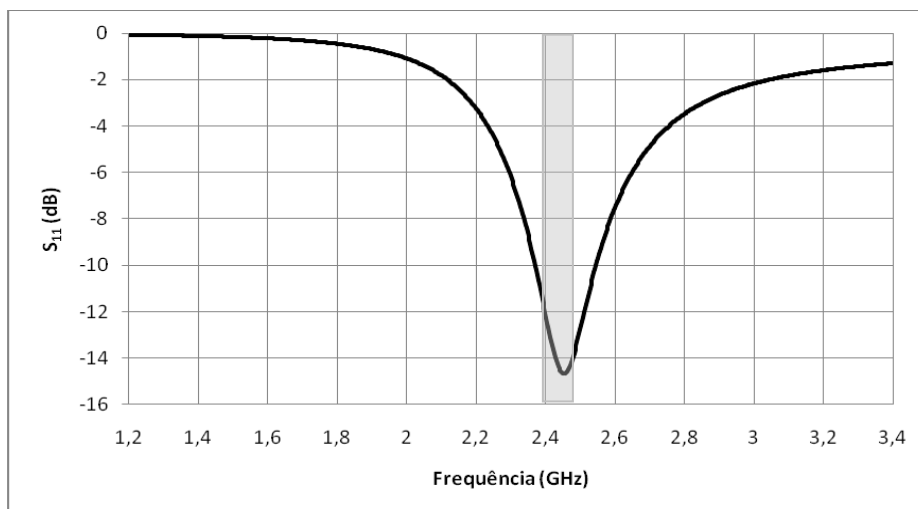


Figura 4.2: Parâmetro S_{11} da antena PIFA dimensionada, obtido por simulação.

Relativamente ao diagrama de radiação, este é apresentado na Figura 4.3, para os casos em que $\varphi = 0$ e $\varphi = 90$. Da análise do diagrama de radiação, verifica-se que o comportamento da antena projectada é o esperado numa antena localizada em dispositivos que funcionem nos sistemas de comunicações móveis pretendidos. Apresenta um ganho máximo no valor de 3.8 dB . Quanto à radiação traseira, este atinge o valor de -17.3 dB na direcção $\theta = 180^\circ$.

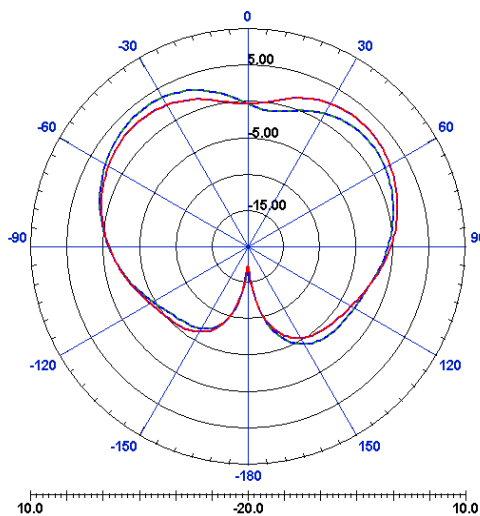


Figura 4.3: Diagramas de radiação, obtidos por simulação, da antena *PIFA* dimensionada, para $\varphi = 0^\circ$ (linha azul) e para $\varphi = 90^\circ$ (linha vermelha).

Depois de feito o dimensionamento, construiu-se o protótipo da antena que é apresentado na Figura 4.4.

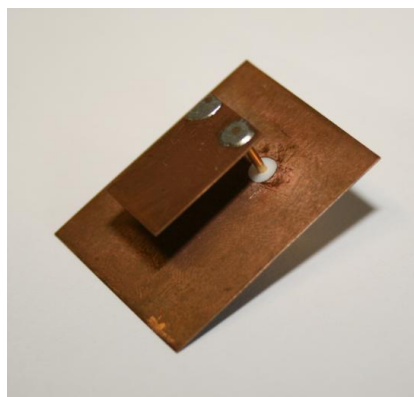


Figura 4.4: Protótipo construído da antena *PIFA* para a banda dos 2.4 GHz , utilizando um plano de massa convencional.

Na Figura 4.5 apresenta-se a comparação entre o parâmetro S_{11} simulado e o obtido experimentalmente. Da sua análise verifica-se que a LB obtida experimentalmente é de 210 MHz, abrangendo as frequências entre 2.48 GHz e 2.69 GHz, inclusive. Verifica-se também a existência de um ligeiro desvio da frequência de ressonância, ou seja, a frequência de ressonância passa de 2.43 GHz para 2.55 GHz, aproximadamente. Devido a este desvio, não se consegue cobrir totalmente o *Wireless 2.4 GHz*, como pretendido. Verifica-se ainda que, experimentalmente, a frequência de ressonância atinge um valor de S_{11} de -12 dB, o que é diferente do valor obtido na simulação.

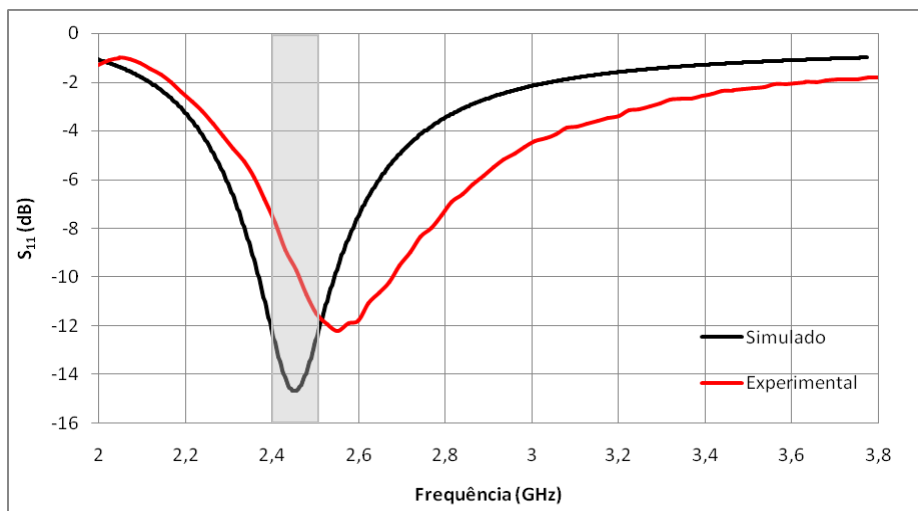


Figura 4.5: Comparação entre o parâmetro S_{11} obtido por simulação e o obtido experimentalmente.

Na Tabela 4-1 encontram-se os valores simulados e os experimentais da largura de banda, da frequência central e do coeficiente de reflexão.

Tabela 4-1: Tabela comparativa dos valores experimentais e simulados.

	Largura de Banda	f_c	S_{11}
<i>Simulação</i>	170 MHz (6.9%)	2.45 GHz	-14 dB
<i>Experimental</i>	210 MHz (8.1%)	2.59 GHz	-12 dB

4.2 Projecto de uma antena *PIFA* para os 2.4 GHz com plano de massa *EBG*

Tal como referido anteriormente, é possível dimensionar uma estrutura *EBG* de acordo com determinados requisitos de uma aplicação. Neste caso, foi dimensionada uma estrutura *EBG* relativamente simples, em que o *patch* apresenta a forma de um quadrado. O substrato utilizado foi o *Rogers 3010*, cuja constante dielétrica é igual a 10.2 e a sua altura é de 1.27 mm. De todos os parâmetros das estruturas *EBG* apresentados anteriormente, a constante dielétrica e a altura do substrato são as únicas que não podem ser variadas. Deste modo, e após várias simulações e testes com o objectivo de obter uma estrutura que respeitasse os requisitos, chegou-se ao dimensionamento apresentado na Figura 4.6.

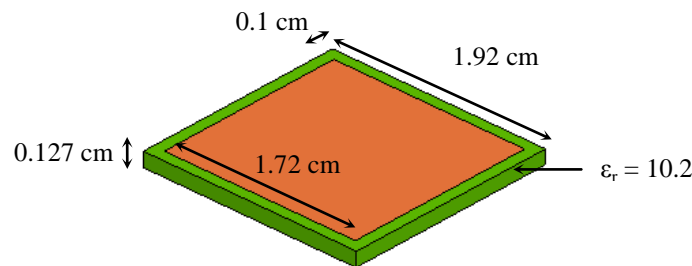


Figura 4.6: Célula-unidade da estrutura *EBG* dimensionada.

A fase da reflexão da estrutura dimensionada é apresentada na Figura 4.7. Da análise do gráfico verifica-se que a frequência de ressonância da estrutura, isto é, a frequência para a qual a reflexão tem uma fase de 0° coincide com a pretendida, 2.44 GHz. Observa-se também que a LB compreende às frequências entre 2.38 GHz e 2.51 GHz aproximadamente, o que é satisfatório, pois cobre o conjunto de frequências que caracteriza a banda do *Wireless 2.4 GHz*, tal como apresentado na Tabela 1-1.

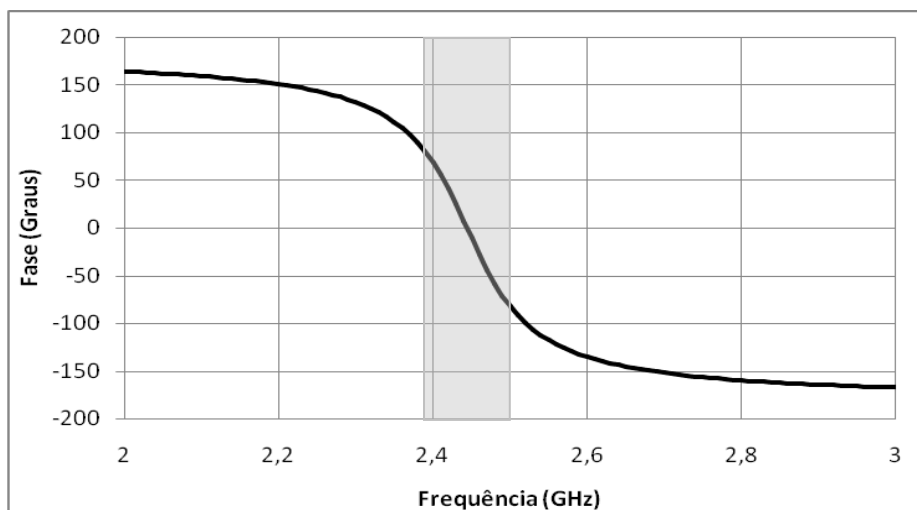


Figura 4.7: Gráfico da fase da reflexão da estrutura *EBG* dimensionada.

Depois de dimensionada a estrutura *EBG*, aplicou-se esta como plano de massa da *PIFA* já projectada. Uma das características de uma estrutura *EBG* é que permite que as antenas à qual se aplicam sejam de baixo perfil. Uma vez que a *PIFA* projectada apresenta uma altura de 10 *mm*, é de esperar que a *PIFA* com *EBG* tenha uma altura menor. A estrutura *EBG* utilizada consiste numa matriz de 3x3. Optou-se por ser uma matriz de 3x3 para que a antena *PIFA* se situasse no centro do plano de massa *EBG*. Além disso, a *PIFA* é colocada convenientemente sobre o plano de massa *EBG* para que não perturbe a periodicidade típica da estrutura. Na Figura 4.8 está representada a *PIFA* com um plano de massa *EBG*, assim como as suas dimensões.

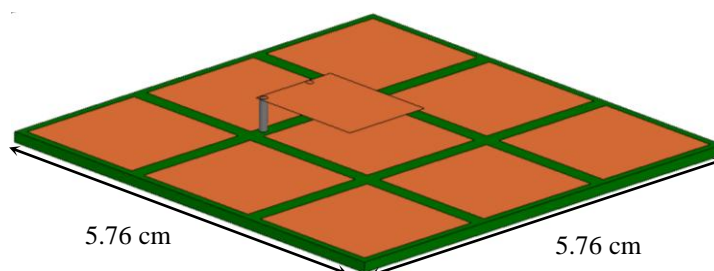


Figura 4.8: Antena *PIFA* e dimensionamento do plano de massa *EBG* utilizado.

O parâmetro S_{11} desta antena está representado na Figura 4.9. Como se pode verificar, o coeficiente de reflexão não atinge valores abaixo de -10 *dB*, pelo que é impossível definir uma *LB*. Neste sentido, foi feita o dimensionamento necessário para que se conseguisse obter resultados satisfatórios. Esse dimensionamento passou pela redução

da altura da antena, assim como por eventuais ajustes nas dimensões do elemento radiante.

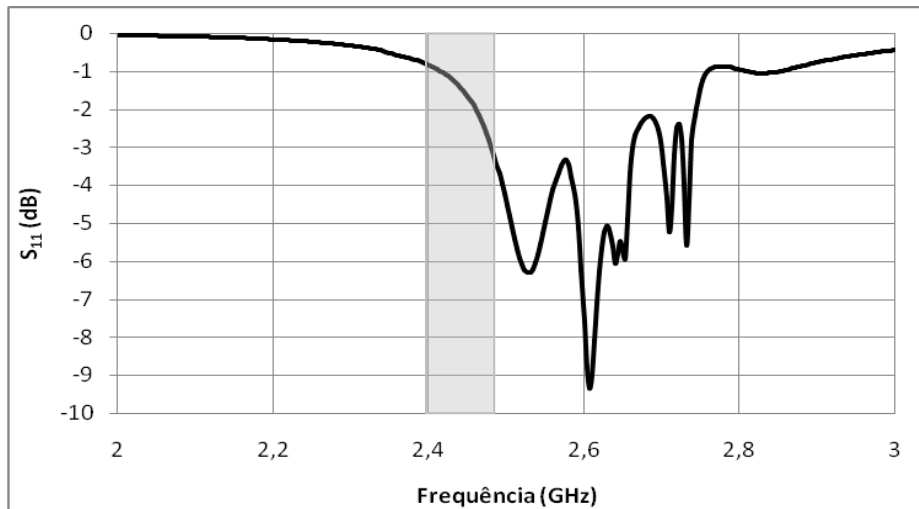


Figura 4.9: Gráfico do parâmetro S_{11} da antena PIFA com plano de massa EBG dimensionado.

Depois de um processo demorado de simulações iterativas com o intuito de encontrar a altura ideal e depois de pequenas alterações no tamanho do *patch* radiante e na posição do ponto de alimentação, chegou-se a uma altura de 4 mm, cujo S_{11} é o apresentado na Figura 4.10. Verifica-se a existência de duas ressonâncias, uma a 2,44 GHz e outra a 2,59 GHz, aproximadamente, sendo que a primeira atinge um valor de coeficiente de reflexão de -21 dB, o que é bastante melhor que os -14 dB atingidos no gráfico da Figura 4.2. Visto que estas duas frequências estão próximas, elas permitem uma LB que cobre o conjunto de frequências desde os 2,39 GHz até aos 2,62 GHz, satisfazendo os requisitos da banda dos 2,4 GHz.

Desta forma, conclui-se que é possível obter uma redução da altura da antena e um aumento da largura de banda com a utilização de uma estrutura EBG.

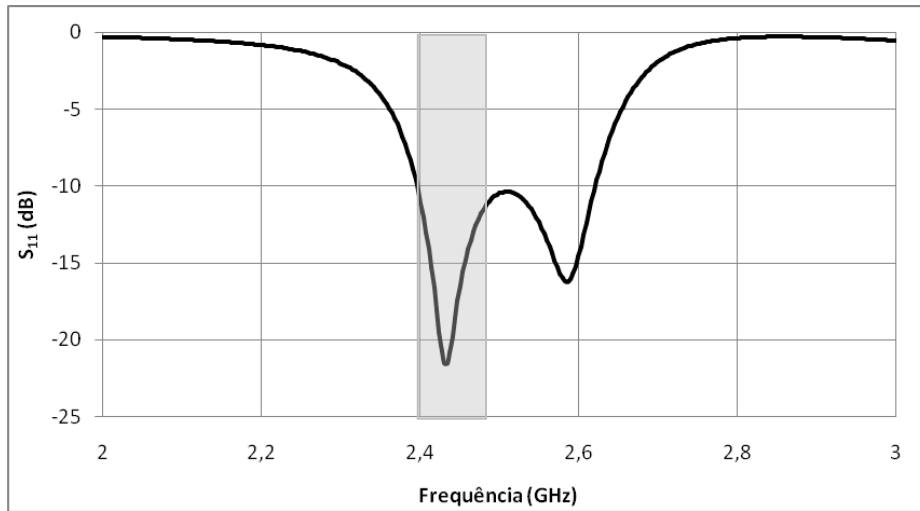


Figura 4.10: Gráfico do parâmetro S_{11} da antena *PIFA* com *EBG* depois das devidas alterações.

Quanto ao diagrama de radiação, este encontra-se na Figura 4.11. Comparando-o com o diagrama de radiação da *PIFA* com plano de massa convencional, apresentado na Figura 4.3, verifica-se que o ganho aumentou, atingindo agora os 6.2 dB. Conseguiu-se assim, com a introdução do plano de massa *EBG*, um aumento do ganho em 2.4 dB. Quanto à radiação traseira, verifica-se que esta é relativamente igual.

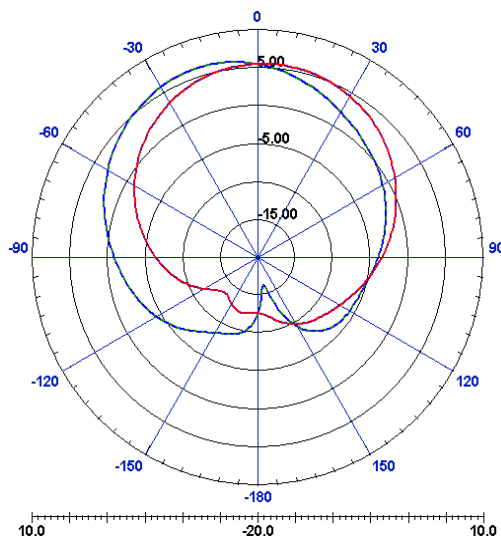


Figura 4.11: Diagramas de radiação da antena *PIFA* com plano de massa *EBG*, obtidos por simulação para $\varphi = 0^\circ$ (linha azul) e para $\varphi = 90^\circ$ (linha vermelha).

Na Tabela 4-2 é feito um resumo comparativo dos valores obtidos no caso das duas antenas apresentadas anteriormente, no que diz respeito às larguras de banda e aos

valores de radiação traseira e ganho. Da análise comparativa verifica-se que houve um aumento de largura de banda com o uso de *EBG*, assim como um aumento de ganho no valor de 2.4 *dB*. Quanto à radiação traseira, verifica-se que esta é praticamente a mesma, sendo a diferença de apenas 1 *dB*.

Tabela 4-2: Tabela comparativa entre as duas antenas *PIFA*'s anteriormente dimensionadas.

	Largura de Banda	Ganho	Radiação Traseira
<i>PIFA sem EBG</i>	170 MHz (6.9%)	3.8 dB	-17.3 dB
<i>PIFA com EBG</i>	230 MHz (9.19%)	6.2 dB	-16.3 dB

Depois de feito o dimensionamento, construiu-se um protótipo da antena *PIFA* com um plano de massa *EBG*. Esse protótipo está representado na Figura 4.12.

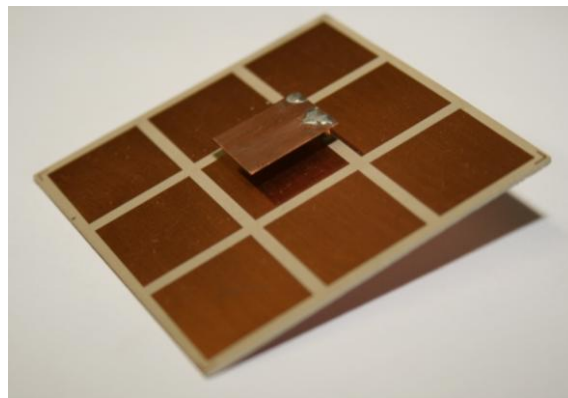


Figura 4.12: Protótipo construído para a banda dos 2.4 GHz, utilizando um plano de massa *EBG*.

O parâmetro S_{11} obtido experimentalmente é apresentado na Figura 4.13, onde também é feita a sua comparação com o S_{11} obtido por simulação. Da análise deste gráfico, verifica-se que os resultados experimentais obtidos são satisfatórios. Do ponto de vista dos resultados obtidos por simulação, tal como referido anteriormente, a largura de banda é de 230 MHz, cobrindo o conjunto de frequências entre os 2.39 GHz e os 2.62 GHz. Do ponto de vista dos resultados experimentais, verifica-se que podem ser definidas duas larguras de banda, uma compreendendo as frequências entre os 2.4 GHz e os 2.44 GHz (40 MHz) e outra entre os 2.47 GHz e os 2.64 GHz (170 MHz). Também se verifica que o conjunto de frequências entre as quais não se consegue ter cobertura, situa-se entre os 2.44 GHz e os 2.47 GHz. No entanto, grande parte das frequências da

banda do *Wireless 2.4 GHz* é coberta. Verifica-se ainda a existência de uma segunda ressonância, perto dos *3.84 GHz*, no entanto essa ressonância é irrelevante, não afectando o funcionamento da antena na banda pretendida.

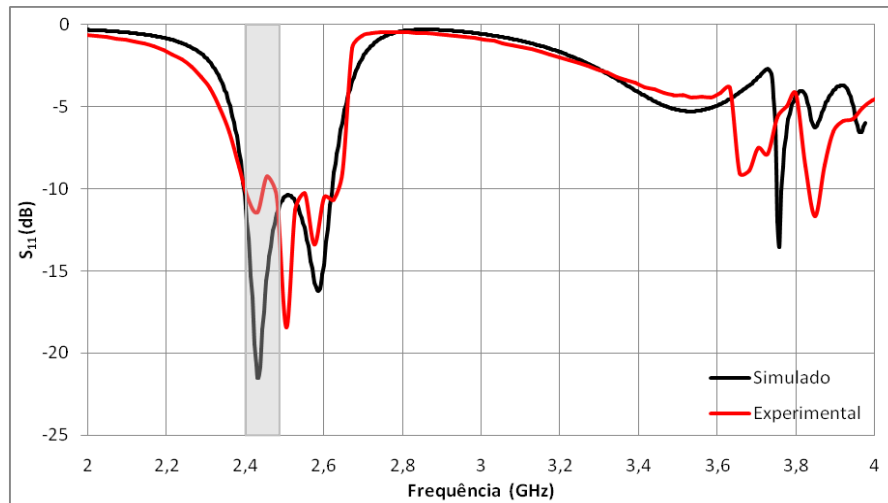


Figura 4.13: Comparação entre o parâmetro S_{11} obtido por simulação e o obtido experimentalmente.

Na Tabela 4-3 encontram-se os valores da largura de banda retirados dos gráficos do S_{11} obtido por simulação e obtido experimentalmente, relativos à Figura 4.13.

Tabela 4-3: Largura de banda obtida experimentalmente e por simulação, da antena com plano de massa *EBG*.

	Largura de Banda
<i>Simulado</i>	230 MHz (9.19%)
<i>Experimental</i>	40 MHz (1.65%) e 170 MHz (6.24%)

4.3 Projecto de uma antena *PIFA* de dupla banda com plano de massa convencional

De forma geral, uma antena apresenta uma ressonância quando a corrente percorre um determinado percurso ao longo do elemento radiante. Assim, se existirem vários

percursos diferentes, várias ressonâncias podem existir. É neste sentido que surge o conceito de fenda (do inglês, *slot*). Adicionando uma fenda num elemento radiante, é possível criar uma outra ressonância, coexistindo com a primeira.

Duas das fendas mais utilizadas são a fenda em “L” e a fenda em “U” [2], apresentadas na Figura 4.14. Tal como se pode verificar, a corrente percorre dois percursos diferentes, dando origem a duas frequências de ressonância diferentes. A frequência de ressonância menor é originada pelo percurso maior, enquanto que a frequência de ressonância maior é originada pelo percurso mais pequeno, percurso esse que é definido pela fenda.



Figura 4.14: Técnicas de dupla banda. a) Fenda em “L”. b) Fenda em “U”.

Para a realização da *PIFA* multi-banda, optou-se por utilizar a fenda em “U”, visto que permite que as duas ressonâncias sejam projectadas de forma independente, ao contrário da fenda em “L”, com a qual este processo é mais difícil de se conseguir [2].

Para projectar uma antena multi-banda, teve-se como base a *PIFA* com plano de massa convencional projectada anteriormente. Depois de um processo iterativo de simulações, chegou-se a uma antena cujo dimensionamento é mostrado na Figura 4.15.

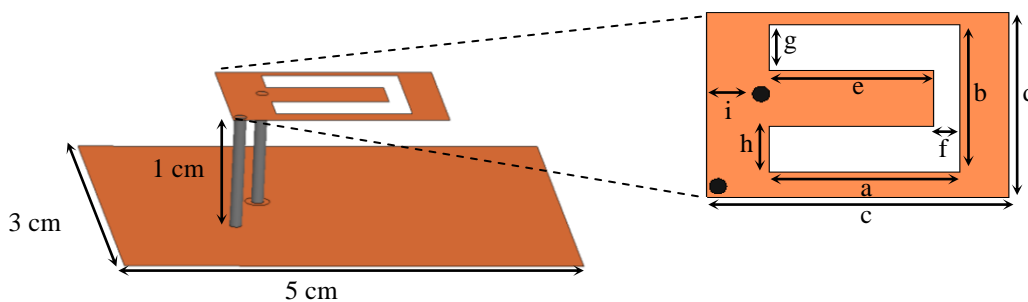


Figura 4.15: Antena *PIFA* multi-banda com plano de massa convencional e suas dimensões.

As dimensões do elemento radiante são:

$$a = 1.1 \text{ cm}; \quad c = 1.75 \text{ cm}; \quad e = 0.95 \text{ cm}; \quad g = 0.3 \text{ cm}; \quad i = 0.32 \text{ cm};$$

$$b = 0.96 \text{ cm}; \quad d = 1.2 \text{ cm}; \quad f = 0.15 \text{ cm}; \quad h = 0.67 \text{ cm};$$

O parâmetro S_{11} da antena PIFA multi-banda é o mostrado na Figura 4.16. Observando o gráfico, verifica-se que existem duas ressonâncias, tal como esperado, em 2.47 GHz e em 5.25 GHz. Relativamente à LB, verifica-se que, na banda dos 2.4 GHz, é de 2.39 GHz até 2.55 GHz, ou seja, é de 160 MHz, cobrindo convenientemente a banda do Wireless 2.4 GHz. Já na banda dos 5.2 GHz, verifica-se que esta abrange as frequências entre 5.22 GHz e 5.3 GHz, perfazendo assim um total de 80 MHz, o que não é satisfatório, pois pela Tabela 1-1, observa-se que a LB tem que ser no mínimo, 200 MHz.

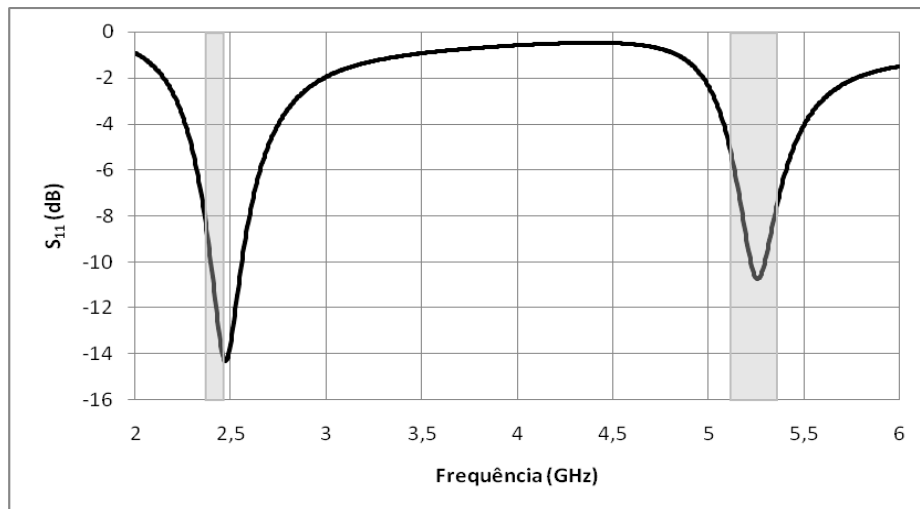


Figura 4.16: Gráfico do parâmetro S_{11} da antena PIFA multi-banda com plano de massa convencional dimensionada.

Observando o gráfico do S_{11} da Figura 4.16, verifica-se que a ressonância nos 5.25 GHz encontra-se relativamente perto do limite do critério $S_{11} < -10 \text{ dB}$. Assim, optou-se pela introdução de um segundo pino de curto-circuito que permite melhor a adaptação da impedância de entrada [2]. Com a introdução deste segundo pino de curto-circuito, o dimensionamento alcançado foi o da Figura 4.17.

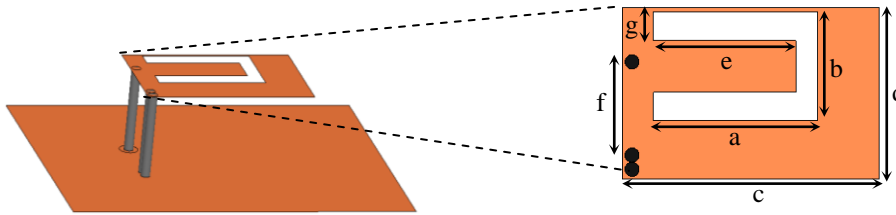


Figura 4.17: Dimensionamento da antena PIFA multi-banda, com a introdução de um segundo pino de curto-circuito.

cujas dimensões são:

$$a = 1.15 \text{ cm}; \quad c = 1.8 \text{ cm}; \quad e = 1 \text{ cm}; \quad g = 0.2 \text{ cm};$$

$$b = 0.76 \text{ cm}; \quad d = 1.2 \text{ cm}; \quad f = 0.66 \text{ cm};$$

Desta forma conseguiu-se obter uma melhor adaptação, isto é, verifica-se que os valores de S_{11} atingidos, nas duas frequências de ressonância, são menores, tal como se pode verificar na Figura 4.18. No entanto, continua-se a não conseguir cobrir o *Wireless 5.2 GHz* na sua totalidade, considerando um critério de $S_{11} < -10 \text{ dB}$. A LB na banda dos 2.4 GHz abrange as frequências entre 2.39 GHz e 2.56 GHz, perfazendo um total de 170 MHz, mais 10 MHz que no caso da antena PIFA apenas com um pino de curto-circuito, enquanto que na banda dos 5.2 GHz a LB é de 100 MHz, cobrindo as frequências entre 5.2 GHz e 5.3 GHz, verificando-se também nesta banda, um aumento de LB de 20 MHz relativamente à antena PIFA na qual apenas se utilizou um pino de curto-circuito.

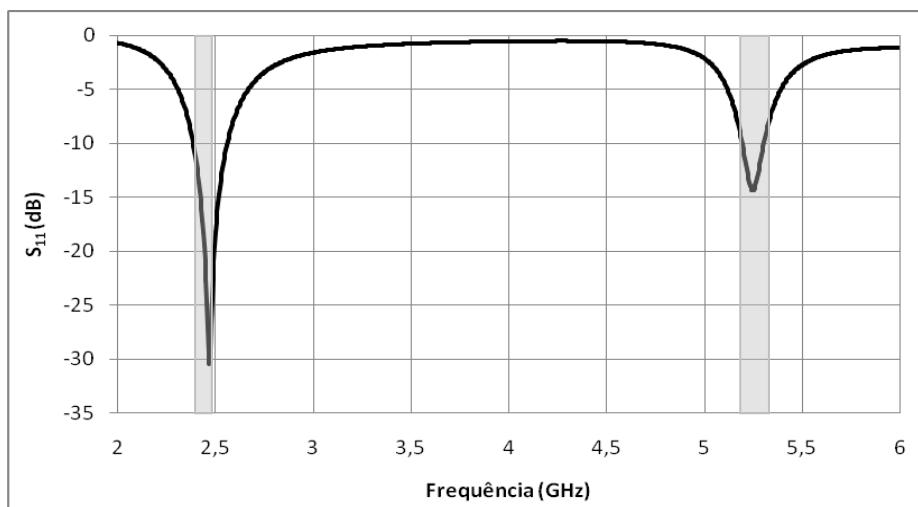


Figura 4.18: Gráfico do parâmetro S_{11} da antena PIFA dimensionada com um segundo pino de curto-circuito.

Os diagramas de radiação da antena são apresentados na Figura 4.19. Como se pode verificar, na banda dos 2.4 GHz o ganho máximo é de cerca de 6 dB, enquanto que o valor atingido do ponto de vista da radiação traseira, para $\theta = 180^\circ$, é de -13.7 dB. No que diz respeito à banda dos 5.2 GHz, o ganho é 5 dB, enquanto que a radiação traseira, para $\theta = 180^\circ$, é de -14.4 dB.

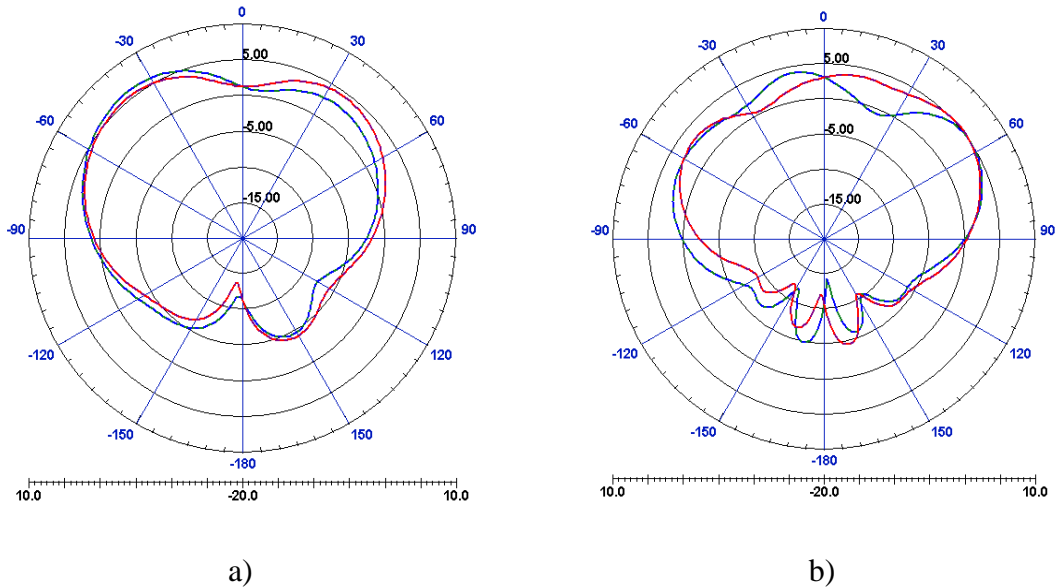


Figura 4.19: Diagramas de radiação, obtidos por simulação, da antena *PIFA* com dois pinos de curto-circuito e com plano de massa convencional. a) banda dos 2.4 GHz com $\varphi = 0^\circ$ (linha azul) e com $\varphi = 90^\circ$ (linha vermelha). b) banda dos 5.2 GHz com $\varphi = 0^\circ$ (linha azul) e com $\varphi = 90^\circ$ (linha vermelha).

Depois de feito o dimensionamento, foi construído um protótipo da antena *PIFA* de dupla banda com um plano de massa convencional que está representado na Figura 4.20.

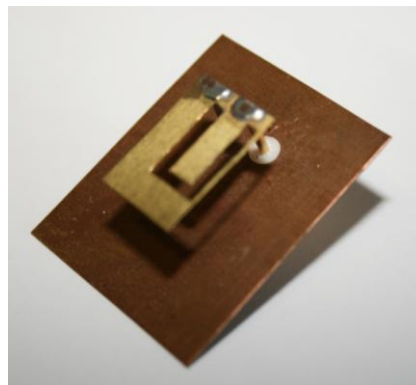


Figura 4.20: Protótipo construído da antena *PIFA* de dupla banda com um plano de massa convencional.

Na Figura 4.21 apresenta-se a comparação entre o parâmetro S_{11} simulado e o obtido experimentalmente, da antena *PIFA* de dupla banda com plano de massa convencional. Da sua análise verifica-se que a LB obtida experimentalmente para a banda dos 2.4 GHz é de 200 MHz, abrangendo as frequências entre os 2.45 GHz e os 2.65 GHz, inclusive. Constata-se também que os valores de S_{11} atingidos pelas frequências de ressonância são diferentes, isto é, enquanto que na simulação obtém-se um valor de S_{11} de -31 dB, no caso experimental o valor atingido é maior, sendo este cerca de -16 dB. No que diz respeito à banda dos 5.2 GHz, verifica-se também um pequeno desvio da frequência de ressonância obtida experimentalmente, sendo esta maior que a simulada. Quanto à LB, nota-se que a experimental é maior que a simulada, isto é, enquanto que a simulada é de 100 MHz, abrangendo as frequências entre os 5.2 GHz e os 5.30 GHz, inclusive, a LB experimental é de 200 MHz, ou seja, desde os 5.20 GHz e os 5.40 GHz, inclusive. Deste modo, os resultados experimentais mostram um aumento da LB em 100 MHz, embora haja um pequeno desvio da frequência de ressonância. Quanto aos valores de S_{11} , verifica-se que obtém-se um valor mais baixo no caso experimental, sendo este de -19 dB à frequência de ressonância, enquanto que na simulação o valor atingido é de -14 dB.

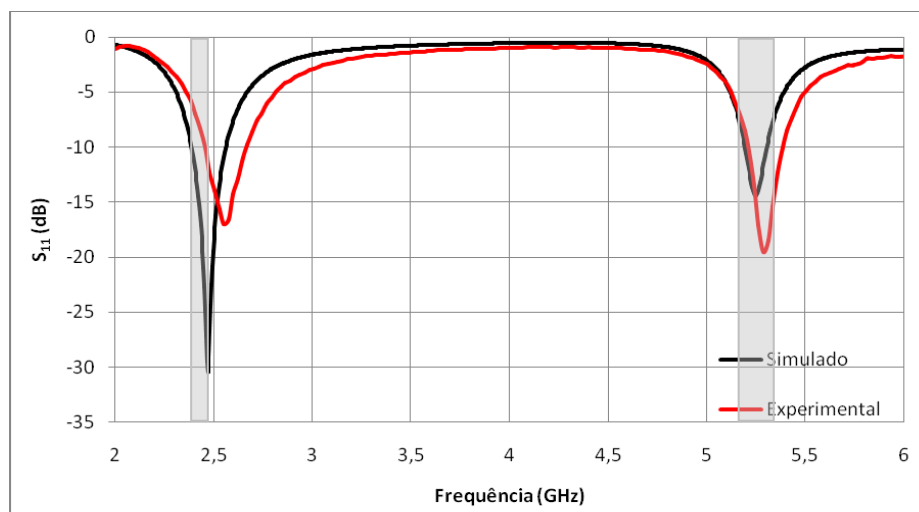


Figura 4.21: Comparação entre o parâmetro S_{11} obtido por simulação e o obtido experimentalmente.

Na Tabela 4-4 é feita a comparação entre os resultados experimentais e simulados, para o protótipo construído.

Tabela 4-4: Comparação entre os resultados experimentais e simulados da antena de dupla banda, com plano de massa convencional.

	Banda dos 2.4 GHz			Banda dos 5.2 GHz		
	LB	S_{11}	f_c	LB	S_{11}	f_c
<i>Simulado</i>	170 MHz (6.9%)	-31 dB	2.48 GHz	100 MHz (1.9%)	-14 dB	5.25 GHz
<i>Experimental</i>	200 MHz (7.8%)	-16 dB	2.55 GHz	200 MHz (3.8%)	-19 dB	5.3 GHz

4.4 Projecto de uma antena PIFA de dupla banda com plano de massa EBG

Uma vez que o objectivo é projectar uma antena PIFA multi-banda, é preciso projectar uma estrutura EBG que apresente as suas características típicas para duas frequências, em simultâneo. Para tal, optou-se por criar uma estrutura ressonante dentro de uma outra, criando assim duas ressonâncias, em que a frequência de ressonância menor é definida pelo “patch exterior”, enquanto que a frequência de ressonância maior é definida pelo “patch interior”. Depois de várias simulações e testes, chegou-se a uma estrutura EBG que se pode observar na Figura 4.22.

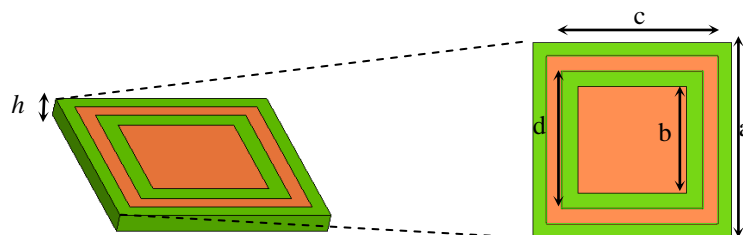
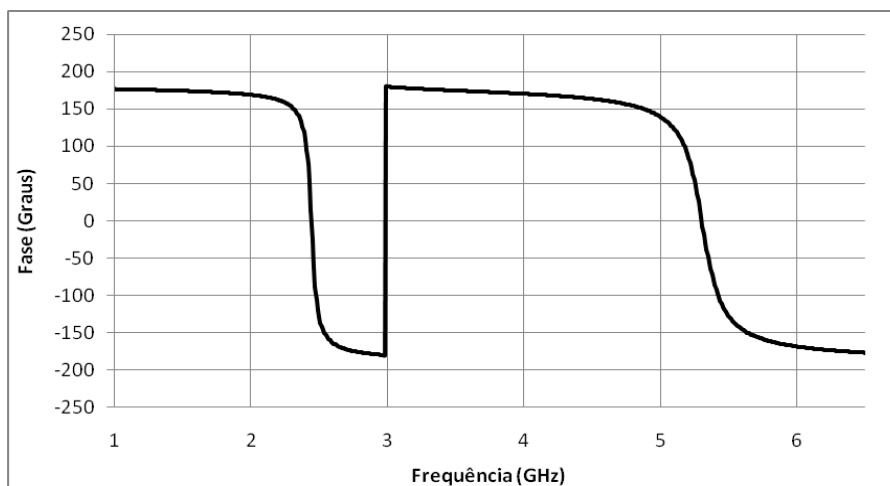


Figura 4.22: Célula-unidade multi-banda dimensionada.

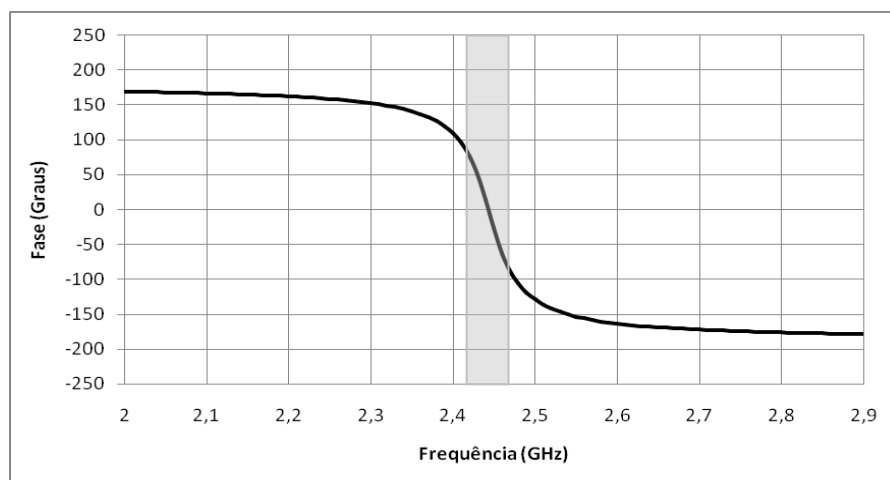
As dimensões da estrutura são:

$$a = 1.46 \text{ cm}; \quad b = 0.8 \text{ cm}; \quad c = 1.26 \text{ cm}; \quad d = 1.04 \text{ cm}; \quad h = 0.127 \text{ cm};$$

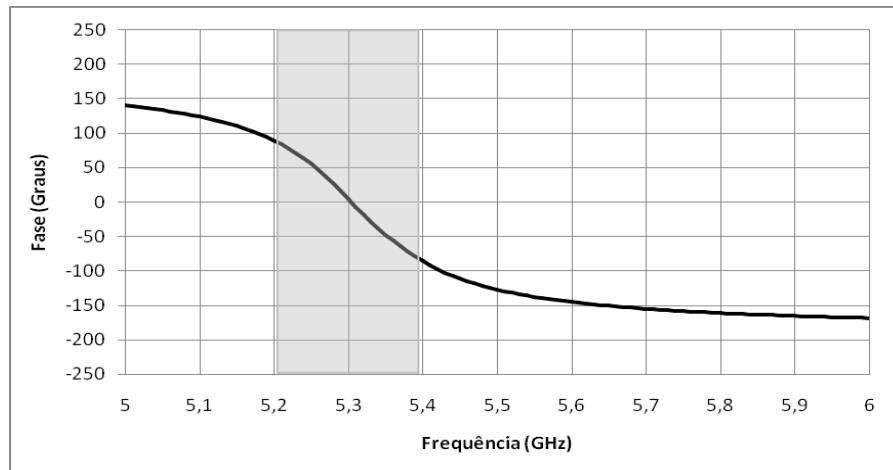
O gráfico da fase da reflexão da estrutura dimensionada pode ser observado na Figura 4.23. Verifica-se que a estrutura apresenta duas ressonâncias para as quais a fase da reflexão é 0° , sendo uma a 2.44 GHz e outra a 5.3 GHz . O dimensionamento de estruturas deste tipo, nomeadamente quando se pretende obter uma ressonância exactamente à frequência pretendida, é difícil. No entanto, o resultado obtido é satisfatório. A LB obtida nesta estrutura, ou seja, o conjunto de frequências para as quais a fase da reflexão se situa entre -90° e $+90^\circ$, na banda dos 2.4 GHz é de 60 MHz , abrangendo a frequências entre 2.41 GHz e 2.47 GHz , inclusive. No caso da banda dos 5.2 GHz , a LB é de 200 MHz , desde os 5.2 GHz até aos 5.4 GHz .



a)



b)



c)

Figura 4.23: Gráfico da fase da reflexão da estrutura *EBG* multi-banda. a) representação das duas bandas. b) banda dos 2.4 GHz e respectiva LB. c) banda dos 5.2 GHz e respectiva LB.

Depois de dimensionada a estrutura *EBG*, esta foi aplicada na *PIFA* multi-banda. Neste caso foi utilizada também uma matriz de 3x3. O aspecto da antena é o mostrado na Figura 4.24.

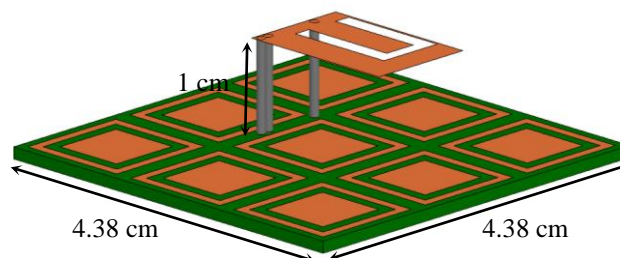


Figura 4.24: Antena *PIFA* multi-banda com plano de massa *EBG* multi-banda.

Da aplicação da estrutura *EBG* à *PIFA*, resultou o parâmetro S_{11} que se encontra na Figura 4.25. Como se pode observar, o comportamento da *PIFA* não é satisfatório, sendo por isso necessário proceder ao seu correcto dimensionamento, passando pela definição da altura adequada.

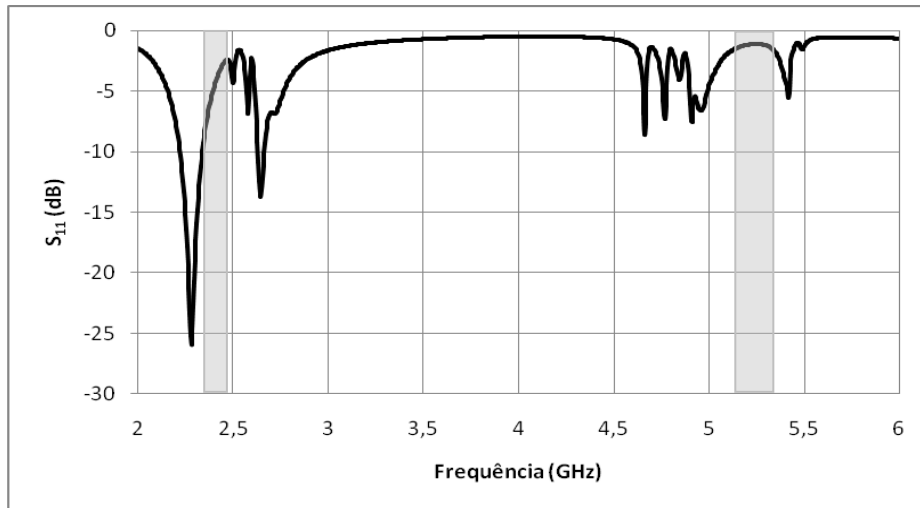


Figura 4.25: Gráfico do parâmetro S_{11} com a aplicação directa do plano de massa EBG à antena $PIFA$ multi-banda.

Nesse sentido, e depois de simulações iterativas, chegou-se ao dimensionamento da Figura 4.26.

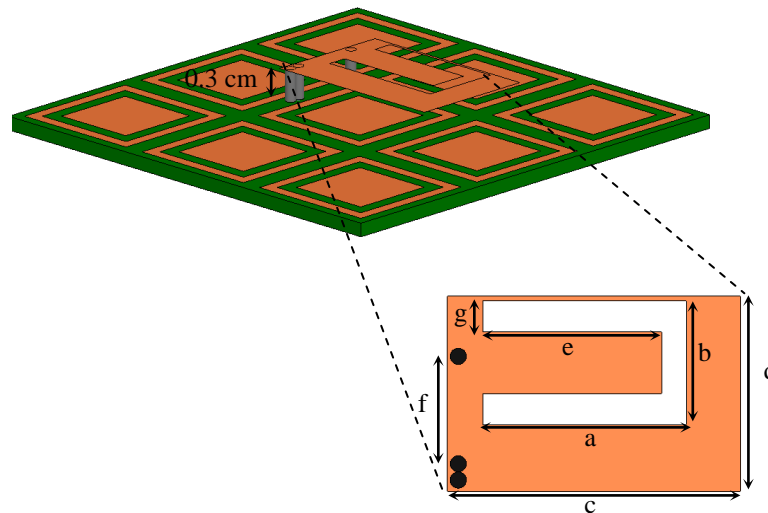


Figura 4.26: Aspecto da $PIFA$ multi-banda com plano de massa EBG depois de se proceder ao dimensionamento.

cujas dimensões são:

$$\begin{aligned}
 a &= 1.25 \text{ cm}; & c &= 1.8 \text{ cm}; & e &= 1.1 \text{ cm}; & g &= 0.19 \text{ cm}; \\
 b &= 0.76 \text{ cm}; & d &= 1.2 \text{ cm}; & f &= 0.66 \text{ cm};
 \end{aligned}$$

O parâmetro S_{11} é mostrado na Figura 4.27. Tal como se pode verificar pelo gráfico, a *PIFA* multi-banda com plano de massa *EBG* e com uma altura de 3 mm satisfaz os requisitos pretendidos pois apresenta, na banda dos 2.4 GHz, uma LB de 190 MHz, desde os 2.4 GHz até aos 2.59 GHz, o que é mais do que suficiente para cobrir o conjunto de frequências necessário para o funcionamento do *Wireless* 2.4 GHz. Na banda dos 5.2 GHz, a LB é de 350 MHz, abrangendo as frequências desde os 5.17 GHz até aos 5.52 GHz, sendo também mais que suficiente para cobrir o *Wireless* 5.2 GHz. Além disso, os valores de S_{11} atingidos são relativamente pequenos, o que mostra uma boa adaptação da impedância de entrada da antena.

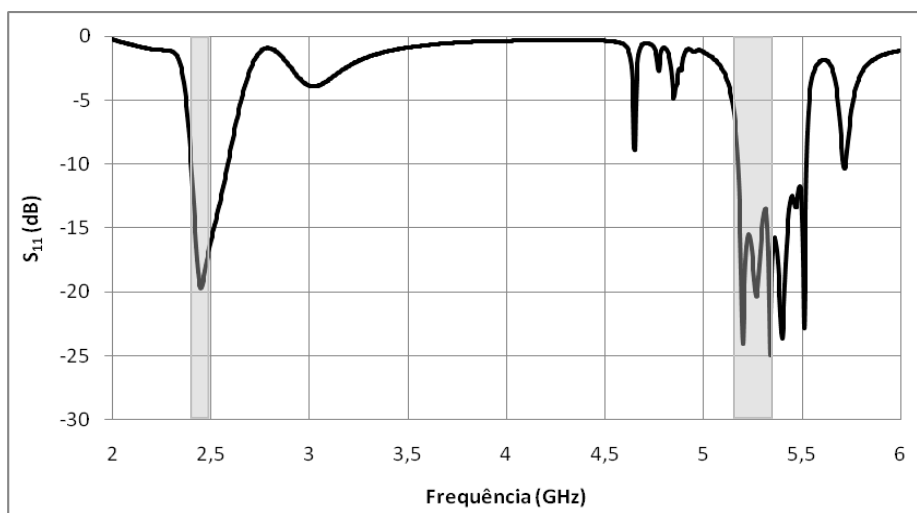


Figura 4.27: Gráfico do parâmetro S_{11} depois do correcto dimensionamento, passando pela alteração da altura e pequenos ajustes no tamanho do elemento radiante.

Quanto aos diagramas de radiação, estes estão representados na Figura 4.28. Da sua análise verifica-se que a radiação traseira diminui relativamente ao caso anterior. Com o plano de massa *EBG*, a radiação obtida na direcção $\theta = 180^\circ$ é de -19.9 dB, no caso da banda dos 2.4 GHz, e é de -17.3 dB na banda dos 5.2 GHz, que são valores relativamente mais pequenos que os obtidos no caso anterior. Quanto ao ganho máximo, na banda dos 2.4 GHz, este é de 5 dB, aproximadamente, enquanto que na banda dos 5.2 GHz é de 9 dB, aproximadamente.

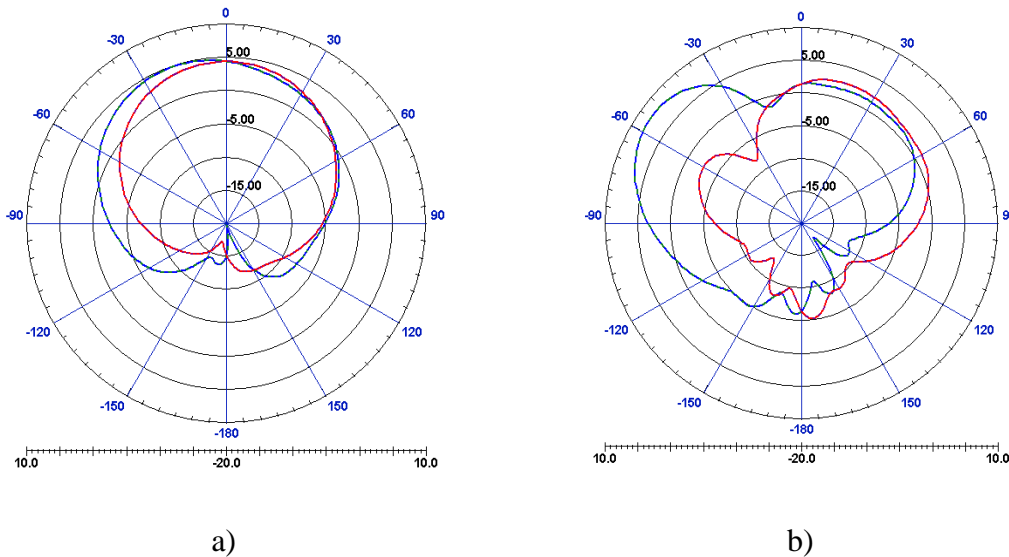


Figura 4.28: Diagramas de radiação, obtidos por simulação, da antena *PIFA* com dois pinos de curto-circuito e com plano de massa *EBG*. a) banda dos 2.4 GHz com $\varphi = 0^\circ$ (linha azul) e $\varphi = 90^\circ$ (linha vermelha). b) banda dos 5.2 GHz com $\varphi = 0^\circ$ (a azul) e $\varphi = 90^\circ$ (a vermelho).

Na Tabela 4-5 está um resumo comparativo dos valores obtidos, por simulação, nas várias antenas simuladas. Verifica-se que, em termos de LB, houve um pequeno aumento na banda dos 2.4 GHz na ordem dos 11.8%, enquanto que na banda dos 5.2 GHz o aumento foi muito mais significativo, sendo na ordem dos 250%. Quanto ao ganho máximo, verificou-se que houve uma diminuição de 1 dB na banda dos 2.4 GHz e um aumento de 4 dB na banda dos 5.2 GHz. Conclui-se que é possível aumentar o ganho com a utilização de *EBG*. Quanto à radiação traseira, esta claramente diminuiu com a utilização de *EBG*, passando de -13.7 dB para -17.3 dB, diminuindo em 3.6 dB na banda dos 2.4 GHz, e passando de -14.4 dB para -19.9 dB, na banda dos 5.2 GHz.

Tabela 4-5: Tabela comparativa dos valores, obtidos por simulação, das antenas *PIFA*'s multibanda.

	Largura de Banda	Ganho	Radiação Traseira
<i>PIFA</i> multibanda sem <i>EBG</i> (2.4 GHz)	170 MHz (6.87%)	6 dB	-13.7 dB
<i>PIFA</i> multibanda sem <i>EBG</i> (5.2 GHz)	100 MHz (1.9%)	5 dB	-14.4 dB
<i>PIFA</i> multibanda com <i>EBG</i> (2.4 GHz)	190 MHz (7.62%)	5 dB	-17.3 dB
<i>PIFA</i> multibanda com <i>EBG</i> (5.2 GHz)	350 MHz (6.55%)	9 dB	-19.9 dB

Posteriormente foi construído um protótipo da antena multi-banda com plano de massa *EBG*, tal como é apresentado na Figura 4.29.

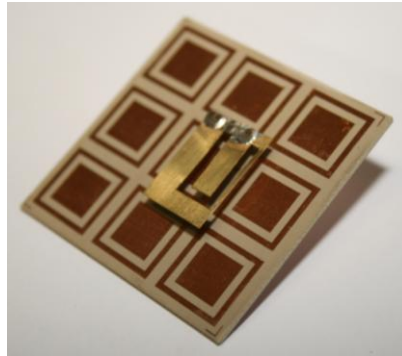


Figura 4.29: Protótipo construído para a banda dos 2.4 GHz e dos 5.2 GHz, com a utilização de um plano de massa *EBG*.

No gráfico da Figura 4.30 encontra-se o gráfico comparativo entre o parâmetro S_{11} obtido por simulação e o obtido experimentalmente. No que diz respeito à simulação, os valores são os já referidos anteriormente. Quanto à análise dos valores experimentais, na banda dos 2.4 GHz, há um pequeno desvio da frequência de ressonância, sendo que a largura de banda compreende as frequências entre os 2.35 GHz e os 2.45 GHz, apresentando assim uma largura de banda de 100 MHz. Devido a este desvio, não se consegue cobrir por completo a banda do *Wireless 2.4 GHz*. Verifica-se também a existência de uma redução da largura de banda. Quanto à banda dos 5.2 GHz, verifica-se que há uma ligeira redução da largura de banda, comparativamente aos valores obtidos por simulação, no entanto consegue-se cobrir toda a banda pretendida, mesmo sem se conseguir atingir os baixos valores de S_{11} que se obtêm na simulação.

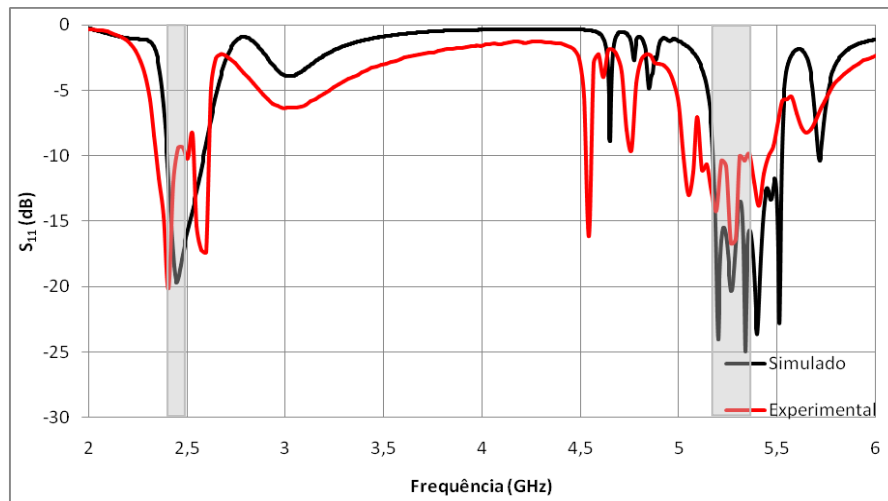


Figura 4.30: Comparação entre o S_{11} obtido por simulação e o obtido experimentalmente, para a antena multi-banda, com utilização de plano de massa *EBG*.

Na Tabela 4-6 encontram-se os valores da largura de banda retirados dos gráficos do S_{11} obtido por simulação e obtido experimentalmente, da Figura 4.30.

Tabela 4-6: Largura de banda obtida experimentalmente e por simulação, da antena multi-banda com plano de massa *EBG*.

	Largura de Banda	
	Banda dos 2.4 GHz	Banda dos 5.2 GHz
<i>Simulado</i>	190 MHz (7.62%)	350 MHz (6.55%)
<i>Experimental</i>	100 MHz (4.17%)	330 MHz (6.24%)

4.5 Referências

- [1] Huynh, M. C., Stutzman, W., “Ground plane effects on planar inverted-F antenna (PIFA) performance”, IEEE Microwave Antennas Propagation, pág. 209-213, 2003.
- [2] Calhau, L., Lameiras, V., “Antena para terminal móvel multi-banda”, Projecto Final de Curso, Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, Outubro, 2007.

5. Conclusões e Trabalho Futuro

O objectivo desta dissertação de Mestrado era o de estudar estruturas *EBG* e realizar o seu dimensionamento de forma a que pudesse apresentar determinadas propriedades electromagnéticas que trouxessem vantagens às antenas, quando aplicadas a estas. Neste caso, o objectivo era que as estruturas *EBG* melhorassem o desempenho de um tipo de antenas *microstrip*, as *Planar Inverted-F Antennas*, conhecidas por *PIFA's*. Em comparação com *PIFA's* convencionais, verificou-se que é possível criar antenas do tipo *microstrip* de baixo perfil, ao mesmo tempo que se consegue aumentar o ganho e largura de banda. Com a aplicação destas estruturas como plano de massa, as dimensões totais da antena são maiores, quando comparadas com as antenas convencionais. No entanto, as melhorias electromagnéticas observadas compensam este facto.

O estudo desenvolvido passou pela descrição do Estado da Arte no que diz respeito a estruturas *EBG*. Constatou-se que estas permitem uma reflexão cuja fase varia com a frequência, sendo que a frequência de ressonância da estrutura se identifica quando a fase da reflexão é de 0° . De seguida foi feito um estudo relativo às antenas *microstrip*, identificando as suas vantagens e desvantagens, assim como um estudo geral sobre *PIFA's* e a forma de como estas são projectadas. Foram também referidos vários tipos de alimentação existentes, apontando as suas vantagens e desvantagens.

Posteriormente, foi feito o dimensionamento adequado por forma a obter uma estrutura *EBG* que funcionasse dentro da banda do *Wireless 2.4 GHz*. Esta estrutura foi implementada juntamente com uma antena *PIFA* e o resultado obtido foi comparado com o de uma antena *PIFA* convencional, concluindo-se que a sua utilização é benéfica para as antenas, pois permitem melhorar o desempenho destas.

Posteriormente foi feito o dimensionamento de uma estrutura *EBG* multi-banda, ou seja, que funcionasse na banda do *Wireless 5.2 GHz*, para além da banda do *Wireless 2.4 GHz*. De seguida foi projectado uma antena *PIFA* multi-banda recorrendo a uma técnica que permite a operação em dupla banda, a fenda em “*U*”, à qual se aplicou a estrutura *EBG* multi-banda dimensionada, sendo feita posteriormente a comparação com uma antena *PIFA* multi-banda com um plano de massa convencional. Desta comparação

concluiu-se, uma vez mais, que o desempenho das antenas pode ser melhorado, mesmo quando se trata de antenas multi-banda.

Foram também construídos protótipos das antenas os quais foram utilizados para obter resultados experimentais. Da análise desses resultados, verifica-se que estes são, de uma forma geral, satisfatórios. Embora se observem alguns desvios de frequência e algumas reduções de largura de banda, esses desvios, no geral, não são muito significativos. Quanto às reduções de largura de banda, estas são pertinentes como por exemplo no caso da banda dos 2.4 GHz na antena multi-banda com plano de massa *EBG*, mas são irrelevantes se se considerar a análise do S_{11} da antena multi-banda com plano de massa *EBG*, na banda dos 5.2 GHz.

No que diz respeito a propostas de trabalho futuro, estas podem passar pelo aperfeiçoamento das antenas construídas nesta dissertação, tendo como base os resultados experimentais obtidos. Aquelas propostas podem também passar pelo estudo das razões pelas quais não se tornam mais evidentes as melhorias no que diz respeito à radiação traseira, aquando da aplicação de estruturas *EBG* como plano de massa. Podem também passar pelo dimensionamento de outro tipo de estruturas *EBG* que possam ser de dimensões menores que as utilizadas neste estudo, ou que apresentem melhores características no que diz respeito à largura de banda. Além disso, um aspecto que é sempre considerado como uma vantagem é a possibilidade de se implementar cada vez mais faixas de funcionamento numa só estrutura *EBG*.