

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



**FEUP**

# **Antena Wifi 2.45Ghz Com Estruturas EBG (Electromagnetic Bandgap)**

Antenas Microstrip

VERSÃO PROVISÓRIA

Marcos Jorge Góis Mendonça Diogo

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

Orientador: Professor Doutor Artur Andrade Moura

Junho 2011



# Resumo

A tecnologia das comunicações tem evoluído muito nos últimos anos e uma das principais preocupações é o melhoramento da capacidade de transmissão e recepção do sinal, particularmente ao nível do canal rádio.

Com a introdução da tecnologia wireless, com o grande aumento da utilização de internet sem fios e com o crescimento da comunicação através da tecnologia Wifi houve a necessidade de criar antenas de pequenas dimensões, com boa capacidade de transmissão e perdas reduzidas.

Com vista a satisfazer estas necessidades houve uma procura de novos materiais e métodos de construção de antenas que reduzissem quer o tamanho quer as perdas. Uma alternativa para resolver o problema de tamanho e de algumas perdas é utilizar a tecnologia Microstrip, que cria uma antena planar de pequenas dimensões numa placa de circuito impresso. Um avanço significativo na redução das perdas neste tipo de antenas e com isto uma melhoria da sua capacidade foi a introdução de técnicas Electromagnetic Bandgap (EBG). Nas estruturas EBG procura-se tirar partido do facto de as mesmas apresentarem a capacidade para rejeitar a propagação de ondas electromagnéticas em certas bandas de frequência.

Neste projecto vamos analisar uma antena planar (Microstrip) com funcionamento nos 2.45Ghz e verificar se a utilização de estruturas EBG vai trazer benefícios para o desempenho da antena. Primeiro vamos usar uma antena já construída e testada num trabalho anterior, obter a suas características electromagnéticas, usando o software HFSS v10, que recorre à técnica das diferenças finitas no domínio do tempo FDTD, e a câmara anecóica para realizar medidas. No passo seguinte vamos criar antenas planares com estruturas EBG e recorrendo novamente ao software HFSS v10 e à câmara anecóica verificar se existem benefícios no desempenho da antena.



# Abstract

Communications technology has advanced a lot in recent years and a major concern is improving the ability to transmit and receive the signal, particularly at the radio channel level.

With the introduction of wireless technology, with the large increase of wireless Internet accesses and the growth of wireless communication technology WiFi there was a need for small antennas with good transmission capacity and reduced losses.

In order to meet these needs, new materials and construction methods are being developed to reach reduced antenna sizes and losses. An alternative to solve this problem is the use of Microstrip technology, in which small planar antennas are impressed on printed circuit boards. However, a significant advance in reducing losses in this type of antennas, and thus obtaining an improvement in its capacity, was the introduction of Electromagnetic Bandgap (EBG) techniques. EBG structures take advantage of the fact that they present the ability to reject electromagnetic wave propagation in certain frequency bands.

In this project we consider a planar antenna (Microstrip) operating in the 2.45GHz band and aim to verify that the use of EBG structures can bring performance benefits to the antenna. First we use an antenna already built and tested in a previous work, and obtain its electromagnetic characteristics, using both the software HFSS v10, which resorts to the finite difference time domain FDTD technique, and anechoic chamber measurements. In the next step we create planar antennas incorporating EBG structures and, by using again the software HFSS v10 and the anechoic chamber, check whether there are benefits in the antenna performance



# Agradecimentos

Ao meu orientador, Prof. Doutor Artur Andrade Moura, pelo incentivo, orientações e sugestões essenciais à elaboração desta dissertação.

Ao Técnico da Oficina Electrónica Pedro Alexandre Almeida Tavares Alves e ao Técnico Carlos Marques Graf na construção das antenas

À minha família e amigos pelo apoio.





# Índice

RESUMO .....	iii
ABSTRACT .....	v
AGRADECIMENTOS .....	vii
ÍNDICE.....	ix
LISTA DE FIGURAS .....	xiii
LISTA DE TABELAS.....	xvii
ABREVIATURAS E SÍMBOLOS .....	xix

## Capítulo 1..... 1

INTRODUÇÃO.....	1
-----------------	---

## Capítulo 2..... 3

LEVANTAMENTO DO ESTADO DA ARTE.....	3
-------------------------------------	---

<b>2.1. ANTENAS MICROSTRIP E SUAS APLICAÇÕES</b> .....	3
--	---

<b>2.2. ESTRUTURAS ELECTROMAGNETIC BANDGAP (EBG)</b> .....	4
--	---

2.2.1. INTRODUÇÃO .....	4
-------------------------	---

2.2.2. APLICAÇÕES.....	5
------------------------	---

2.2.2.1. Satélites .....	5
--------------------------	---

2.2.2.2. Telemóveis .....	5
---------------------------	---

2.2.2.3. Roupa.....	6
---------------------	---

2.2.2.4. Filtros micro-ondas.....	6
-----------------------------------	---

2.2.2.5. Guia de ondas .....	6
------------------------------	---

2.2.2.6. GPS.....	6
-------------------	---

2.2.2.7. Absorvente para ondas electromagnéticas.....	7
---	---

2.2.2.8. Antena microstrip de baixo perfil .....	7
--	---

2.2.2.9. Antena reconfiguráveis .....	7
---------------------------------------	---

<b>Capítulo 3</b> .....	9
<b>POSSÍVEIS METODOLOGIAS A ADOPTAR</b> .....	9
<b>3.1. ANTENAS MICROSTRIP</b> .....	9
3.1.1. INTRODUÇÃO .....	9
3.1.2. PROPRIEDADES DAS ANTENAS MICROSTRIP .....	11
3.1.2.1. Polarização .....	11
3.1.2.2. Padrão de Radiação .....	12
3.1.2.3. Largura de Feixe de Meia Potencia (HPBW).....	13
3.1.2.4. Ganho .....	13
3.1.2.5. Razão da Ondas Estacionárias de Tensão (VSWR).....	14
3.1.2.6. Largura de Banda .....	14
3.1.3. Mecanismo de Radiação .....	14
3.1.4. MÉTODO DE ANÁLISE DE ANTENAS PLANARES .....	16
3.1.4.1. Modelo de Linha de Transmissão .....	16
3.1.4.2. Modelo de Cavidade .....	16
3.1.5. Método de Construção de Antenas Planares .....	17
3.1.6. PADRÃO DE RADIAÇÃO .....	18
3.1.7. SUSCEPTÂNCIA DA RANHURA.....	18
3.1.8. ADMITÂNCIA DE ENTRADA.....	19
3.1.9. RESISTÊNCIA E CONDUTÂNCIA DA RADIAÇÃO .....	19
3.1.10. EFICIÊNCIA DA ANTENA .....	20
3.1.11. LARGURA DE BANDA.....	20
3.1.12. LARGURA DE FEIXE.....	20
3.1.13. DIRECTIVIDADE E GANHO .....	21
<b>3.2. ELECTROMAGNETIC BANDGAP (EBG)</b> .....	21
3.2.1. CORRENTE DE ONDA DE SUPERFÍCIE .....	21
3.2.2. ESTRUTURA EBG .....	23
3.2.2.1. Perfuração do substrato .....	24
3.2.2.2. Gravar no Plano Terra a Estrutura EBG.....	24
3.2.2.3. Modulação da Linha e Guias de Onda Coplanares da Estrutura EBG .....	25
3.2.2.4. Estrutura EBG sievenpiper.....	25
3.2.2.5. Estrutura uni planar EBG (UC-EBG).....	26

3.2.3. MÉTODOS DE ANÁLISE DE ESTRUTURAS EBG .....	27
<b>Capítulo 4</b> .....	<b>31</b>
<b>CONSTRUÇÃO E SIMULAÇÃO DA ANTENA MICROSTRIP 2,45 GHz</b> .....	<b>31</b>
<b>4.1. ANTENA MICROSTRIP PARA 2.45 GHz</b> .....	<b>31</b>
4.1.1. DIMENSIONAR .....	31
4.1.2. ALIMENTAÇÃO .....	33
<b>4.2. SIMULAÇÃO ELECTROMAGNÉTICA</b> .....	<b>34</b>
4.2.1. RESULTADOS OBTIDOS.....	35
<b>Capítulo 5</b> .....	<b>39</b>
<b>DIMENSIONAMENTO E SIMULAÇÃO DA ANTENA MICROSTRIP 2,45 GHz COM EBG</b> .....	<b>39</b>
<b>5.1. DIMENSIONAR ESTRUTURA EBG PARA 2,45 GHz</b> .....	<b>39</b>
<b>5.2. TESTES DE ANTENAS COM VARIAS ESTRUTURA EBG PARA 2,45 GHz</b> .....	<b>41</b>
5.2.1. ANTENA 2.45GHz COM ESTRUTURA EBG NO MESMO PLANO .....	41
5.2.2. ANTENA 2.45GHz COM ESTRUTURA EBG SANDUÍCHE. ....	45
5.2.2.1. Estrutura EBG 8x8 no plano terra .....	45
5.2.2.2. Estrutura EBG em volta do patch radiante no plano terra.....	48
5.2.2.3. Estrutura EBG em volta da antena no mesmo plano e no plano terra .....	51
<b>Capítulo 6</b> .....	<b>55</b>
<b>CONSTRUÇÃO E SIMULAÇÃO DA ANTENA MICROSTRIP 2,45 GHz COM EBG</b> .....	<b>55</b>
<b>6.1. FABRICAÇÃO DAS ANTENAS</b> .....	<b>55</b>
6.1.1. GERAÇÃO DA MASCARA TRANSPARENTE.....	55
6.1.2. PROCESSO DE EXPOSIÇÃO DA FOTO.....	56
6.1.3. REVELAÇÃO DO CIRCUITO IMPRESSO.....	56
6.1.4. CORROSÃO DO CIRCUITO IMPRESSO.....	56
6.1.5. PERFURAÇÃO E SOLDAR.....	56

<b>6.2. TESTES DE ANTENAS</b> .....	59
6.2.1. ANTENA 2.45GHZ SEM EBG.....	60
6.2.2. ANTENA 2.45GHZ com UC-EBG.....	60
6.2.3. ANTENA MICROSTRIP 2.45 GHZ COM EBG sievenpiper.....	64
<b>Capítulo 7</b> .....	67
<b>CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS</b> .....	67
7.1. CONCLUSÕES.....	67
7.2. TRABALHOS FUTUROS.....	68
<b>Referencias</b> .....	69
<b>ANEXO A - Datasheet Antena Planar</b> .....	75

# Lista de figuras

Figura 2.1 – Sistemas e Aplicações de Antenas Microstrip [55] .....	4
Figura 2.2 – Tipos de estrutura EBG [43].....	5
Figura 3.1 – Técnicas de Alimentação da antena planar [48] .....	9
Figura 3.2 – Varios formatos de elemento radiante [55] .....	10
Figura 3.3 – Circuito Microstrip [48].....	10
Figura 3.4 – Varios tipos de polarização de antenas [42] .....	12
Figura 3.5 – Padrão de Radiação, de uma antena direcciona genérica [42].....	12
Figura 3.6 – Largura de feixe de meia potência [42] .....	13
Figura 3.7 – Padrão do campo eléctrico de uma Antena planar rectangular [48] .....	15
Figura 3.8 – Diagrama de Radiação [48] .....	15
Figura 3.9 – Modelo da Linha de transmissão de uma antena planar [48] .....	16
Figura 3.10 – Largura do elemento ressonante [48] .....	18
Figura 3.11 – Posição de alimentação (Feedline) na antena [48] .....	19
Figura 3.12 – Propagação da onda de superfícies num substrato da antena planar[53].....	22
Figura 3.13 – Bloqueio da propagação das ondas de superfície através de estruturas EBG [52] ... .....	22
Figura 3.14 – Estrutura EBG com substrato perfurado[42] .....	24
Figura 3.15 – Estrutura EBG gravada no plano terra [31] .....	24
Figura 3.16 – Estrutura Onda Coplanar EBG [60].....	25
Figura 3.17 – Estrutura EBG sievenpiper [31].....	25
Figura 3.18 – Constituição da Estrutura EBG Sievenpiper.....	26
Figura 3.19 – (a) antena patch com EBG sievenpiper: (b) array de antenas com EBG sievenpiper [31].....	26

Figura 3.20 – Estrutura Uniplanar EBG [51] .....	27
Figura 3.21 – Estrutura planar EBG a)[51], b)[63].....	27
Figura 3.22 – Modelo LC para estruturas EBG sievenpiper – (a) parâmetros EBG e (b) modelo LC [31].....	28
Figura 3.23 – Método de linha de transmissão periódica para análise EBG [51] .....	29
Figura 3.24 – Diagrama de Dispersão de uma estrutura em cogumelo EBG [51] .....	29
Figura 3.25 – Modelo de onda completa FDTD para análise de EBG [31].....	30
Figura 4.1 – Layout da antena 2.45 GHz [Anexo A] .....	34
Figura 4.2 – Estrutura antena 2,45GHz (HFSS v10 ) .....	35
Figura 4.3 – Coeficiente de reflexão (S11) da antena 2.45 GHz na simulação HFSS .....	36
Figura 4.4 – Diagrama de Radiação polar no plano H a) e plano E b) .....	37
Figura 5.1 – Estrutura EBG 3x3.....	40
Figura 5.2 – Estrutura EBG 3x3 sievenpiper a) perspectiva b) vista de cima.....	40
Figura 5.3 – Modelo da linha microstrip com estrutura EBG sievenpiper .....	40
Figura 5.4 – Coeficiente de reflexão da linha microstrip com estrutura EBG sievenpiper.....	41
Figura 5.5 – Antena 2.45 GHz com estrutura EBG a) uniplanar e b) sievenpiper.....	42
Figura 5.6 – Coeficiente de reflexão da antena 2.45GHz com EBG uni planar .....	42
Figura 5.7 – Coeficiente de reflexão da antena 2.45GHz com EBG sievenpiper .....	43
Figura 5.8 – Diagrama de Radiação polar no plano H a) e plano E b) EBG uni-planar .....	44
Figura 5.9 – Diagrama de Radiação polar no plano H a) e plano E b) EBG sievenpiper .....	44
Figura 5.10 – Antena Microstrip com estrutura EBG a) sem vias e b) sievenpiper em sanduíche.....	45
Figura 5.11 – Coeficiente de reflexão da antena 8x8 EBG sievenpiper .....	46
Figura 5.12 – Coeficiente de reflexão da antena 8x8 UC-EBG .....	46
Figura 5.13 – Diagrama de Radiação polar no plano a) H e b) E da antena com EBG com vias ... .....	47
Figura 5.14 – Diagrama de Radiação polar no plano a) H e b) E da antena com EBG sem vias ... .....	48
Figura 5.15 – Antena Microstrip com estrutura EBG a) uni planar e b) sievenpiper no plano terra .....	48
Figura 5.16 – Coeficiente de reflexão da antena 2.45GHz com UC-EBG.....	49
Figura 5.17 – Coeficiente de reflexão da antena 2.45GHz com EBG sievenpiper .....	49
Figura 5.18 – Diagrama de Radiação polar no plano a) H e b) E da antena com EBG sem vias ... .....	50
Figura 5.19 – Diagrama de Radiação polar no plano a) H e b) E da antena com EBG sievenpiper .....	51

Figura 5.20 – Antena com estrutura EBG a) uni planar e b) sievenpiper no plano terra e superior .....	51
Figura 5.21 – Coeficiente de reflexão da antena 2.45GHz com EBG sem vias.....	52
Figura 5.22 – Coeficiente de reflexão da antena 2.45GHz com EBG sievenpiper .....	52
Figura 5.23 – Diagrama de Radiação polar no plano a) H e b) E da antena com EBG sem vias ... ..	53
Figura 5.24 – Diagrama de Radiação polar no plano a) H e b) E da antena com EBG sievenpiper .....	54
Figura 6.1 – Placa FR4 [42].....	55
Figura 6.2 – Layout do circuito numa folha transparente [42].....	56
Figura 6.3 – Maquina de exposição UV [42] .....	57
Figura 6.4 – Revelação do circuito impresso [42] .....	57
Figura 6.5 – Corrosão do Circuito impresso [42] .....	57
Figura 6.6 – Processo de soldadura [42] .....	58
Figura 6.7 – Perfurar estrutura EBG [53].....	58
Figura 6.8 – Ligar estrutura EBG com terra com vias [53].....	58
Figura 6.9 – Analisador de Espectro .....	59
Figura 6.10 – Câmara Anecóica [53] .....	59
Figura 6.11 – Antena 2.45 GHz com UC-EBG no plano superior.....	60
Figura 6.12 – Antena 2.45 GHz com UC-EBG no plano superior e inferior .....	61
Figura 6.13 – Coeficiente de Reflexão antena com UC-EBG no plano superior .....	62
Figura 6.14 – Coeficiente de Reflexão antena com UC-EBG no plano superior e inferior .....	62
Figura 6.15 – Diagrama de radiação polar no plano E antena com UC-EBG no plano superior.... ..	63
Figura 6.16 – Diagrama de radiação polar no plano E antena com UC-EBG no plano superior e inferior.....	63
Figura 6.17 – Coeficiente de Reflexão antena com EBG com via.....	65
Figura 6.18 – Diagrama de radiação polar no plano E antena EBG com via.....	65
Figura 6.19 – Antena 2.45 GHz EBG sievenpiper plano superior .....	66





# Lista de Tabelas

TABELA 4.1 – PARÂMETROS DA ANTENA PLANAR 2.45 GHz .....	34
TABELA 4.2 – PARÂMETROS SIMULADOS DA ANTENA PLANAR DIAGRAMA DE RADIAÇÃO.....	35
TABELA 5.1 – VALORES DO COEFICIENTE DE REFLEXÃO DA ANTENA COM E SEM ESTRUTURA EBG SEM VIAS E SIEVENPIPER. ....	40
TABELA 5.2 – PARÂMETROS MEDIDOS DA ANTENA PLANAR COM ESTRUTURA EBG UNI-PLANAR NO DIAGRAMA DE RADIAÇÃO .....	41
TABELA 5.3 – PARÂMETROS MEDIDOS DA ANTENA PLANAR COM ESTRUTURA EBG SIEVENPIPER NO DIAGRAMA DE RADIAÇÃO .....	41
TABELA 5.4 – PARÂMETROS MEDIDOS DO COEFICIENTE DE REFLEXÃO DA ANTENA COM E SEM ESTRUTURA EBG 8x8.....	43
TABELA 5.5 – PARÂMETROS DA ANTENA COM ESTRUTURA EBG 8x8 SEM VIAS NO DIAGRAMA DE RADIAÇÃO .....	45
TABELA 5.6 – PARÂMETROS DA ANTENA COM ESTRUTURA EBG 8x8 SIEVENPIPER NO DIAGRAMA DE RADIAÇÃO .....	45
TABELA 5.7 – PARÂMETROS MEDIDOS DA ANTENA COM ESTRUTURA EBG SIEVENPIPER NO DIAGRAMA DE RADIAÇÃO .....	47
TABELA 5.8 – PARÂMETROS MEDIDOS DA ANTENA COM ESTRUTURA UC-EBG NO DIAGRAMA DE RADIAÇÃO .....	48
TABELA 5.9 – PARÂMETROS MEDIDOS DA ANTENA COM ESTRUTURA EBG SIEVENPIPER NO DIAGRAMA DE RADIAÇÃO .....	48
TABELA 5.10 – PARÂMETROS MEDIDOS DA ANTENA COM ESTRUTURAS EBG .....	50
TABELA 5.11 – PARÂMETROS MEDIDOS DA ANTENA COM ESTRUTURA UC-EBG NO DIAGRAMA DE RADIAÇÃO .....	51
TABELA 5.12 – PARÂMETROS MEDIDOS DA ANTENA COM ESTRUTURA EBG SIEVENPIPER NO DIAGRAMA DE RADIAÇÃO .....	51
TABELA 6.1 – PARÂMETROS DA ANTENA PLANAR 2.45 GHz DO TESTE .....	58
TABELA 6.2 – PARÂMETROS DA ANTENA 2.45 GHz COM UC-EBG .....	60

TABELA 6.3 – PARÂMETROS DA ANTENA COM UC-EBG NO SUPERIOR E INFERIOR RADIAÇÃO .....	62
TABELA 6.4 – PARÂMETROS DA ANTENA COM UC-EBG NO SUPERIOR E INFERIOR RADIAÇÃO .....	62
TABELA 6.5 – PARÂMETROS DA ANTENA 2.45 GHZ COM EBG SIEVENPIPER .....	62
TABELA 6.6 – PARÂMETROS DA ANTENA COM EBG SIEVENPIPER RADIAÇÃO.....	64

# Abreviaturas e Símbolos

Lista de abreviaturas (ordenadas por ordem alfabética)

1-D	1 Dimensão
2-D	2 Dimensões
CCW	<i>coupled cavity waveguides</i>
DNG	<i>Dual Negative Gap</i>
EBG	<i>Electromagnetic Bandgap</i>
FDTD	<i>Finite-difference time-domain</i>
FEM	Método dos Elementos Finitos
FEUP	Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto
FFS	<i>Frequency Selective Surface</i>
GPS	<i>Global Position System</i>
HPBW	Largura de Feixe de Meia Potencia
HFSS	<i>3D Full-wave Electromagnetic Field Simulation</i>
HF	Alta Frequencia
MoM	<i>Method of Moment</i>
MTL	<i>Modal Transmission-Line method</i>
PDA	Assistente Pessoal Digital
PBG	<i>Photonic Bandgap</i>
PEC	<i>Perfect Electric Conductor</i>
SNG	<i>Single Negative Gap</i>
SAR	Taxa de Absorção Específica
RF	Rádio Frequência
SHF	Frequência Super Alta

TM	<i>Transverse Electric</i>
TE	<i>Transverse Magnetic</i>
UC-EBG	<i>Uni-Planar Compact Electromagnetic Bandgap</i>
UHF	Frequência Ultra Alta
VHF	Frequência Muito Alta
VSWR	Razão da Ondas Estacionárias de Tensão

## Capítulo 1

# Introdução

O que é um "metamaterial"? Nos últimos anos, tem havido um interesse crescente das estruturas fabricadas em materiais compósitos que imitam as características de materiais conhecidos ou novos materiais que tenham respostas fisicamente realizáveis de funções que não ocorrem ou que podem não estar facilmente disponíveis na natureza. As respostas muitas vezes não convencionais obtidas com estes metamateriais podem ser geradas por inclusões fabricadas artificialmente, ou por não homogeneidades embutidas num material receptor, ou ainda numa superfície de acolhimento. Essas propriedades exóticas dos metamateriais foram previstas e muitas experiências têm confirmado essas previsões e lançado alguma luz sobre a nossa compreensão básica desses materiais e suas propriedades. O interesse subjacente nos metamateriais é o potencial para ter a capacidade de utilizar as suas propriedades electromagnéticas e ópticas para uma grande variedade de aplicações.

O impacto dos metamateriais pode ser enorme, permitindo manipular as propriedades das ondas electromagnéticas, obter reduções significativas na dimensão e peso de componentes, dispositivos e sistemas e conseguindo-se ainda melhorias de desempenho.

A investigação do uso de materiais artificiais para aplicações electromagnéticas não é nova. Esta actividade tem uma longa história que remonta ao Jadagis Chunder Bose em 1898 quando ele trabalhava e experimentou sobre os elementos construídos que exibem propriedades actualmente conhecidas como características quirais. Na parte inicial do século XX, Karl Ferdinand Lindman estudou a interacção das ondas magnéticas com conjuntos de espirais metálicas como meios quirais artificiais. Os dieléctricos artificiais foram explorados, por exemplo, na década de 1950 e 1960 para realizar lentes de antenas de microondas.

Os materiais artificiais foram extensivamente investigados na década de 1980 e 1990 para desenvolver componentes que absorvem microondas de radar e outras aplicações. A evolução de materiais com estruturas capazes de rejeitar certas bandas electromagnéticas (Electromagnetic Bandgap EBG structures) e materiais com *single negative gap* (SNG) e *dual negative gap* (DNG) e as suas fascinantes propriedades têm impulsionado a recente explosão no interesse em metamateriais.

Nos metamateriais SNG e DNG usam-se distâncias entre inclusões que são muito menores do que o comprimento de onda de trabalho e, como consequência, esse meio pode ser

descrito como um novo material homogéneo. Pelo contrário, nos metamateriais EBG usam-se distâncias que são da ordem de metade do comprimento de onda de trabalho ou um pouco menores, sendo que neste caso estes materiais são descritos pelas técnicas reflexão de Bragg e outros conceitos de análise de estruturas periódicas.

Existem ainda estruturas tridimensionais com materiais compostas por cristais (photonics crystals) que possibilitam novos mecanismos de controlo da propagação de ondas electromagnéticas [41]. Estes materiais são usados no substrato e têm papel importante no desempenho electromagnético da estrutura. Um dos principais efeitos da presença é a possibilidade de aumentar a banda passante.

As estruturas normalmente designadas como EBG e os cristais electromagnéticos têm ganho uma grande aceitação nas telecomunicações devido a poderem ser usados para diferentes frequências o que se traduz numa grande variedade de aplicações na área das telecomunicações.

Uma das aplicações importantes desta tecnologia é na construção de antenas *microstrip*. Visto que o metamaterial poderá ser utilizado para melhorar o desempenho da antena e com isto podemos ter antenas de menor dimensão e de fácil construção.

## Capítulo 2

# Levantamento do Estado da Arte

### 2.1. Antenas Microstrip e Suas Aplicações

Antenas microstrip foram usadas na década de 1970 principalmente para aplicações espaciais. Hoje em dia elas são utilizadas em vários tipos de aplicações comerciais (Figura 2.1).

Através de décadas de investigação, verificou-se que o desempenho e funcionamento de antenas microstrip dependem principalmente da geometria usada para o elemento radiante (quadrada, rectangular, etc.) e das características do substrato onde a antena está impressa.

A antena microstrip tornou-se muito popular por causa da facilidade de análise e de fabricação, obtendo-se padrões de radiação adequados. A antena microstrip oferece baixo perfil, fácil adaptação a vários tipos de superfícies planares e não-planares, sendo barata e simples de fabricar, utilizando tecnologia de circuito impresso. Estas antenas apresentam boa robustez mecânica quando montados em superfícies rígidas e são muito versáteis em termos de frequência ressonante, polarização, padrão de radiação e impedância de entrada.

As principais desvantagens da antena microstrip são a sua baixa eficiência relacionada com a existência de ondas de superfície, a baixa potência de transmissão, a má pureza da polarização, a largura de banda muito estreita e pouca adequação para aplicações de localização de sinais [42].

Nas comunicações móveis, esta tecnologia é utilizada em GPS, telemóveis, portáteis, pagers, PDA's, pois este tipo de dispositivos necessita de antenas pequenas, leves e compactas.

Nas torres das estações base de comunicações móveis há uma necessidade de criar estruturas com pouco peso e tamanho para serem de mais fácil construção e instalação, e além disso é preciso ter antenas com diagramas de radiação sectoriais, com o objectivo de realizar uma cobertura adequada. Com antenas microstrip pode-se obter estas características a partir da construção de agrupamentos de antenas deste tipo. Estas antenas também são usadas em navios, barcos ou outro tipo de veículo quando é útil ter antenas pequenas, leves e adaptáveis à estrutura onde são instaladas por forma a não afectarem o desempenho do veículo.

Nas comunicações via satélite também se usam este tipo de antenas

Desta forma, é extremamente importante o desenvolvimento de estudos de melhoramento na construção desta tecnologia, tendo em vista a importância para as comunicações sem fio.

<b>System</b>	<b>Application</b>
Aircraft and ship antennas	Communication and navigation, altimeters, blind landing systems
Missiles	Radar, proximity fuses, and telemetry
Satellite communications	Domestic direct broadcast TV, vehicle-based antennas, communication
Mobile radio	Pagers and hand telephones, man pack systems, mobile vehicle
Remote sensing	Large lightweight apertures
Biomedical	Applicators in microwave hyperthermia
Others	Intruder alarms, personal communication, and so forth

Figura 2. 1 – Sistemas e Aplicações de Antenas Microstrip [55]

## 2.2. Estruturas Electromagnetic Bandgap (EBG)

### 2.2.1. Introdução

Quando estruturas periódicas naturais ou sintéticas interagem com ondas electromagnéticas criam fenómenos fascinantes de observar. Por exemplo, certas estruturas podem actuar como filtros apresentando bandas de frequência de passagem e de rejeição controláveis. Inspeccionando a literatura a mesma revela que várias terminologias foram usadas para estes materiais dependendo - muito das aplicações usadas. Estas aplicações podem ser na construção de filtros, onde se usa a terminologia de superfícies selectivas na frequência (Frequency Selective Surface FSS) [44], na construção de materiais com cristais fotónicos [45], Photonic Bandgap PBG) [46], etc. A terminologia FSS (Figura 2.2 a) foi amplamente usada na comunidade de microondas enquanto a terminologia PBG (Figura 2.2 b) foi extensamente aplicada dentro da comunidade óptica. Recentemente uma classificação que abrange todos estes tipos de aplicação é Electromagnetic Bandgap (EBG) [47].

Nos materiais EBG usam-se estruturas periódicas que previnem a propagação das ondas electromagnéticas numa faixa de frequência específica idealmente para todos os ângulos e para todos os tipos de polarização da onda electromagnética.

Para analisar as características especiais das várias estruturas EBG recorre-se a técnicas de simulação pois estas estruturas são normalmente complexas. A técnica mais precisa usa elementos finitos e faz uma análise temporal sendo denominada Finite Difference Time Domain FDTD. A aproximação *split-field* é incorporada para descrever a transformada de Floquet nas equações de Maxwell [46]. A análise da banda larga inerente à aproximação FDTD permite caracterizar a resposta em frequência da estrutura EBG. O esquema de extrapolação de



Prony[59] pode melhorar a eficiência computacional da técnica de banda larga anterior. A conjugação destas duas técnicas é muito usada para a caracterização de vários tipos de estruturas EBG.

Este material pode ser usado na redução ou eliminação de *spurious response* (recepção de frequências que não a pretendida) em vários circuitos microstrip, vários tipos de filtros, melhoramento nos padrões de radiação das antenas, na redução da potência em amplificadores e com isto na redução geral da dimensão dos circuitos integrados.

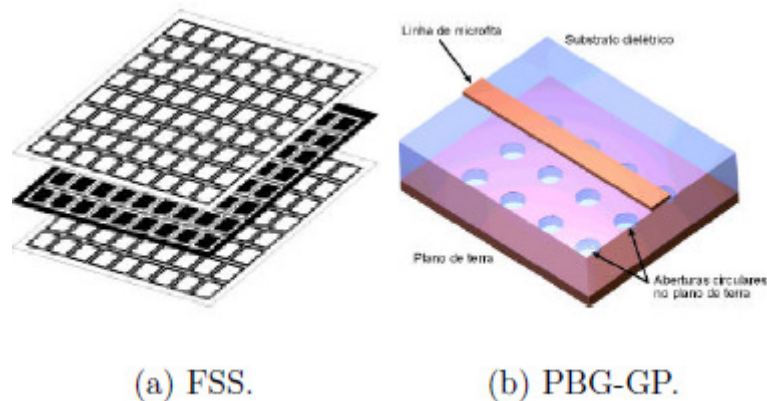


Figura 2. 2 - Tipos de estrutura EBG [43]

## 2.2.2. Aplicações

### 2.2.2.1 Satélites

Rastreamento por controlo electrónico do padrão de radiação de agrupamentos (*Electronically scanned phase arrays*) tem uso em muitas aplicações. Por exemplo constelações de satélites de órbitas baixas para transmissão de dados de débito elevado para aplicações de vários tipos incluindo multimédia. A maioria destas constelações trabalhará a frequências até 30 GHz. O uso de um conjunto de antenas, usando tecnologia de microstrip, em que fase relativa do sinal é variada para focar o padrão de radiação numa direcção desejada (*active phased array*), é então uma solução atraente. Porém, os efeitos indesejáveis causados devido às ondas de superfície que ocorrem nas antenas microstrip podem ser eliminados substituindo substrato dielétrico por estruturas EBG [14], [15].

### 2.2.2.2. Telemóveis

Com o aumento das comunicações wireless, dados e transmissão de voz estão a ficar mais comum. Na tecnologia dos telemóveis tem havido uma preocupação do tipo de protecção que a antena pode fornecer aos outros equipamentos eléctricos e actualmente à saúde dos utilizadores. A tecnologia EBG pode ser útil nas antenas dos telemóveis [16] e reduzir a radiação (Taxa de Absorção Específica, SAR) para a cabeça do utilizador. Actualmente todos os novos telemóveis tem de apresentar qual o valor de SAR nos auscultadores.

A protecção das antenas não é só importante para a saúde dos utilizadores. Também pode ser importante em comunicações multi-ponto. Por exemplo, dispositivos radiantes

colocados perto de um portátil interagem com o monitor e a sua estrutura, resultando numa transmissão não adequada. Novamente este tipo de materiais EBG pode ter um papel importante nesta área.

#### 2.2.2.3. Roupa

No futuro podemos ter roupa com uma grande variedade de equipamentos electrónicos. Antenas introduzidas na roupa têm tido recentemente grande interesse, devido à introdução de tecnologia de comunicação pessoal.

Existem já várias aplicações experimentais de antenas usáveis, por exemplo, etiquetas com radiotransmissores para efeitos de controlo e localização de equipamentos, bens, pessoas, etc.

As antenas têm um papel importante no desempenho óptimo do equipamento electrónico que temos para estes serviços. Claramente na construção destas antenas, a interacção electromagnética entre a antena, componentes eléctricos e o operador humano é um factor importante a ser considerado. Foi proposta tecnologia de EBG como uma solução para a construção destes equipamentos [17].

#### 2.2.2.4. Filtros micro-ondas

Filtragem de microondas também é uma área relevante onde materiais EBG podem desempenhar um papel importante [18].

A larga banda de rejeição destes materiais pode ser explorada para melhorar o desempenho dos filtros microstrip convencionais. Também a banda de transição pode ser reduzida recorrendo a este tipo de materiais. Além disso, combinações de circuitos convencionais e materiais EBG podem conduzir a estruturas muito compactas e de mais baixo custo.

#### 2.2.2.5. Guia de ondas

A área das guias de onda convencionais é outro campo em que soluções híbridas poderiam ter um papel importante. Uma guia de onda convencional pode ser modificada colocando um cristal electromagnético nas duas paredes laterais da guia [19], potencialmente criando uma estrutura de guia de onda mais eficaz.

Recentemente uma alternativa para a guia de onda chamou a atenção. Nesta alternativa utiliza-se uma cadeia periódica de defeitos localizados que foram completamente ou parcialmente preenchidos. Verificou-se que a introdução de vários defeitos localizados abre uma pequena faixa de transmissão permitida [20], [21]. Cadeias de defeitos localizados formam um mecanismo de guia de onda, geralmente chamado de *coupled cavity waveguides* CCW.

#### 2.2.2.6. GPS

Outra aplicação de microondas é GPS de alta precisão. Este tipo de GPS pode fazer medições de grande precisão. Enquanto o software pode reduzir os erros de multi-percurso, é preciso ter precauções extras para proteger a antena de sinais não desejados para este tipo de precisão.

Usando o facto que estruturas EBG podem se comportar como condutores magnéticos artificiais, pode-se projectar soluções de EBG em tecnologia de circuitos impressos para proteger a antena e diminuir o tamanho, peso e custo [22].

#### 2.2.2.7. Absorventes para ondas electromagnéticas

Acrescentando perda dieléctrica ao substrato de um EBG, podemos usar isto como um absorvente para ondas electromagnéticas. Este absorvente de EBG pode ser feito mais fino que os absorventes convencionais cuja profundidade é perto de  $\frac{1}{4}$  de comprimento de onda.

#### 2.2.2.8. Antena microstrip de baixo perfil

Uma antena em espiral microstrip é geralmente usada com um plano terra (condutor eléctrico perfeito) para obter um sinal unidireccional. A altura da parte radiante da antena relativamente ao plano terra, isto é, a espessura do dieléctrico é escolhida para ter um  $\frac{1}{4}$  do comprimento de onda da frequência pretendida. São conhecidos que ao diminuir a altura, as características de antena deterioram-se. Para reduzir esta deterioração numa antena pequena (menos de 0.04 do comprimento de onda a partir da mais baixa frequência operacional), assim com a introdução de um plano com um material de EBG, verificamos que:

- Deterioração na relação axial é diminuída;
- A impedância de entrada fica quase constante para uma larga faixa de frequência.

#### 2.2.2.9. Antenas Reconfiguráveis

Uma antena filiforme em F invertido é composta de duas linhas verticais e uma linha horizontal sobre um plano condutor. Convencionalmente, o comprimento de linha vertical (altura da antena) é escolhido para ser aproximadamente um décimo do comprimento de onda de trabalho. Com a diminuição da altura da antena, torna-se difícil obter um casamento de impedância de entrada com a linha de 50 ohm. Com a substituição do plano condutor por uma estrutura EBG resolve-se este problema. Além disso, se as dimensões da superfície EBG forem correctamente escolhidas, pode-se obter uma inclinação desejada na direcção do máximo da radiação (*tilted radiation beam*).



## Capítulo 3

# Possíveis Metodologias a Adotar

### 3.1. Antenas Microstrip

#### 3.1.1. Introdução

Antenas microstrip convencionais, em geral, têm uma patch condutor impresso num substrato dielétrico de microondas com terra, e tem características atractivas como baixo perfil, pouco peso, fácil fabricação e montagem[1]. Estes circuitos podem ser alimentados por cabo coaxial, por pista microstrip ou por acoplamento electromagnético (fig. 3.1).

O elemento radiante da antena de microstrip pode ter vários formatos (fig. 3.2), um exemplo comum de uma antena é com um patch rectangular (fig. 3.3).

No entanto, antenas microstrip inerentemente têm uma escassa largura de banda que normalmente é exigida para aplicações práticas. Além disso, as aplicações nos nossos dias de sistemas de comunicação móvel normalmente exigem antenas de menor dimensão, a fim de satisfazer a miniaturização das unidades móveis. Desta forma, tamanho e boa largura de banda estão a tornar-se importantes para a concepção nas aplicações práticas de antenas microstrip. Por esta razão, os estudos para a uma maior compactação e de uma maior largura de banda das antenas microstrip têm aumentado bastante. Muitos progressos significativos na concepção de antenas compactas microstrip com maior largura de banda, frequência dupla, polarização dupla, polarização circular e melhoramento das operações de ganho, foram apresentados nos últimos anos.

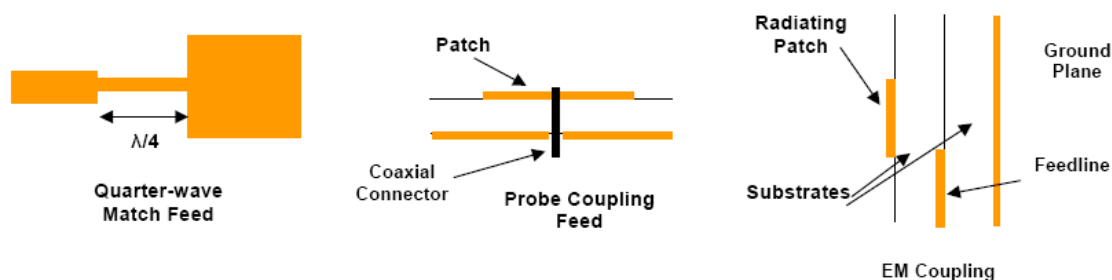


Figura 3. 1 – Técnicas de Alimentação da antena planar [48]

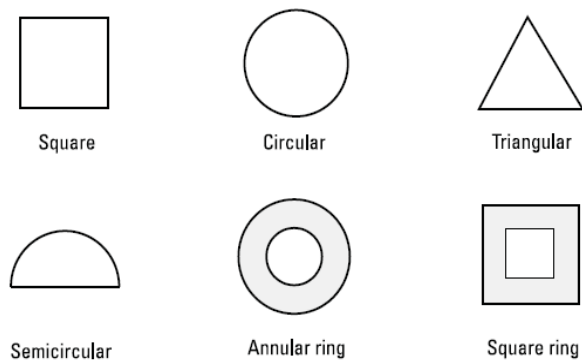


Figura 3. 2 – Vários formatos de elemento radiante [55]

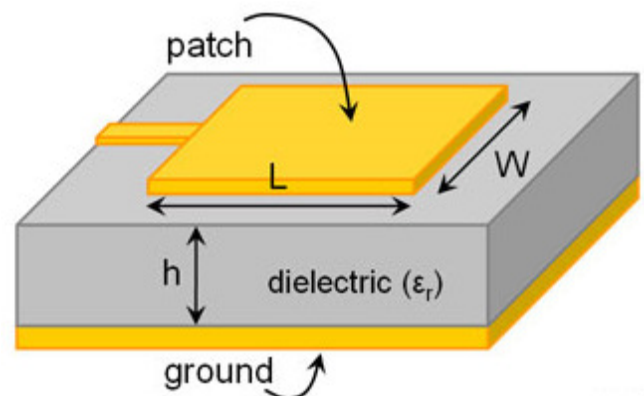


Figura 3. 3 – Circuito Microstrip [48]

Estas antenas apresentam melhorias relativamente a antenas microondas convencionais para as frequências de utilização entre 100 MHz a 50GHz. Como por exemplo:

- Pequenas dimensões (pouco volume e leve)
- Baixo custo de produção
- Possibilidade de polarização linear e circular podem ser conseguidas, em alguns casos, pela simples troca da posição do ponto de alimentação
- Dupla Polarização e frequência de ressonância, podem ser facilmente obtidas.
- Podem facilmente ser projectadas para operar em conjunto com circuitos integrados de microondas.
- Fabricação simultânea das linhas de alimentação e circuitos de casamento de impedâncias com a estrutura da antena.
- Configuração de perfil plano, permitindo adaptação à superfície de montagem
- Ausência de construção de cavidades externas (*cavity backing*), na maioria dos casos;
- Configuração de perfil plano, permitindo adaptação à superfície de montagem

Mas estes circuitos tem algumas desvantagens em relação as antenas convencionais:

- Largura de banda estreita.
- Baixo ganho.
- Perdas devido capacitância parasita num conjunto de antenas.
- Complexas estruturas de alimentação são necessárias para conjunto de antenas de alto desempenho.
- Polarização pura é difícil de alcançar.
- Fraca radiação end-fire.
- Radiação indesejável pelas estruturas de alimentação, junções e possíveis circuitos de casamentos
- Excitação de ondas de superfície
- Baixa capacidade de potência, devido às próprias características da estrutura do microstrip

Antenas microstrip fabricadas em substrato com constante dielétrica de alto valor são recomendadas para integração com outros circuitos. No entanto, o uso de uma alta constante dielétrica causa baixa eficiência e estreita a largura de banda.

Estas desvantagens podem ser minimizadas através de algumas alterações a sua estrutura. Com uma alteração da configuração da antena (conjunto de antenas) pode ser melhorado o ganho.

A baixa eficiência, aumento do acoplamento mútuo, ganho reduzido e a degradação do padrão de radiação devido as ondas de superfície, podem ser reduzidas com a utilização de estruturas de banda electromagnética proibida EBG.

### 3.1.2. Propriedades das Antenas Microstrip

Para descrever a performance de uma antena, é necessário ter a definição de vários parâmetros.

Alguns destes parâmetros não estão interligados e nem todos precisam de ser especificados para uma completa análise da performance de uma antena.

#### 3.1.2.1. Polarização

A polarização de uma antena numa certa direcção é definida como a polarização da onda transmitida (radiação) pela antena, tal que os percursos das vibrações num plano perpendicular ao raio sejam linhas rectas, elipses ou círculos, o que constitui respectivamente uma polarização plana, elíptica ou circular (fig. 3.4).

É a orientação, ou a direcção de um vector eléctrico numa onda de RF polarizada linearmente, quando irradiada de uma antena transmissora. Em HF para frequências superiores, (VHF, UHF, SHF), se pode orientar a polarização de antenas de duas formas, polarização horizontal e polarização vertical. Ou seja, quando polarizado horizontalmente, um sinal de RF é captado bastante fraco, ou não é captado por uma antena em polarização vertical e vice-versa, salvo distâncias entre emissor e receptor serem curtas.

A polarização de uma antena sempre é tomada em relação ao plano que por ela é vista com a terra, ou seja pela posição do vector campo eléctrico. Assim, estando o campo eléctrico horizontal, este estará polarizado horizontalmente, se na vertical, dir-se-á que o campo é polarizado verticalmente.

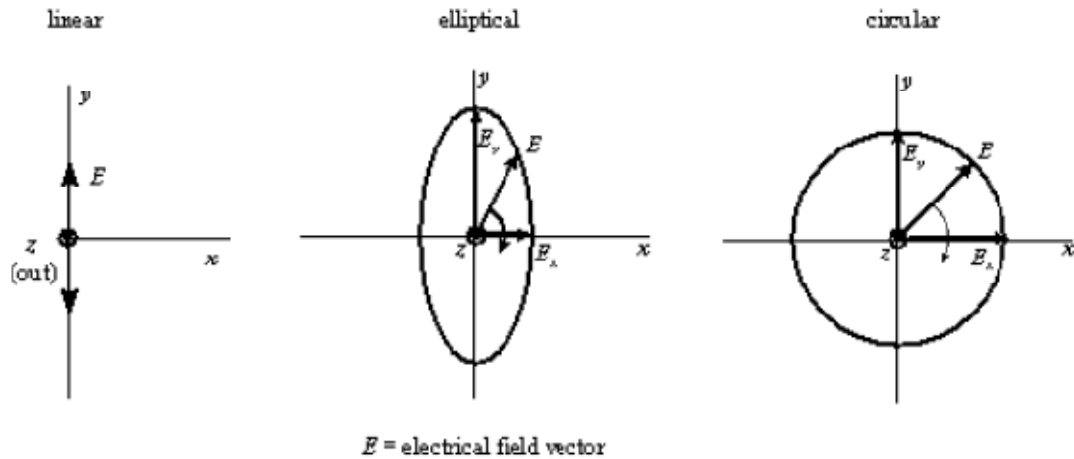


Figura 3. 4 – Vários tipos de polarização de antenas [42]

### 3.1.2.2. Padrão de Radiação

O padrão de radiação de uma antena é definido como “função matemática ou representação gráfica das propriedades de radiação de uma antena como função de coordenadas espaciais”. Na maioria dos casos, o padrão de radiação é determinado na região mais afastada (far-field) e é apresentado como uma função de coordenadas direccionais. As propriedades da radiação incluem densidade de fluxo de potência, intensidade de radiação, força de campo e directividade. O padrão de radiação é dividido em:

Lóbulo principal: Contem a direcção da radiação máxima

Lóbulo lateral: São lóbulos adjacentes ao principal e são separados por vários nulos. Normalmente são dos lóbulos secundários de maior dimensão.

Lóbulo traseiro: Este lóbulo é o de menor dimensão que está na direcção oposta do lóbulo principal

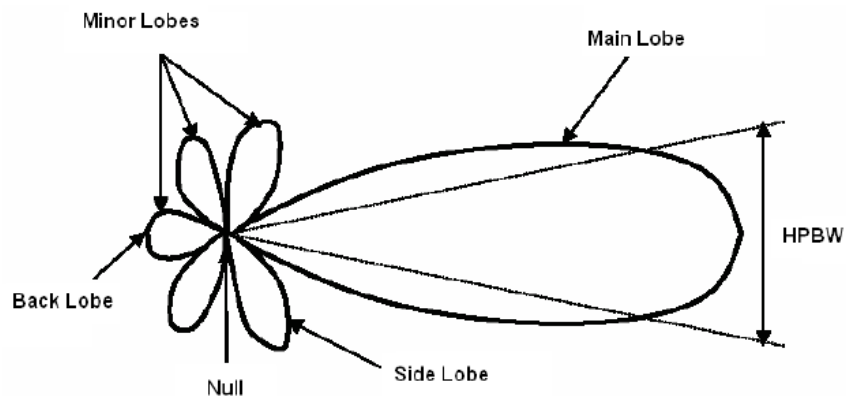


Figura 3. 5 – Padrão de Radiação, de uma antena direcciona genérica [42]



### 3.1.2.3. Largura de Feixe de Meia Potência (HPBW)

A largura de feixe de meia potência se define como: “ângulo medido entre as direcções segundo as quais a intensidade de radiação é metade da intensidade de radiação máxima”. Muitas vezes o termo largura de feixe é utilizado para descrever o ângulo entre quaisquer dois pontos sobre o padrão.

Neste caso, os pontos específicos sobre o padrão devem ser descritos para evitar confusões. No entanto, o termo largura de feixe por si só, geralmente é utilizado para descrever a largura de feixe de -3dB como mostrado na figura 3.6.

A largura de feixe da antena é uma figura de mérito muito importante, assumindo que a maior parte da potência irradiada não será dividida em lóbulos laterais, então o ganho direccionado é inversamente proporcional à largura de feixe da antena a -3 dB é importante pois quanto menor for, maior é a directividade da antena.

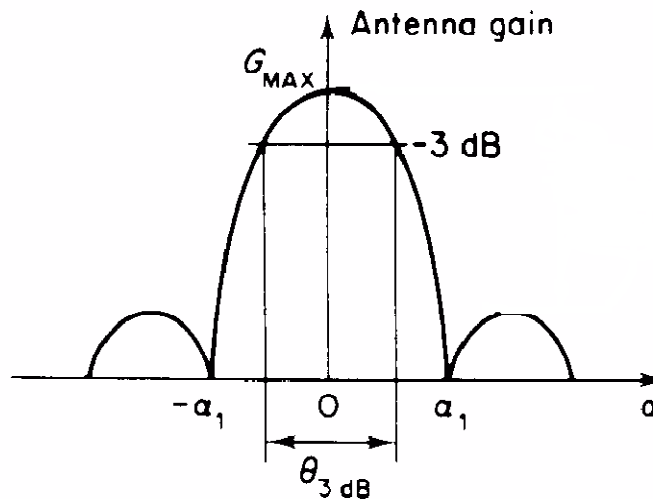


Figura 3. 6 – Largura de feixe de meia potência [42]

### 3.1.2.4. Ganho

Ganho da Antena está relacionado com directividade e a eficiência da antena. É definida numa determinada direcção como a relação entre a intensidade de radiação na direcção de intensidade máxima com a intensidade que se obteria se toda a potência aceite pela antena fosse radiada de igual modo para todo o espaço, ou seja, se fosse radiada por uma antena isotrópica, considerada sem perdas.

A diferença entre o ganho da antena e a directividade é que o ganho está ligado a directividade da antena e contabiliza o rendimento da radiação. Enquanto que a directividade(D) é uma propriedade direccionada da antena. O ganho da antena é medido em dBi, isto é, em relação aos decibéis de uma antena isotrópica.

#### 3.1.2.5. Razão da Ondas Estacionárias de Tensão (VSWR)

A razão de ondas estacionárias de tensão indica o grau de desvio entre a impedância da carga ligada à linha de transmissão e a impedância característica da linha de transmissão. É baseado nos módulos de valores máximos e mínimos e está relacionado com o módulo do coeficiente de reflexão. Indica o grau de desvio na terminação.

Uma onda padrão permanente é criado na linha de transmissão quando o casamento de impedância não é perfeita e uma fracção da potência a introduzir na antena é reflectida de volta e não irradiada. Para corresponder perfeitamente impedância da antena é VSWR 1:1.

VSWR causa perdas de retorno ou perda da energia frontal através de um sistema.

Típico valor de VSWR seria 1.5:1, onde os dois primeiros números dizem respeito ao rácio da impedância desigual contra uma impedância alinhada e o segundo número é sempre 1, que representa a correspondência perfeita. Esta impedância desigual irá reduzir a eficiência do sistema.

#### 3.1.2.6. Largura de Banda

A largura de banda de uma antena é definida como a faixa de frequências dentro da qual a antena desempenha, em relação a algumas características, conforme um determinado padrão. A banda pode ser considerada como a gama de frequências, em ambos os lados de uma frequência central (normalmente a frequência de ressonância para um dipólo), onde as características da antena (tais como a impedância de entrada, padrão, largura de feixe, polarização, nível dos lobos laterais, ganho, direcção de feixe, eficiência de radiação) estão dentro de um valor aceitável da frequência ressonante.

### 3.1.3 Mecanismo de Radiação

A importante característica das antenas microstrip é capacidade de difundir o sinal eficientemente, apesar de seu baixo perfil. A principal fonte dessa radiação é o campo eléctrico entre a borda do elemento condutor e o plano terra da antena.

Lewis [59] primeiro analisou isto sob a forma de uma linha de transmissão descontínua e descobriu que o Q (factor qualidade) da cavidade do dieléctrico formada por duas paredes em curto-circuito e por circuito aberto de quatro paredes, dependia de vários parâmetros.

Os parâmetros são, constante dieléctrica ( $\epsilon_r$ ), altura (h) do substrato, as dimensões do *patch* e a frequência. Os resultados mostraram que a alta frequência, as perdas por radiação, por oposição a perda condutiva ou perda dieléctrica é a principal fonte de energia dissipada. Um exemplo do campo eléctrico de uma antena planar é mostrado na figura 3.7.

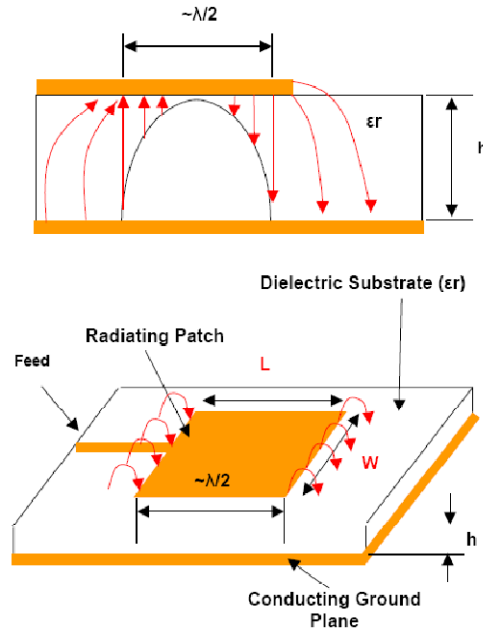


Figura 3. 7 – Padrão do campo eléctrico de uma Antena planar rectangular [48]

O campo eléctrico é considerado como uma constante ao longo de  $W$  e varia sinusoidalmente com  $L$ .

O campo magnético nas duas extremidades adiciona uma fase no campo distante da direcção do eixo principal (o vector normal ao plano do patch) e é cancelado ao longo da borda lateral.

O padrão de radiação é exemplificado na Figura 3.8. Para  $a / b = 1.5$ ,  $\epsilon_r=2,32$  e  $9,8$ . Estes padrões são de interesse particular, uma vez que proporcionam radiação máxima na direcção do eixo principal.

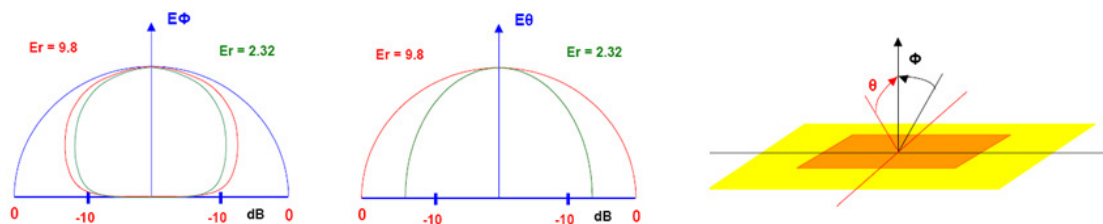


Figura 3. 8 – Diagrama de Radiação [48]

Analisando os padrões de radiação é claro que a eficiência da antena microstrip (isto é, a directividade) é má devido ter uma largura de feixe de meia potencia muito larga. Isto deve-se a que quanto mais estreito a largura de feixe maior é a directividade. Na concepção destas antenas, a ênfase é colocada na tentativa de maximizar a eficiência em detrimento dos ganhos ou radiação padrão.

### 3.1.4. Método de análise de Antenas Planares

Dois modelos normalmente utilizados para analisar antenas planares são o modelo de linha de transmissão e o modelo de cavidade

#### 3.1.4.1 Modelo de Linha de Transmissão

A estrutura é considerada como uma linha de transmissão ao longo da junção que une a abertura do lóbulo de irradiação carregado por impedâncias e as bordas radiantes. A parede radiante pode ser caracterizada por uma admitância equivalente, a susceptância é devido ao campo magnético periférico e a condutância devido às perdas de radiação. A linha de transmissão de modelo é mostrada na figura 3.9.

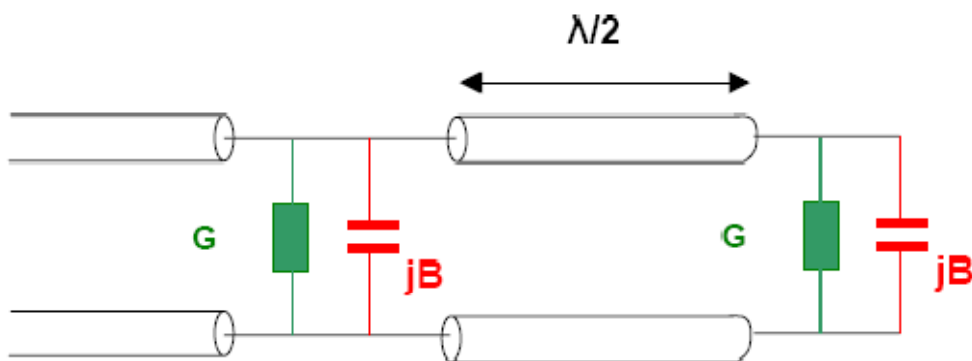


Figura 3. 9 – Modelo da Linha de transmissão de uma antena planar [48]

#### 3.1.4.2. Modelo de Cavidade

A região entre a placa radiante e a terra pode ser tratada como uma cavidade, limitadas por paredes magnéticas aos lados e paredes eléctricas no topo e no fundo. Os modos nesta cavidade são dadas por:

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} + \epsilon \cdot \mu \cdot \omega^2 \cdot E_z = 0 ; \text{ equação de Helmholtz}, \quad (3.1)$$

Aplicando condições de fronteira,  $E_z=0$  na fronteira das paredes

$$H_x = \frac{j}{\omega \cdot \mu} \times \frac{\partial E_z}{\partial y} \quad e \quad H_y = \frac{-j}{\omega \cdot \mu} \times \frac{\partial E_z}{\partial x}, \quad (3.2)$$

$$E_z = E_0 \cdot \cos\left(m \cdot \pi \cdot \frac{x}{a}\right) \cos\left(m \cdot \pi \cdot \frac{y}{b}\right) \quad 0 \leq x \leq a \text{ e } 0 \leq y \leq b, \quad (3.3)$$

Onde n e m são Inteiros positivos.

$$\omega = \frac{\pi}{\sqrt{\epsilon \cdot \mu}} \times \sqrt{\left(\frac{n^2}{b^2}\right) + \left(\frac{m^2}{a^2}\right)}. \quad (3.4)$$

### 3.1.5. Método de Construção de Antenas Planares

O primeiro passo na concepção da antena é a escolha de um substrato dielétrico e espessura adequada. Existe vários tipos de substratos, os materiais mais utilizados são rexolite ( $\epsilon_r = 2.6$ ), RT Duroid ( $\epsilon_r = 2,32$ ) e Alumina ( $\epsilon_r = 9,8$ ). FR4 ( $\epsilon_r = 4,4$ )

Depois é preciso dimensionar a largura (W) e comprimento (L) do elemento radiante (antena).

A largura do elemento radiante é dada pela seguinte equação:

$$W = \frac{c}{2fr\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r+1}}, \quad (3.5)$$

Onde:

Fr = frequência de ressonância

$\epsilon_r$  = Constante dielétrica relativa

$$\epsilon_0 = 8.9 \times 10^{-12} C^2 / Nm^2$$

$$\mu_0 = 4. \pi \times 10^{-7} Tm/A$$

W, é geralmente escolhido para estar no intervalo  $1 \leq L \leq 2$ .

Referindo-se a Figura 3.10, o comprimento do elemento ressonante (L) é então obtida a partir de:

$$L = \frac{1}{2Fr\sqrt{\epsilon_{reff}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}}} - 2\Delta L, \quad (3.6)$$

Para a espessura (h) do substrato dielétrico, uma frequência de funcionamento (Fr) da antena, e para o elemento radiante(antena) a largura W é:

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \times \frac{(\epsilon_{reff}+0,3)\left(\frac{W}{h}+0,264\right)}{(\epsilon_{reff}-0,258)\left(\frac{W}{h}+0,8\right)}, \quad (3.7)$$

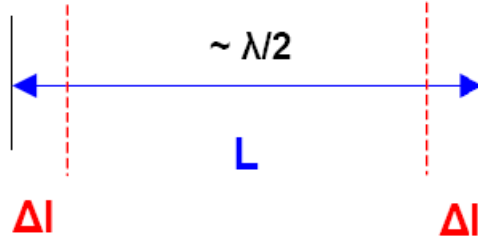


Figura 3. 10 – Largura do elemento ressonante [48]

### 3.1.6 Padrão de Radiação

Por duas faixas separadas aparte por uma distância L, o plano de radiação E e H podem ser plotados utilizando a equações:

$$F(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{K_0 \cdot W}{2} \cdot \cos\theta\right)}{\frac{K_0 \cdot h}{2} \cdot \cos\theta} \cdot \sin\theta \quad (\text{plano H}) \quad K_0 = \frac{2\pi}{\lambda}, \quad (3.8)$$

$$F(\phi) = \frac{\sin\left(\frac{K_0 \cdot h}{2} \cdot \cos\phi\right)}{\frac{K_0 \cdot h}{2} \cdot \cos\phi} \cdot \cos\left(\frac{K_0 \cdot h}{2} \cdot \cos\phi\right) \quad (\text{plano E}). \quad (3.9)$$

### 3.1.7. Susceptância da ranhura

A susceptância da ranhura pode ser representada pela capacidade C:

$$C = \frac{\Delta l \sqrt{\epsilon_{eff}}}{c \cdot Z_0}, \quad (3.10)$$

$Z_0$  é a impedância característica

### 3.1.8. Admitância de entrada

A impedância de entrada ou de admissão deve ser conhecida com precisão, para que um bom casamento entre os elementos e a alimentação pode ser concebido. Referindo-se a Figura 3.11. A distância entre o ponto de entrada da alimentação até à borda do patch ( $z$ ) é dada por:

$$Y_{in} = 2G \left[ \cos^2(\beta \cdot z) + \frac{G^2 + B^2}{Y_0^2} \sin^2(\beta z) - \frac{B}{Y_0} \sin(2 \cdot \beta z) \right]^{-1}, \quad (3.11)$$

$$Y_0 = \frac{1}{Z_0}, \quad (3.12)$$

$$\beta = 2\pi \sqrt{\frac{\epsilon_{eff}}{\lambda_0}}; \quad B = k \cdot \Delta l \sqrt{\frac{\epsilon_{eff}}{Z_0}}; \quad G = \frac{1}{Rr}, \quad (3.13)$$

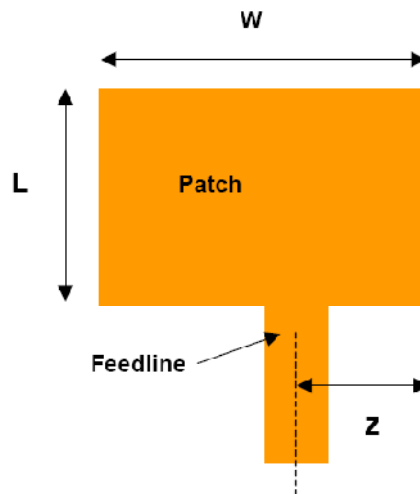


Figura 3. 11 – Posição de alimentação (Feedline) na antena [48]

### 3.1.9. Resistência e Condutância da Radiação

$$W \leq \lambda_0 \quad Rr = 90 \cdot \frac{\lambda_0^2}{W^2}, \quad (3.15)$$

$$W \geq \lambda_0 \quad Rr = 120 \cdot \frac{\lambda_0}{W}, \quad (3.16)$$

$$W \leq \lambda_0 \quad Gr = \frac{1}{90} \cdot \left( \frac{W}{\lambda_0} \right)^2, \quad (3.17)$$

$$W \geq \lambda_0 \quad Gr = \frac{1}{120} \cdot \frac{W}{\lambda_0} \quad . \quad (3.18)$$

### 3.1.10. Eficiência da Antena

A eficiência (aumenta à medida que aumenta h) pode ser expressa em termos das resistências equivalentes.

$$\eta\% = \frac{R_r}{R_t} \times 100 \quad . \quad (3.19)$$

### 3.1.11. Largura de Banda

A largura de banda pode ser aumentada pelo aumento da indutância dos radiadores introduzindo buracos ou ranhuras neles ou adicionando componentes reactivos para melhorar a junção da linha de alimentação e o patch radiante.

### 3.1.12. Largura de Feixe

A largura de feixe de meia potência é igual à largura angular entre direcções onde o ganho diminui em 3dB, ou o quadrado do campo não de radiação reduz a ½ do valor máximo. As larguras de feixe de meia potência nos planos H e E são dadas por:

$$\theta_{BH} = 2 \cdot \cos^{-1} \sqrt{\left( \frac{1}{2 \left( \frac{1+k_0 \cdot W}{2} \right)} \right)} \quad , \quad (3.20)$$

$$\theta_{BE} = \cos^{-1} \sqrt{\left( \frac{7.03}{(3 \cdot k_0^2 \cdot L^2 + k_0^2 \cdot h^2)} \right)} \quad , \quad (3.21)$$

Assim a largura de feixe pode ser aumentada pela escolha de um menor elemento, reduzindo, assim, W e L. Para uma frequência ressonante estas dimensões podem ser alteradas, através da selecção de um substrato com uma maior permitividade relativa. Enquanto a largura de feixe aumenta, o ganho e directividade diminuem, no entanto, a eficiência não é afectada.



### 3.1.13 Directividade e Ganho

A directividade (D) da antena é definida como o rácio entre o valor máximo de densidade de potência do feixe principal e a densidade de potência média irradiada. O ganho G é dado por:

$$G = \eta \cdot D, \quad (3.22)$$

- O ganho aumenta com frequência ressonante e h, e diminui com o aumento da  $\epsilon_r$ .

## 3.2. Electromagnetic Bandgap (EBG)

A vantagem principal da estrutura de EBG é sua capacidade de suprimir a corrente de onda de superfície. A geração de ondas da superfície diminui a eficiência e degrada o diagrama de radiação da antena. Além disso, aumenta a indutância mútua entre um conjunto de antenas microstrip (agregado de antenas microstrip) que causa os ângulos nulos do diagrama de radiação. A capacidade de suprimir as ondas de superfície ajuda a melhorar o desempenho da antena com o aumento do ganho da antena. Com EBG também reduz a potencia transmitida para trás (lóbulo traseiro) e com isto vamos ter uma maior eficiência energética ao diminuir as perdas de potencia [16].

### 3.2.1. Corrente de Onda de Superfície

A corrente de superfície da antena microstrip está presente quando o substrato  $\epsilon_r > 1$ .

Sem ser *end fire radiation*, a onda de superfície aumenta com o acoplamento de vários elementos num conjunto de antenas. A onda de superfície é transmitida no substrato com um ângulo de elevação  $\theta$  entre  $\frac{\pi}{2}$  e  $\sin^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}\right)$ . As ondas incidem no plano terra com um ângulo  $\theta$ , depois é reflectido a partir dele até encontrar o interface dieléctrico do ar, que reflecte também a onda. Seguindo este caminho em zig zag, a onda chega à fronteira da estrutura microstrip onde é reflectida para trás e difractado pelas bordas levando ao aumento da radiação endfire [56].

Em outro modo, no limite, se houver qualquer outra antena na sua proximidade, a onda de superfície pode-se acoplar a antena. As ondas de superfície diminuem a distancia de  $\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}$  da antena de modo que o acoplamento também diminui a partir do ponto de excitação. Estas ondas são modos transversal eléctricos (TE) e modo transversal magnéticos (TM) do substrato. Esses modos são caracterizados por ondas atenuantes em direcção transversal (normal para o plano da antena) e tendo uma propagação constante acima da frequência de corte. A velocidade de fase da onda de superfície é fortemente dependente do parâmetro de substrato h e  $\epsilon_r$ . Figura 3.12 mostra a onda de propagação superficial em microstrip antena [56].

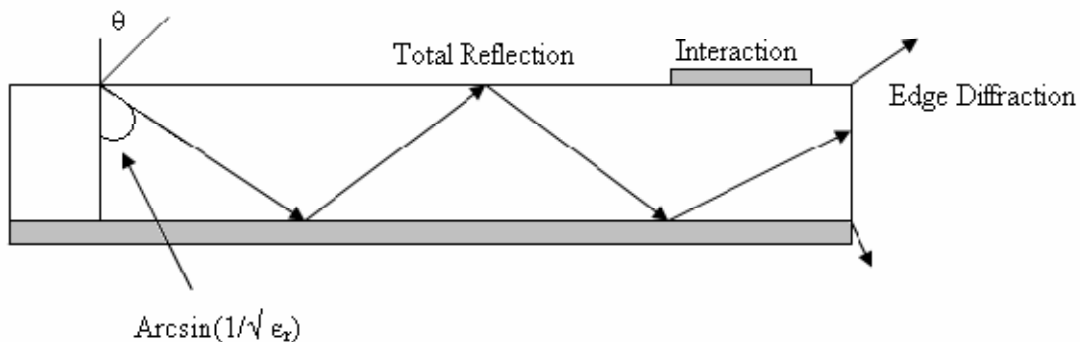


Figura 3.12 – Propagação da onda de superfícies num substrato da antena planar [53]

A propagação das ondas de superfície é um problema grave em antenas microstrip. Ondas de superfície reduzem a eficiência e o ganho da antena, limitam largura de banda, aumentam a radiação endfire, aumentam os níveis de polarização cruzada e limitam a gama de frequências aplicáveis das antenas microstrip [32]. Usamos a engenharia de PBG para resolver este problema. Neste caso, é introduzido no substrato estruturas periódicas de modo a que a onda de superfície apresente uma faixa de frequência proibida (stopband ou bandgap) sobre a frequência de funcionamento da antena. Devido às ondas de superfície não propagarem ao longo do substrato, vai haver mais energia radiante nas ondas transmitidas.

Além disso, outro efeito destas ondas de superfície é o acoplamento mútuo entre os circuitos eléctricos e a interferência com os outros sistemas de na placa estão agora ausentes. A figura 3.13 mostra o bloqueio de propagação das ondas na superfície utilizando estruturas EBG [57].

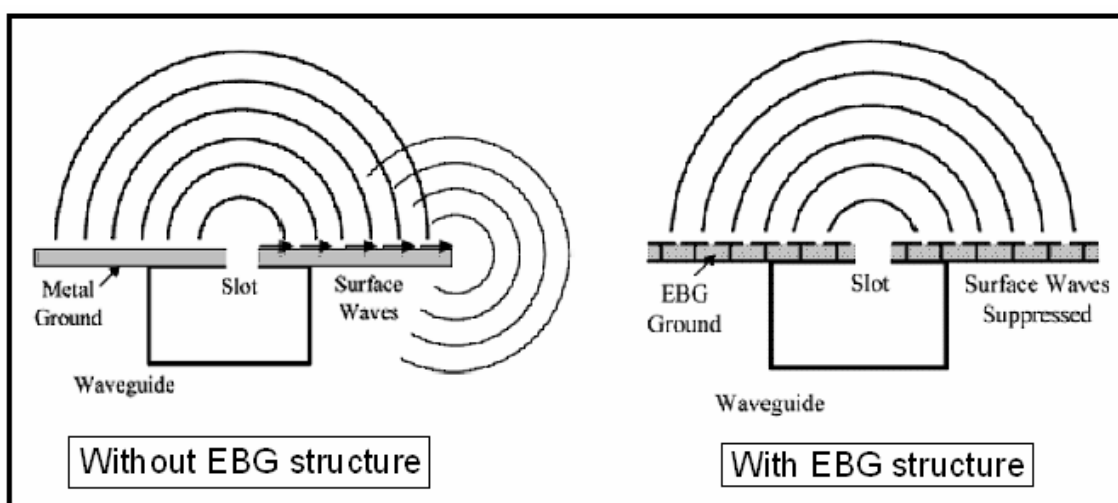


Figura 3.13 – Bloqueio da propagação das ondas de superfície através de estruturas EBG [52]

### 3.2.2. Estrutura EBG

As estruturas EBG regem pela seguinte norma: para uma perturbação periódica da impedância da onda ao longo de uma certa direcção, então vai haver uma proibição da propagação da banda de frequência ao longo dessa direcção. Esta banda está centrada na frequência  $f_c$  que pode ser obtida pela relação conhecida como condição de Bragg's.

$$k = \frac{\pi}{a}, \quad (3.23)$$

Em que  $a$  é o período do padrão de perturbação e  $k$  é a constante de propagação. Mas por aproximação,  $k$  pode ser:

$$k = \frac{2\pi}{\lambda_g}, \quad (3.24)$$

Onde  $\lambda_g$  é o comprimento de onda em que a propagação é bloqueada. E para um determinado valor de  $a$  podemos encontrar  $f_c$  através da seguinte expressão, onde  $c$  é a velocidade da luz no vácuo e  $\epsilon_{eff}$  (constante dieléctrica efectiva) numa linha inalterada.

$$f_c = \frac{c}{2.a.\sqrt{\epsilon_{eff}}}, \quad (3.25)$$

Esta expressão leva a uma aproximação para estas estruturas que é suficiente para um desenho preliminar de um componente com EBG. Mas esta expressão só é verdadeira para linhas imperturbáveis contínuas, mas as estruturas EBG são por definição uma perturbação introduzida periodicamente na constante dieléctrica efectiva, logo isto leva a que haja um erro quando usamos o valor contínuo imperturbável e  $\epsilon_{eff}$ . Tendo em conta este erro na constante tem-se proposto outras fórmulas que tem em conta este erro introduzido na expressão [16],[11],[50].

Mas sem contarmos com este pormenor o único pré requisito que temos ter em conta é que as estruturas EBG tem de ser periódicas logo não existe muita restrição na sua construção. Isto leva a que as perturbações podem ter qualquer formato, quantos quisermos e com que frequência, só tem de ser periódicas.

Existem 4 tipos básicos de criar essas perturbações na constante dieléctrica efectiva e com isto a criação de estruturas EBG:

- Perfuração do Substrato
- Gravação do Plano Terra
- Modulando da Linha Microstrip e Guia de Onda Coplanar
- Estrutura sievenpiper (em cogumelo)

### 3.2.2.1 Perfuração do substrato

Este método foi o primeiro para criar estruturas EBG e consiste na perfuração do substrato para criar o padrão periódico desejado (Figura 3.14), dada a variação da espessura do substrato e da constante dielétrica efectiva ( $\epsilon_{eff}$ ). Esta técnica foi sendo substituída por métodos mais recentes e eficazes, mas ainda em certas áreas tem havido algum desenvolvimento. Uma das melhorias deste método é em vez de simplesmente variar a espessura dos buracos são enchidos com outro material, pode ser outro material dielétrico ou até metal. Esta técnica pode ser usada com materiais fotossensíveis para criar circuitos de túneis ópticos mudando a geometria do EBG [1]. Esta técnica não é normalmente usada em antenas, mas actualmente tem aparecido em alguns trabalhos. [2-6].

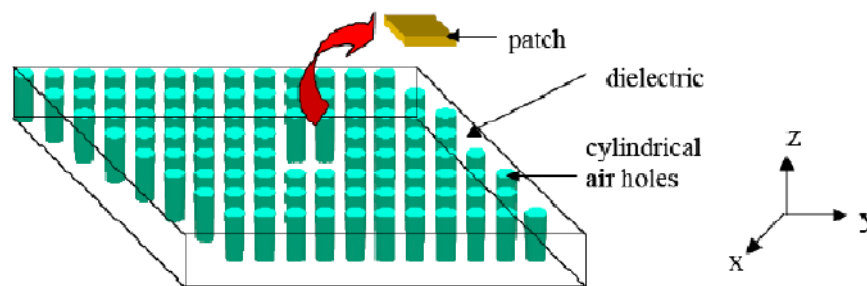


Figura 3.14 – Estrutura EBG com substrato perfurado [42]

### 3.2.2.2. Gravar no Plano Terra a Estrutura EBG

Um método mais comum na criação de EBG é gravar buracos no plano terra do circuito microstrip, de acordo com o desenho pretendido para a perturbação (fig. 3.15).

Esta técnica tem prevalecido desde que foi descoberto que se obtêm melhores resultados e mais fiáveis que a técnica anterior de perfuração do substrato [2]. Outra vantagem é que a estrutura 2-D é mais fácil de produzir. Mas esta técnica tem as suas desvantagens, devido a que o circuito tem de estar suspenso a uma certa altura de qualquer superfície de metal. Como o plano terra é base de metal onde está a estrutura EBG, é mais fácil para montar o circuito, mas também tem uma maior robustez mecânica

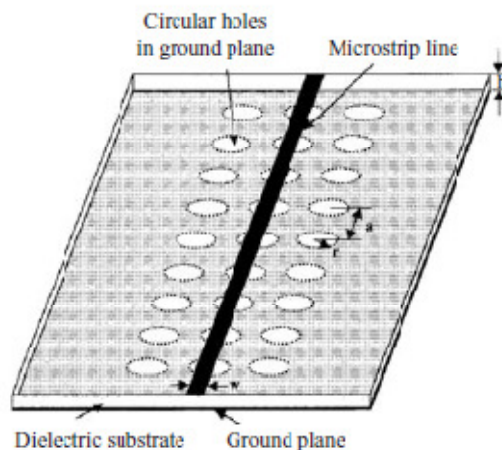


Figura 3.15 – Estrutura EBG gravada no plano terra [31]

### 3.2.2.3. Modulação da Linha e Guias de Onda Coplanares da Estrutura EBG

Enquanto nos dois outros métodos são feitas alterações ao substrato ou ao plano terra, neste vamos alterar a linha do microstrip para criar um padrão periódico (fig. 3.16). Esta alteração da linha do microstrip tem sido focada em alguns artigos científicos [7-9] e tem-se obtido bons resultados. Uma das grandes vantagens desta estrutura 1-D é que a orientação da linha de microstrip com o padrão de gravação do plano terra, ou dos furos no substrato, deixa de ser um problema. Outra vantagem é a possibilidade de que o circuito pode ser preso a base de metal sem os problemas da técnica anterior.

A desvantagem é que este tipo de estrutura EBG é mais difícil de projectar que a técnica de Gravar no Plano Terra, e também há perda de liberdade de combinar certos tipos de padrões de EBG ao plano terra com uma certa configuração do circuito microstrip.

Outro tipo de estrutura EBG que funciona na mesma frequência e que tem a mesma vantagem de não precisar de ter o circuito suspenso devido a perfuração do plano terra é a tecnologia baseada nas guias de onda coplanares, onde a perturbação da constante dielétrica efectiva é conseguida através da variação da distância entre a terra e a linha de transmissão. Como a terra está no mesmo plano que a linha principal a desvantagem da gravação do plano terra que ocorre na tecnologia microstrip também é aplicada aqui. [8], [10-11].

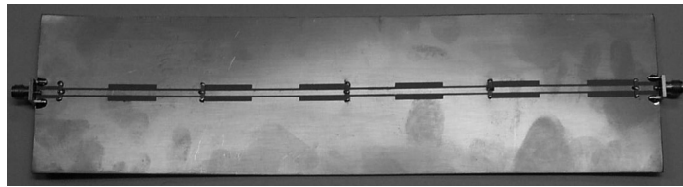


Figura 3.16 – Estrutura Onda Coplanar EBG [60]

### 3.2.2.4. Estrutura EBG sievenpiper

As estruturas anteriores tem o problema de serem muito grandes e para a tecnologia de telecomunicações é muito importante a dimensão dos seus componentes. Mas esta situação não mudou até as estruturas EBG sievenpiper desenhadas pelo Dr. Sievenpiper [12] terem aparecido.

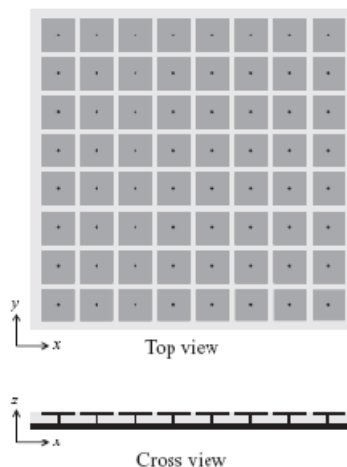


Figura 3.17 – Estrutura EBG sievenpiper [31]

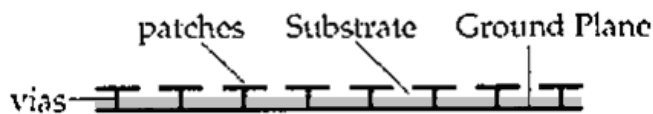


Figura 3.18 – Constituição da Estrutura EBG sievenpiper

Esta estrutura consiste em quatro partes: um plano terra, um substrato dielétrico, pistas metálicas e vias de ligação. Esta estrutura exibe duas características de bandgap distintas: primeira é o coeficiente de reflexão in-phase e o outro é a supressão de propagação de ondas de superfície (TE e TM). Levando estas características em conta, são propostos dois tipos de aplicações de antenas.

A primeira aplicação é utilizar esta estrutura EBG como plano terra para uma antena em curva para alcançar um baixo perfil como também polarização circular padrão. A altura de antena é reduzida comparada a uma antena curva normal em cima de um plano terra PEC.

A outra aplicação é integrar EBG com antenas patch (fig. 3.19a) e arrays (fig. 3.19b) no substratos dielétrico.

Comparado a antenas patch e arrays, este desenho mostra características de melhor ganho, baixa radiação de retorno e baixo acoplamento mútuo..

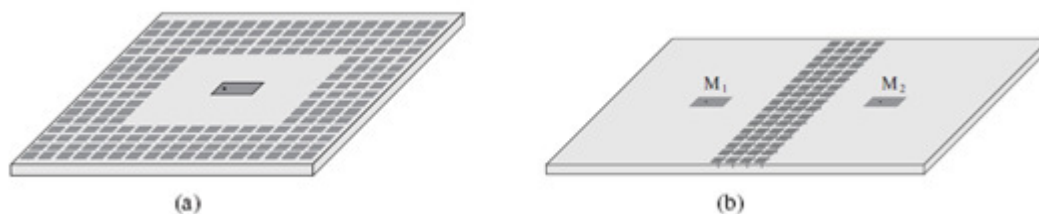


Figura 3.19 – (a) antena patch com EBG sievenpiper: (b) array de antenas com EBG sievenpiper [31]

### 3.2.2.5. Estrutura uni planar EBG (UC-EBG)

Uma característica importante no EBG uni-planar é a remoção de vias verticais. Com a remoção das vias esta estrutura só vai ter a capacidade de suprimir a onda de superfície TE [62-63]. Esta estrutura tem 2 tipos

- Similar à estrutura de cogumelo EBG, o mecanismo de funcionamento do uniplanar EBG superfície pode ser explicado pelos modelos LC aglomeradas. A capacitância C também vem do acoplamento entre fragmentos adjacentes. Em vez de usar vias verticais para fornecer uma indutância L, uma linha microstrip fina na mesma camada é usado para conectá-los ( fig.3.20).

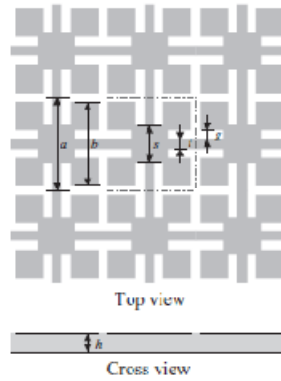


Figura 3.20 –Estrutura uniplanar EBG [51]

- Outro tipo de estruturas planar EBG (fig. 3.21) é um conjunto periódico de patch metálicos, mas sem estarem interligados por uma linha microstrip. Neste o dimensionamento é feito através do método de linha de transmissão periódica [51].

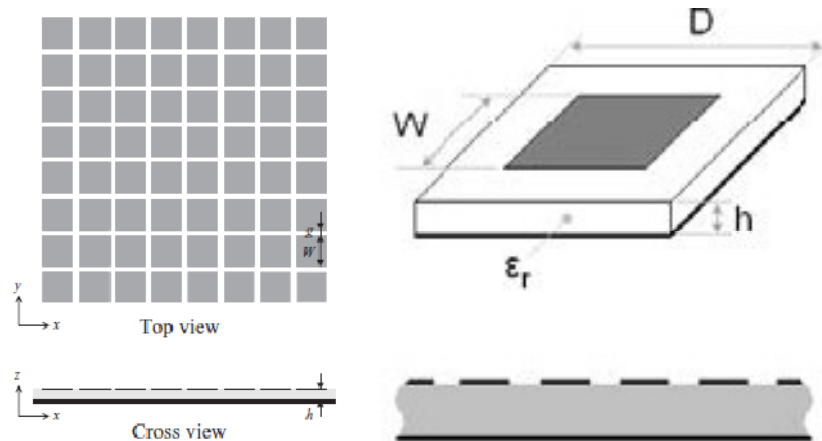


Figura 3.21 –Estrutura planar EBG a) [51] , b)[63]

### 3.2.3 Métodos de Análise de estruturas EBG

Para analisar as características originais das estruturas EBG, vários métodos têm sido implementados.

Estes métodos podem ser colocados em três categorias: modelo de elementos aglomerados, método de linha de transmissão periódica, e método numérico de onda completa.

O modelo de elementos aglomerados de circuitos eletrônicos diz que características do circuito, resistência, capacitância, indutância, e ganho, estão concentrados nos componentes elétricos; resistências, condensadores e bobinas, etc. unidos por uma rede fios condutores perfeitos.

O modelo de elementos aglomerados é válido sempre que  $L_c \ll \lambda$ , onde  $L_c$  é

comprimento característico do circuito, e  $\lambda$  o comprimento de onda do circuito. Caso contrário, quando o comprimento do circuito é da ordem do comprimento de onda, devemos considerar modelos mais gerais, como o modelo de elementos distribuídos (incluindo linhas de transmissão), que é descrito pelas equações de Maxwell.

Este é o mais simples e que descreve a estrutura EBG como um circuito ressonante LC [13], como mostrado na figura 3.18.

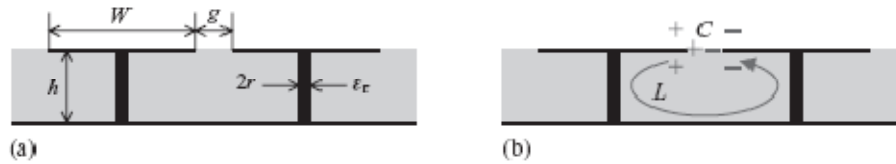


Figura 3.22 – Modelo LC para estruturas EBG sievenpiper: (a) parâmetros EBG e (b) modelo LC [31]

A bobine resulta da corrente que flui pela vias e o condensador  $C$  é devido ao espaçamento entre as pistas adjacentes. Para uma estrutura de EBG com largura da pista  $W$ , do espaçamento entre pista  $g$ , a espessura do substrato  $h$  e a constante dielétrica  $\epsilon_r$ , os valores da bobine  $L$  e do condensador  $C$  são determinados pelas fórmulas seguinte [13]:

$$L = \mu_0 \cdot h \quad , \quad (3.26)$$

$$C = \frac{W \cdot \epsilon_0 \cdot (1 + \epsilon_r)}{\pi} \cdot \cosh^{-1} \left( \frac{2 \cdot W + g}{g} \right) \quad , \quad (3.27)$$

Onde  $\mu_0$  é a permeabilidade no vázio e  $\epsilon_0$  é a permitividade no vázio. A referência [13] também prevê que a frequência de bandgap é:

$$W = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad , \quad (3.28)$$

$$BW = \frac{\Delta W}{W} = \frac{1}{\eta} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \quad , \quad (3.29)$$

Onde  $\eta$  é a impedância de vázio que é  $120\pi$ .

A linha de transmissão periódica é outro método utilizado para analisar estruturas EBG [51]. Figura 3.19 mostra um modelo de linha de transmissão de estruturas EBG, onde  $Z_p$  é a impedância de cada elemento periódico e  $X_c$  é a capacidade de acoplamento. A condição de fronteira Floquet é considerada nesta abordagem. Depois de analisar a linha de transmissão em



cascata, a curva de dispersão pode ser facilmente obtida, que prevê mais informações do que o modelo de elementos aglomerados.

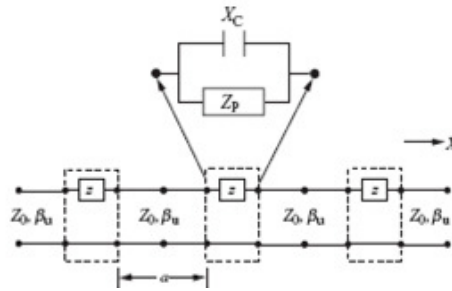


Figura 3.23 – Método de linha de transmissão periódica para análise EBG [51]

A largura banda pode ser identificado a partir da curva de dispersão(fig.3.22). No entanto, uma dificuldade deste método é a forma de obter exactamente o equivalente  $Z_p$  e  $X_c$  para os valores das estruturas EBG. Algumas fórmulas empíricas têm sido propostas para estruturas EBG de geometria simples usando modelos de linhas múltiplas de transmissão (MTL), mas para estruturas mais complexas este modelo não é bom.

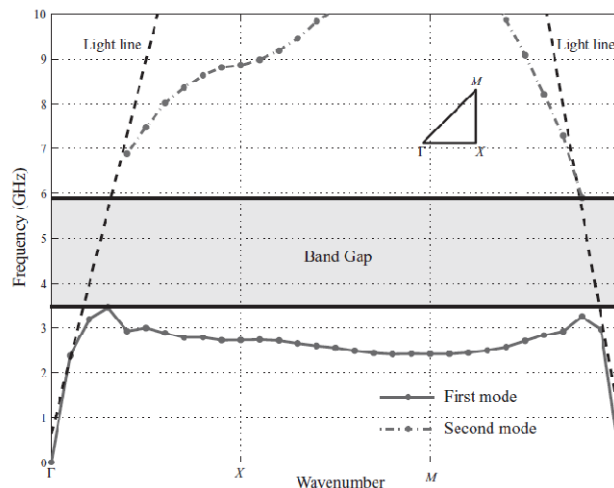


Figura 3.24 – Diagrama de Dispersão de uma estrutura em cogumelo EBG [51]

Devido ao rápido desenvolvimento em software computacional electromagnético, vários métodos numéricos têm sido aplicados na simulação de onda completa de estruturas EBG. Tanto no método de domínio de frequência, como o MoM e FEM e método FDTD (Finite DifferenceTime Domain), têm sido utilizados por diferentes grupos de investigação para caracterizar estruturas EBG. Por exemplo, figura 3.20 representa um modelo FDTD para análise de uma estrutura EBG sievenpiper [58].

Uma vantagem do modelo numérico de onda completa é a versatilidade e precisão na análise de diferentes geometrias EBG. Outra vantagem importante é a capacidade de derivar várias características EBG, tais como a impedância de superfície, fase de reflexão, diagrama de dispersão(fig.3.22), e a largura de banda.

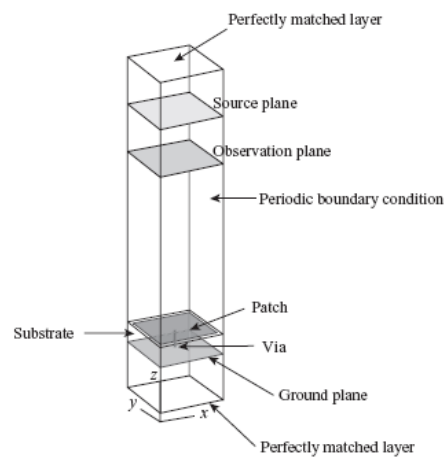


Figura 3.25 – Modelo de onda completa FDTD para análise de EBG [31]

## Capítulo 4

# Construção e Simulação da Antena Microstrip 2.45 GHz

### 4.1. ANTENA MICROSTRIP PARA 2.45GHz

#### 4.1.1. Dimensionar

Neste projecto vamos desenhar e construir uma antena planar de polarização linear para operar na banda de frequências utilizada pelos dispositivos WiFi, de 2,40 GHz

a 2,50 GHz. A frequência de ressonância pretendida desta antena é de 2,45 GHz, que é o meio da banda pretendida.

A polarização do campo eléctrico criado será linear, paralelo com o eixo da linha de alimentação da antena.

Para dimensionar a antena planar vão usar-se as fórmulas mencionadas no capítulo 3.1.5.

O substrato utilizado é o FR4. Este tipo de material tem algumas desvantagens como as perdas relativamente altas para uso em microondas, mas as suas vantagens são muitas:

- Baixo custo;
- Facilidade de obtenção na FEUP;
- Elevada resistência mecânica.

As suas características eléctricas e mecânicas a 25 °C são:

- Permitividade relativa:  $r = 4,34 @ 1 \text{ GHz}$ ;
- Espessura do dieléctrico: 1,6 mm;
- Espessura do condutor: 35  $\mu\text{m}$ ;
- Factor de dissipação ( $\tan(\delta)$ ) = 0,01 @ 1 GHz.

O desenho de uma antena planar simples com polarização linear tem como base a determinação da largura  $L$  e do comprimento  $W$  do segmento de cobre que formará a cavidade ressonante formada pela antena.

A largura  $W$  é obtida através da equação 3.5

$$\begin{aligned}
 W &= \frac{1}{2fr\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \\
 &= \frac{1}{2 * 2450.10^6 \sqrt{4\pi.10^{-7} * 8.854.10^{-12}}} \sqrt{\frac{2}{4.34 + 1}} = \\
 &= 36,941\text{mm}
 \end{aligned}$$

O comprimento L é obtido através da equação 3.6

$$\begin{aligned}
 L &= \frac{1}{2fr\sqrt{\epsilon_{reff}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} - 2\Delta L = \\
 &= \frac{c}{2fr\sqrt{\epsilon_{reff}}} - 2\Delta L = \\
 &= \frac{300.10^6}{2 * 2450.10^6 \sqrt{4,0247}} - 2 * 0,739.10^{-3} = \\
 &= 28,6087\text{mm}
 \end{aligned}$$

$\epsilon_{reff}$  é a permitividade relativa efectiva do meio envolvente da antena (combinação do  $\epsilon_r$  do dieléctrico com o  $\epsilon_r$  do ar).

$\Delta L$  é a extensão do campo eléctrico fora do condutor, que é dado pela equação 3.7 [1].

$$\begin{aligned}
 \Delta L &= h \times 0.412 \times \frac{(\epsilon_{reff} + 0,3)\left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\epsilon_{reff} - 0,258)\left(\frac{W}{h} + 0,8\right)} = \\
 &= 1,6e^{-3} \times 0.412 \times \frac{(4,0247 + 0,3)\left(\frac{36,941e^{-3}}{1,6e^{-3}} + 0,264\right)}{(4,0247 - 0,258)\left(\frac{36,941e^{-3}}{1,6e^{-3}} + 0,8\right)} =
 \end{aligned}$$

$$= 0,739 \cdot 10^{-3} \text{mm}$$

A resistência de radiação na frequência de ressonância foi calculada através da equação 2.4 [3].

$$R_r = 90 \times \left( \frac{\epsilon_r^2}{\epsilon_r - 1} \right) \left( \frac{L}{W} \right)^2 =$$

$$= 304,4 \Omega$$

#### 4.1.2 Alimentação

A antena dimensionada apresenta uma elevada impedância de entrada, isto faz com que seja necessária uma adaptação para obter a máxima transferência de potência entre a antena e o sistema ao qual esta será ligada, que em geral tem uma impedância característica de  $50\Omega$ .

Para fazer esta adaptação neste caso utilizou-se uma linha de  $\lambda/4$  [4]. A impedância característica para linha de  $\lambda/4$  pode ser determinada através da equação 2.5.

$$Z = \sqrt{(Z_L \times Z_0)} =, \quad (4.1)$$

$$= \sqrt{(304 \times 50)} =,$$

$$= 123\Omega$$

Esta linha de transmissão com  $123 \Omega$  vai ter uma largura no substrato de  $0,383 \text{mm}$ .

A linha de  $\lambda/4$  foi desenhada com uma transição gradual dos  $50\Omega$  para os  $123\Omega$ , com o objectivo de aumentar a largura de banda da adaptação (fig. 4.1)

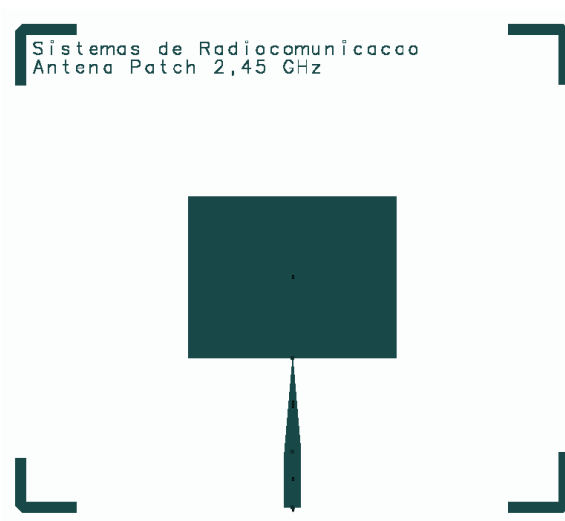


Figura 4.1 – Layout da antena 2.45 GHz [Anexo A]

## 4.2 Simulação Electromagnética

Para fazer a simulação do comportamento da antena, foi preciso utilizar um programa que realize uma simulação electromagnética da antena, o HFSS <sup>TM</sup>.

HFSS <sup>TM</sup> é um simulador electromagnético onda completa (EM) de alto desempenho em 3D para dispositivos passivos. Ele integra simulação, visualização, modelagem e automação num ambiente fácil de utilizar para resolução de problemas 3D EM rapidamente e preciso. Ansoft HFSS emprega o Método dos Elementos Finitos (FEM), meshing adaptável e gráficos para dar-lhe uma performance inigualável e conhecimento para todos os seus problemas EM 3D.

Ansoft HFSS pode ser usado para calcular parâmetros como (S, Y, Z), frequência ressonante, visualização 3D dos campos electromagnéticos(near- and far-field ) gerar modelos Full-SPICE Wave <sup>TM</sup> para utilizar em simuladores de circuitos, avaliar eficientemente a qualidade do sinal, incluindo as perdas da via de transmissão, perdas de reflexão devido à impedância desacoplada e capacidades parasitárias,.

Com os dados obtidos no dimensionamento (Cap. 4.1) e o desenho da antena (Figura 4.1), criamos a estrutura para simular no programa HFSS (Figura 4.2).

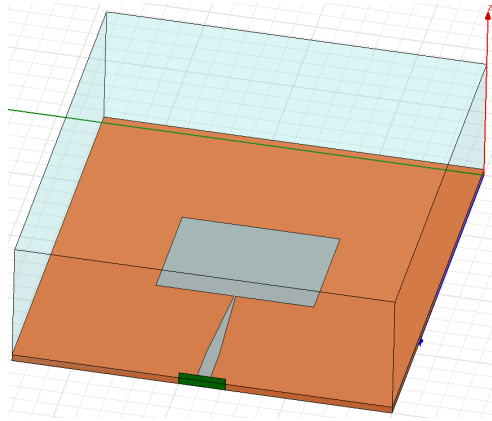


Figura 4.2 – Estrutura antena 2,45GHz (HFSS v10 tm)

#### 4.2.1 Resultados Obtidos

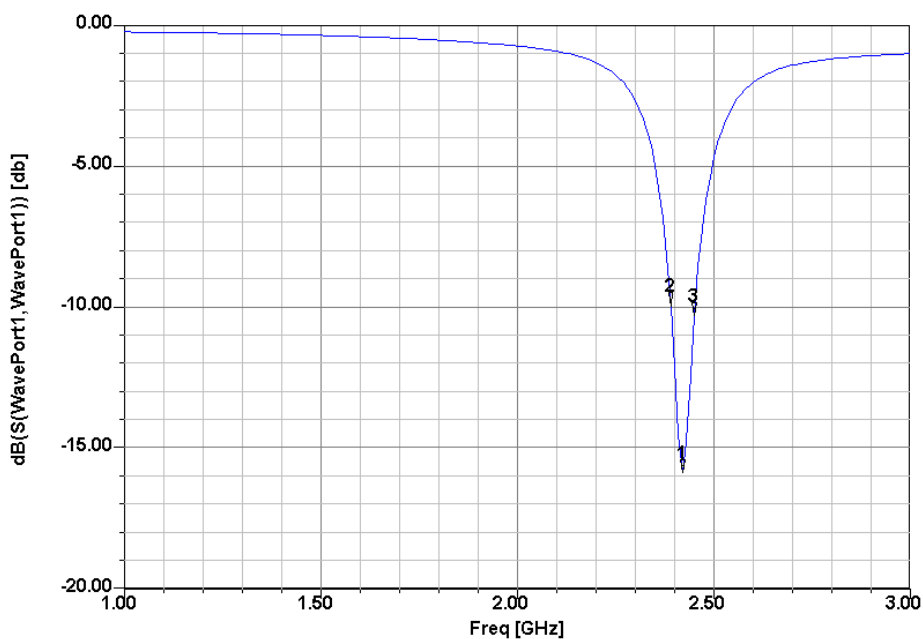
Como resultados da simulação obtemos alguns parâmetros fundamentais da antena como ganho, largura de feixe, direcção máxima do sinal e relação frente-costas(F/B - "Front-to-Back ratio"), o que está indicado na tabela 4.1

Verificamos que a frequência de ressonância obtida é de 2.42GHz o que é próximo dos 2,45GHz pretendidos para este projecto, a Largura de Banda de 60 MHz é que é um pouco abaixo do aceitável para redes Wifi (100 MHz). O valor do Coeficiente de reflexão é de -17 dB.

A antena tem os seguintes diagramas polares de radiação no plano E no plano H (figura 4.4). Podemos verificar na tabela 4.2 os parâmetros obtidos através deste diagrama.

Tabela 4.1 – Parametros da antena planar 2.45 GHz

Plano	Antena planar
Frequência de ressonância	2.42 GHz
Coeficiente de reflexão	-17 dB
Largura de Banda	60 MHz



$$f_1 = 2.42 \text{ GHz} ; f_2 = 2.39 \text{ GHz} ; f_3 = 2.45 \text{ GHz}$$

Figura 4.3 – Coeficiente de reflexão (S11) da antena 2.45 GHz na simulação HFSS

Tabela 4.2. Parâmetros simulados da antena planar Diagrama de radiação

Plano	Plano E	Plano H
Direcção máxima	0°	0°
Directividade	6.472 dB	6.472 dB
Ganho	2.315 dB	2.315 dB
Relação Frente Costas	-	17.983 dB
Pontos a -3 dB	-45° e 50°	-39° e 40°
Largura de Feixe	95°	79°



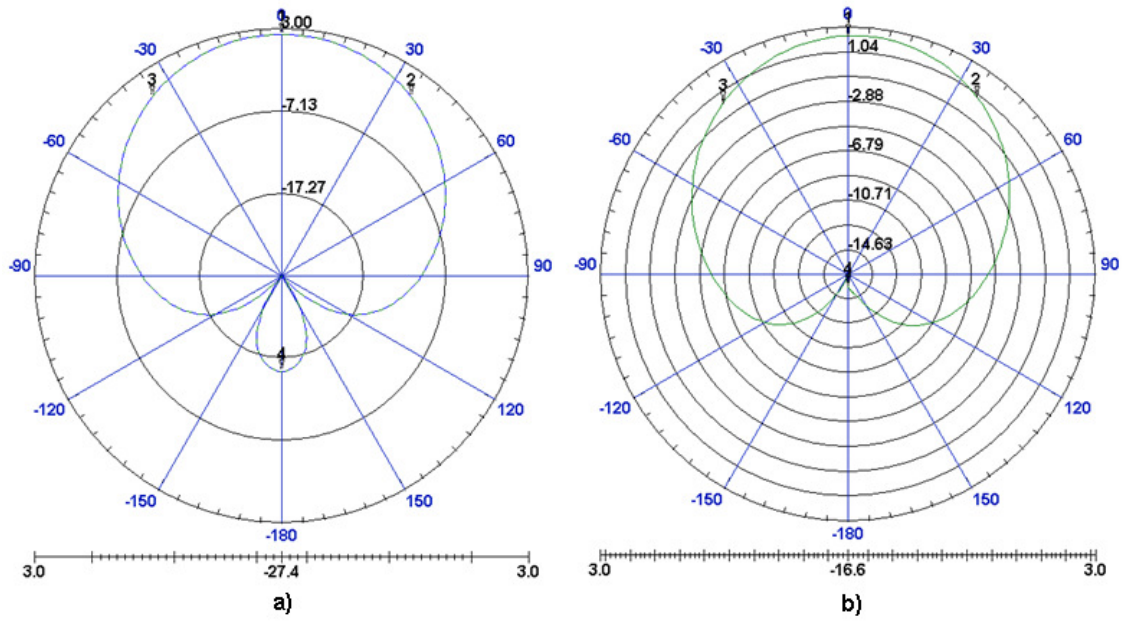


Figura 4.4 – Diagrama de Radiação polar no plano H a) e plano E b)



## Capítulo 5

# Construção e Simulação da Antena Microstrip 2.45 GHz com EBG

### 5.1. Dimensionar Estrutura EBG para 2,45 GHz

Existem vários tipos de estruturas EBG que já foram investigadas em outros trabalhos e mencionadas anteriormente (Cap. 3.2.2).

Neste estudo vou usar uma estrutura EBG uni planar UC-EBG quadrada (Figura 5.1) e sievenpiper (Figura 5.2). Estas estruturas têm a vantagem de serem de fácil construção, sendo a UC-EBG a mais simples. Na estrutura UC-EBG vou usar o conjunto periódico de quadrados metálicos sem estarem ligados, visto que, para a minha simulação HFSS consigo obter os dados necessários para este trabalho.

O método para calcular a dimensão dos patch metálicos e o espaçamento entre eles é feito através da simulação em HFSS usando o método FDTD. Isto é feito numa linha de transmissão microstrip de 50 ohm entre duas fontes. Debaixo desta linha introduzimos a estrutura EBG pretendida e introduzimos uma frequência que varia de 1 – 10 GHz (fig.5.3). Como a estrutura EBG actua como um filtro que só deixa passar certas frequências, no diagrama de coeficiente de reflexão vai mostrar quais as frequências ressonantes desta estrutura (Figura 5.4).

Este método pode demorar devido a tentativa e erro mas é bastante mais preciso relativamente ao método LC.

Podemos ver na Figura 5.4 que a estrutura EBG sievenpiper tem uma frequência ressonante entre 2.02 GHz e 2.64 GHz o que é bom para a nossa antena que funciona nos 2.45 GHz. Também podemos ver que ela também tem outra frequência ressonante perto dos 6 GHz o que significa que esta estrutura também pode funcionar para antenas nessas frequências.

Depois de vários testes usamos uma estrutura quadrada sem vias com as seguintes dimensões:

$$A \times L = 10 \times 10 \text{ mm}$$

Espaçamento  $g = 0.4 \text{ mm}$

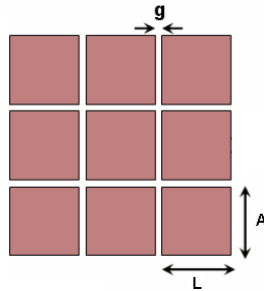


Figura 5.1 – Estrutura EBG 3x3

Outra estrutura EBG usada com bons resultados é em sievenpiper e que vai ter a seguintes dimensões:

$A \times L = 10 \times 10 \text{ mm}$

Espaçamento  $g = 0.4 \text{ mm}$

Diâmetro da via  $d = 0.8 \text{ mm}$

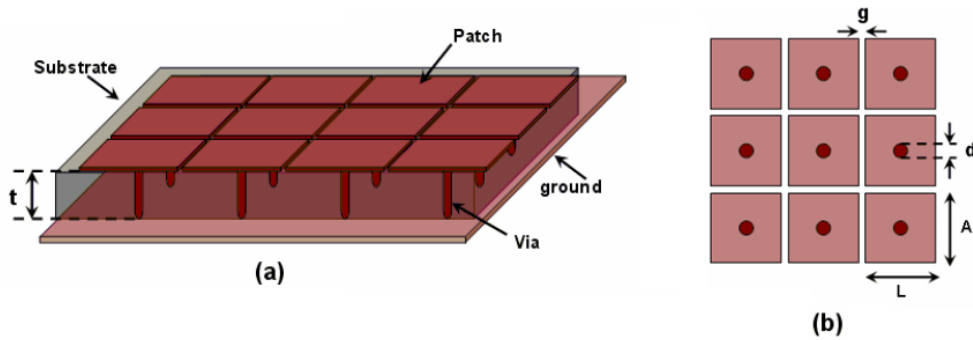


Figura 5.2 – Estrutura EBG 3x3 sievenpiper a) perspectiva b) vista de cima [54]

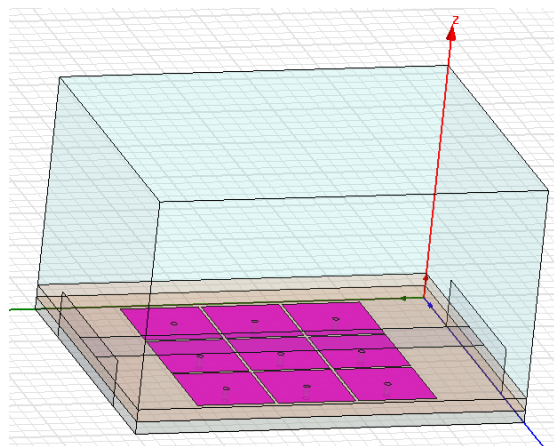
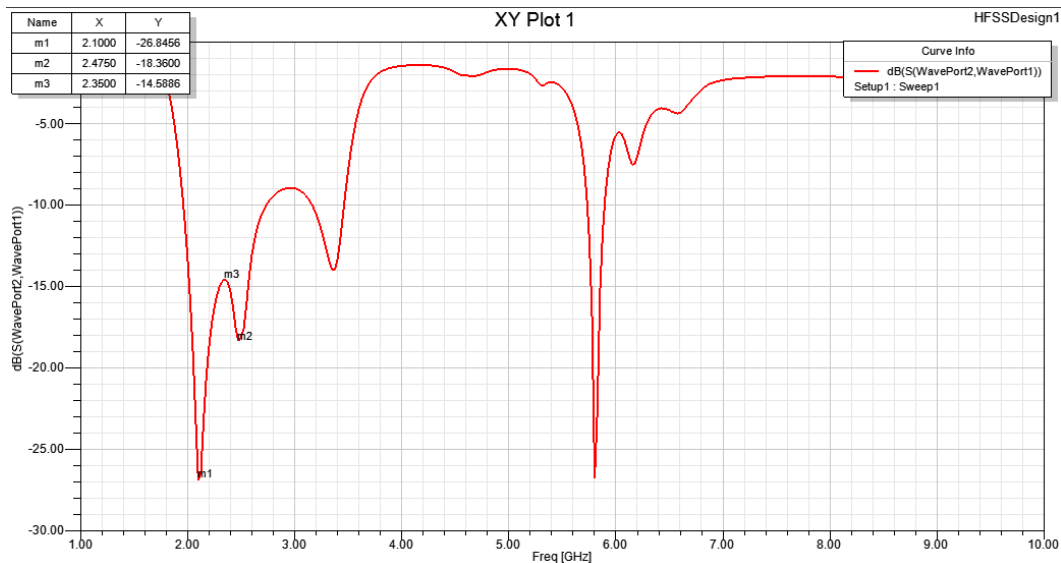


Figura 5.3 – Modelo da linha microstrip com estrutura EBG sievenpiper



$$f_1 = 2.1\text{GHz} ; f_2 = 2.47\text{ GHz} ; f_3 = 2.35\text{ GHz}$$

Figura 5.4 – Coeficiente de reflexão da linha microstrip com estrutura EBG sievenpiper

## 5.2. Testes de Antenas com Varias Estrutura EBG para 2,45 GHz

### 5.2.1 Antena 2.45GHz com Estrutura EBG no mesmo plano.

Introduzimos uma estrutura EBG (Figura 5.5) de 2 linhas, a) uni-planar e b) sievenpiper em volta da antena.

Com esta nova antena fizemos vários testes com o HFSS v10 para saber os seus parâmetros, e obtivemos os seguintes resultados, no coeficiente de reflexão (tab. 5.1) e radiação (tab. 5.2 e 5.3) para ambas as estruturas EBG.

Podemos verificar (tab.5.1) que na antena com estrutura uni-planar a frequência ressoante é de 2.41 GHz e de sievenpiper 2.43 GHz e que estão um pouco desviados mas próximo do pretendido.

No diagrama de radiação verificamos que há um aumento no ganho e directividade na antena embora ligeiro (tab. 5.2)

Neste caso a estrutura EBG sievenpiper, o que introduz uma ligação do patch até a terra através de uma via. Esta estrutura esta também em volta da antena Figura 5.4b.

Podemos verificar que frequência de corte ( $f_2$ ) está centrada em 2,38 GHz e a largura de banda (70 MHz) é igual a padrão, como o valor do Coeficiente de reflexão (-17.05 dB).

No diagrama de radiação verificamos que há um aumento no ganho e directividade na antena embora ligeiro (tab. 5.2)

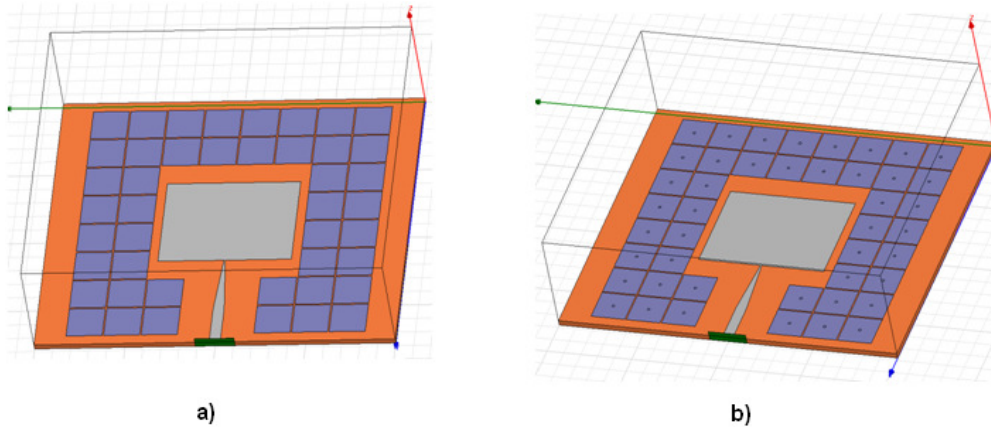
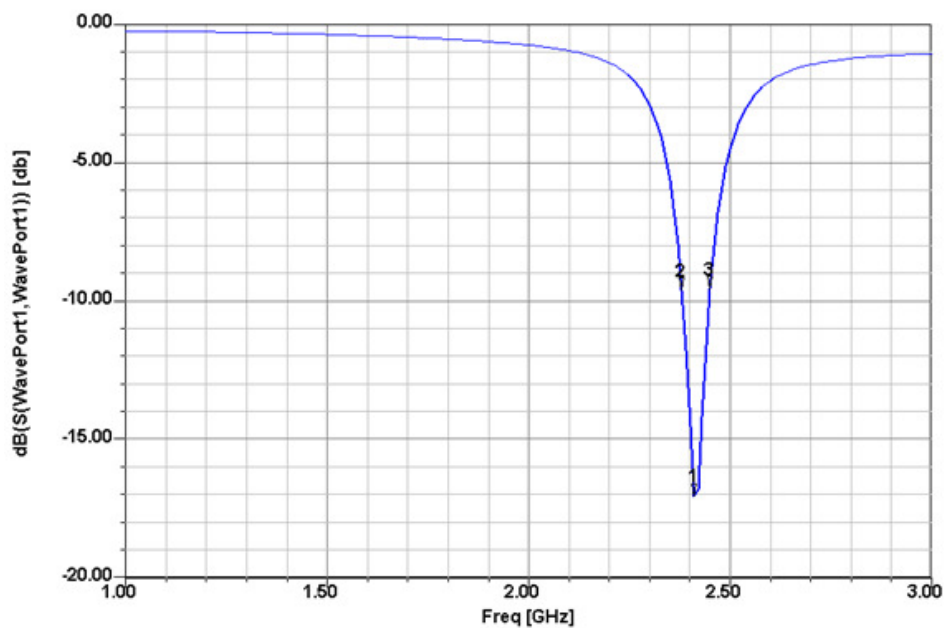


Figura 5.5 – Antena 2.45 GHz com estrutura EBG a) uniplanar e b) sievenpiper.

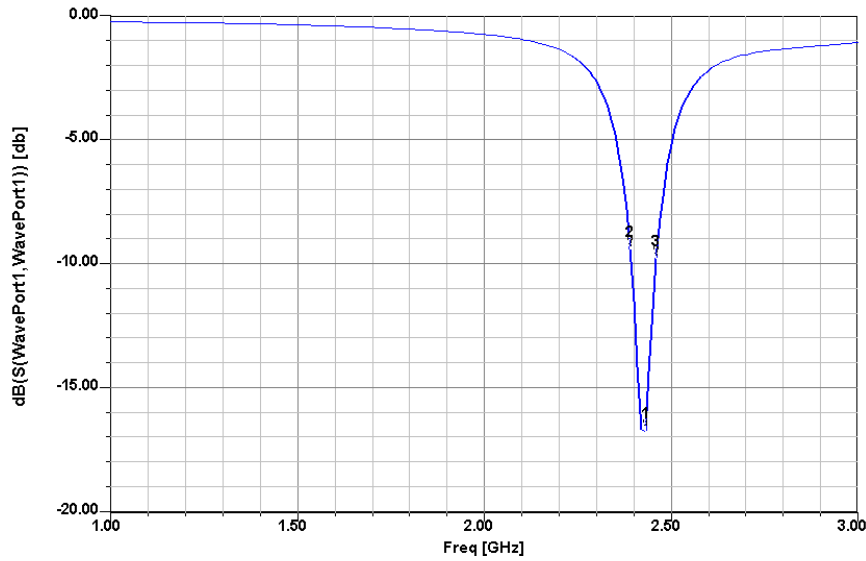
Tabela 5.1 – Valores do coeficiente de reflexão da antena com e sem estrutura EBG sem vias e sievenpiper.

Plano	Antena planar sem EBG	Antena com EBG Sem vias	Antena com EBG sievenpiper
Frequência de corte	2.42 GHz	2.41 GHz	2.43 GHz
Coeficiente de reflexão	-17 dB	-17.05 dB	-16.71 dB
Largura de Banda	60 MHz	70 MHz	70 MHz



$$f_1 = 2.41 \text{ GHz} ; f_2 = 2.38 \text{ GHz} ; f_3 = 2.45 \text{ GHz} \quad \text{Ganho de retorno} = -17 \text{ dB}$$

Figura 5.6 – Coeficiente de reflexão da antena 2.45GHz com EBG uni planar



$$f_1 = 2.43 \text{ GHz} ; f_2 = 2.39 \text{ GHz} ; f_3 = 2.46 \text{ GHz} \quad \text{Ganho de retorno} = -16.71 \text{ dB}$$

Figura 5.7 – Coeficiente de reflexão da antena 2.45GHz com EBG sievenpiper

Tabela 5.2 – Parâmetros medidos da antena planar com estrutura EBG uni-planar no Diagrama de Radiação

Plano	Plano E	Plano H
Direcção máxima	0°	0°
Directividade	6.605 dB	6.605 dB
Ganho	2.725 dB	2.725 dB
Relação Frente Costas	0 dB	18.856 dB
Pontos a -3 dB	-49° e 50°	-40° e 40°
Largura de Feixe	99°	80°

Tabela 5.3 – Parâmetros medidos da antena planar com estrutura EBG sievenpiper no Diagrama de Radiação

Plano	Plano E	Plano H
Direcção máxima	0°	0°
Directividade	6.432 dB	6.432 dB
Ganho	2.414 dB	2.414 dB
Relação Frente Costas	0 dB	17.842 dB
Pontos a -3 dB	-45° e 50°	-35° e 35°
Largura de Feixe	95°	70°

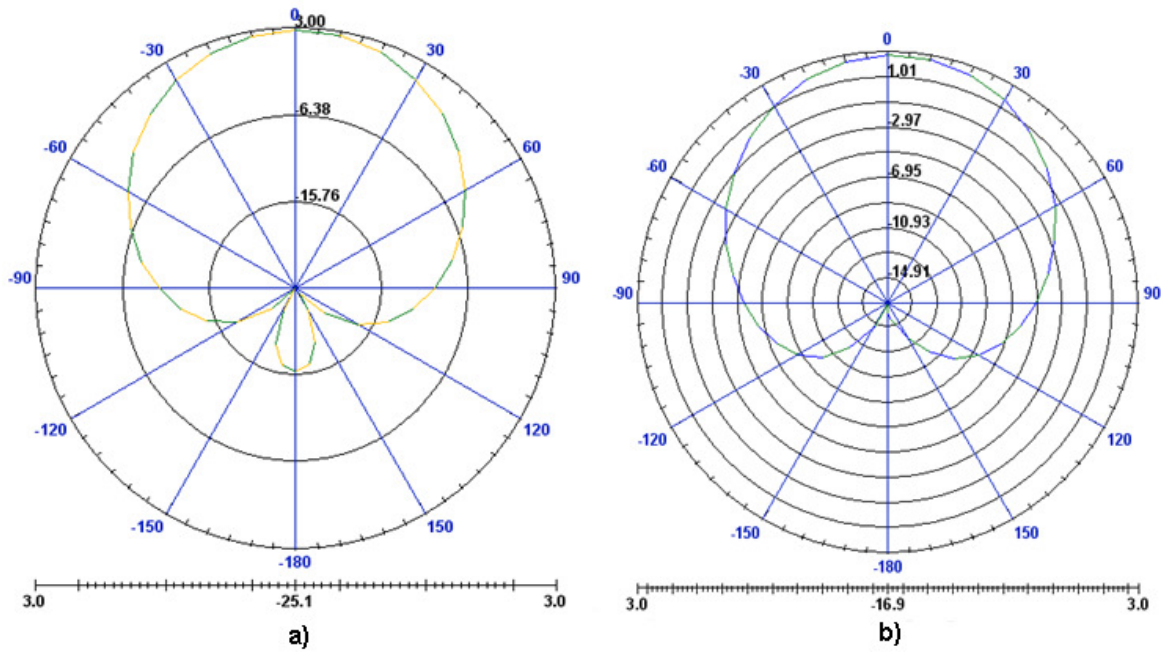


Figura 5.8 – Diagrama de Radiação polar no plano H a) e plano E b) EBG uni-planar

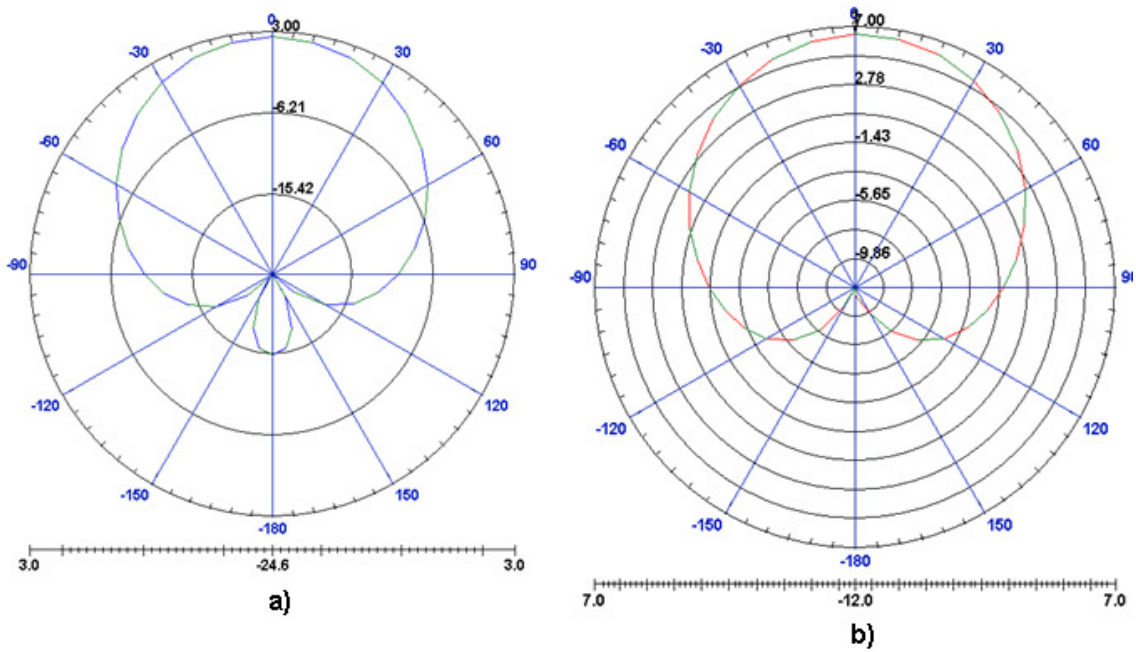


Figura 5.9 – Diagrama de Radiação polar no plano H a) e plano E b) EBG sevenpiper



### 5.2.2 Antena 2.45GHz com Estrutura EBG sanduíche.

Outro método de introduzir uma estrutura EBG é entre o plano de terra e a antena (Figura 5.10). Isto faz com que a nova antena vai ter um substrato de maior espessura o que implica um aumento da extensão do campo eléctrico fora do condutor ( $\Delta L$ ), o que leva a alteração da linha de alimentação 50 ohm. Esta alteração faz com que os valores dos parâmetros da antena padrão sejam alterados.

#### 5.2.2.1. Estrutura EBG 8x8 no plano terra

Utilizamos uma estrutura EBG sem via e sievenpiper, mas neste caso a estrutura é 8x8 como mostra a Figura 5.9.

Com a estrutura 8x8 sem via verificamos que o coeficiente de reflexão (Figura 5.9a) tem um ligeiro aumento -16,56 dB e à frequência ressonante de 2.18 GHz a largura de banda é de 80 MHz o que significa um aumento comparado com a antena sem EBG.

Já relativamente ao diagrama de radiação (Figura 5.13), verificamos que o seu ganho (-4.26 dB, Tab.5.5) diminui e bastante, o que leva a uma diminuição do seu desempenho.

Uma estrutura 8x8 EBG sievenpiper o coeficiente de reflexão (Figura 5.10) mostra vários valores de frequência ressonante. Verificamos que a largura de banda é mais estreita que o padrão.

Já no diagrama de radiação verificamos que este tipo de estrutura é impraticável para antenas, visto que temos uma redução significativa do ganho. ???????

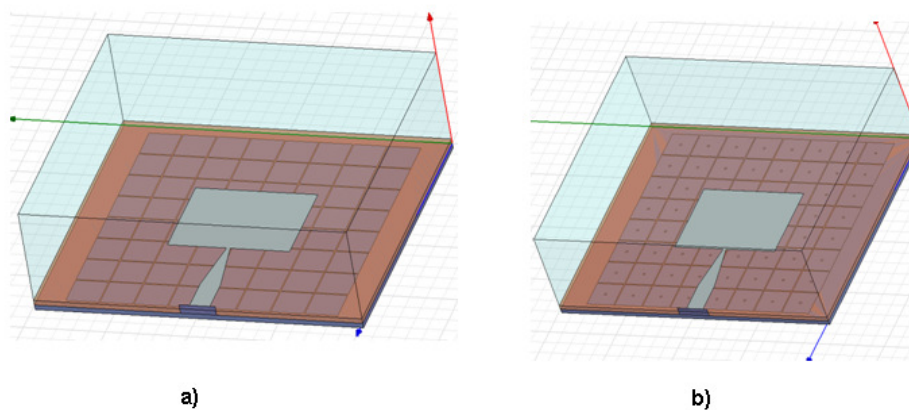
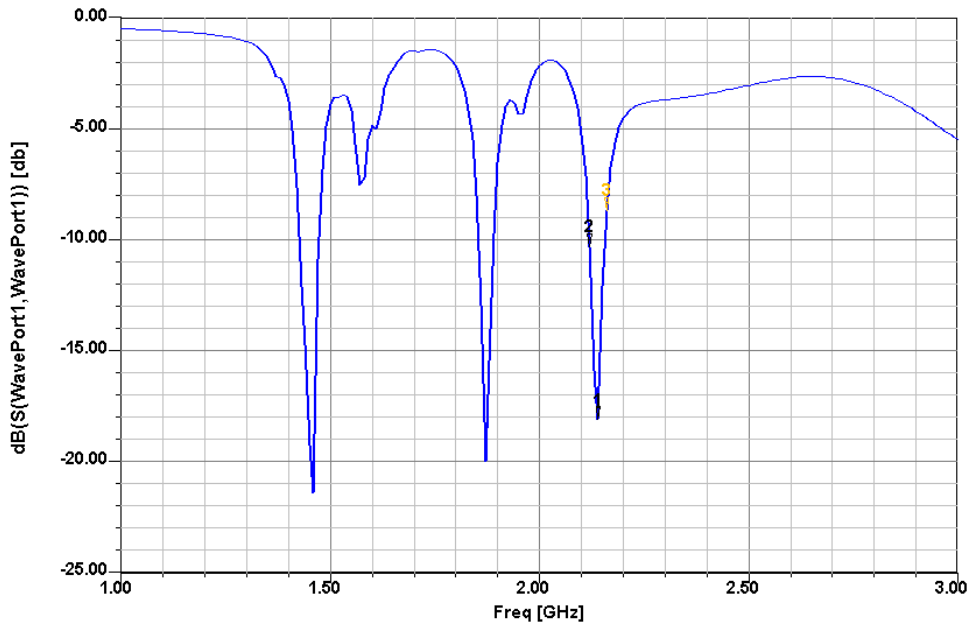


Figura 5.10 – Antena Microstrip com estrutura EBG a) sem vias e b) sievenpiper em sanduíche

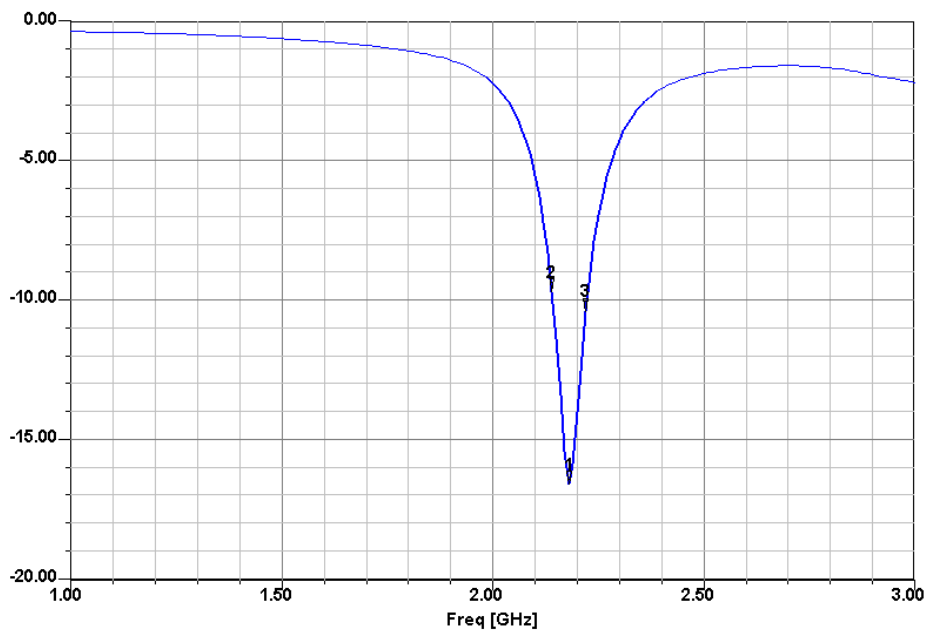
Tabela 5.4 – Parametros medidos do coeficiente de reflexão da antena com e sem estrutura EBG 8x8

	Antena planar sem EBG	Antena com EBG Sem via	Antena com EBG sievenpiper
Frequência ressonante	2.40 GHz	2.18 GHz	2.14 GHz
Coeficiente de reflexão	-11.04 dB	-16.56 dB	-18.06 dB
Largura de Banda	50 MHz	80 MHz	40 MHz



$f_1 = 2.14 \text{ GHz}$  ;  $f_2 = 2.12 \text{ GHz}$  ;  $f_3 = 2.16 \text{ GHz}$     *Ganho de retorno* =  $-18.06 \text{ dB}$

Figura 5.11 – Coeficiente de reflexão da antena 8x8 EBG sievenpiper



$f_1 = 2.18 \text{ GHz}$  ;  $f_2 = 2.14 \text{ GHz}$  ;  $f_3 = 2.22 \text{ GHz}$     *Ganho de retorno* =  $-16.56 \text{ dB}$

Figura 5.12 – Coeficiente de reflexão da antena 8x8 UC-EBG

Tabela 5.5 – Parâmetros da antena com estrutura EBG 8x8 sem vias no Diagrama de Radiação

Plano	Plano E	Plano H
Direcção máxima	0°	0°
Directividade	6.018 dB	6.018 dB
Ganho	3.421 dB	3.421 dB
Relação Frente Costas	-	19.87 dB
Pontos a -3 dB	-45° e 55°	-40° e 40°
Largura de Feixe	100°	80°

Tabela 5.6 – Parâmetros da antena com estrutura EBG 8x8 sievenpiper no Diagrama de Radiação

Plano	Plano E	Plano H
Direcção máxima	-10°	10°
Directividade	-0.448 dB	-0.332 dB
Ganho	-14.962	-14.85 dB
Relação Frente Costas	-	-
Pontos a -3 dB	-60° e 40°	-30° e 45°
Largura de Feixe	100°	75°

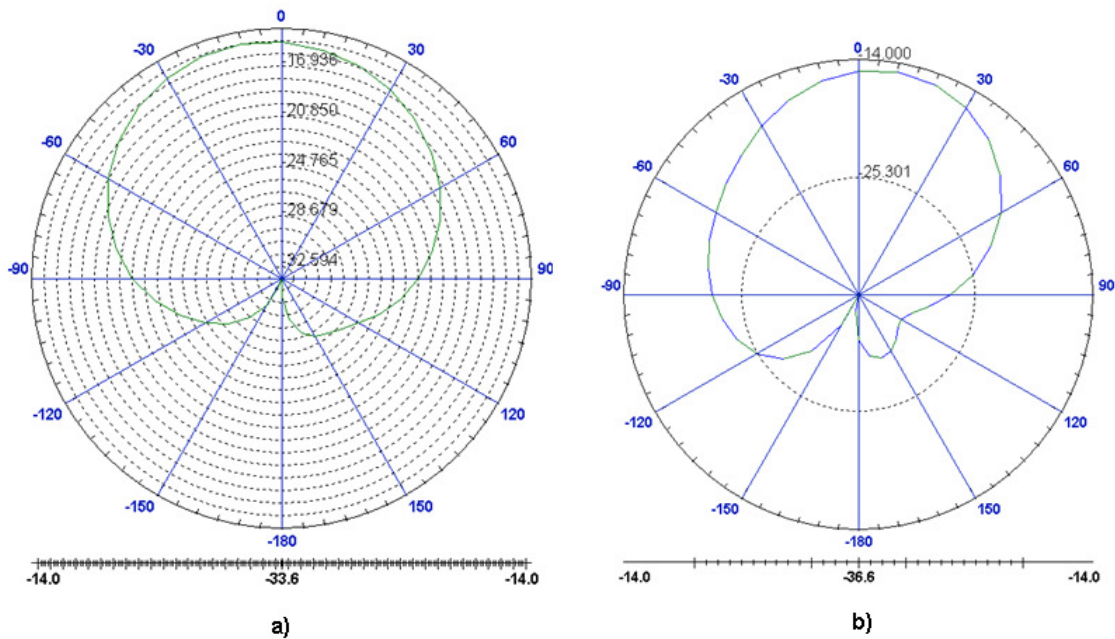


Figura 5.13 – Diagrama de Radiação polar no plano a) H e b) E da antena com EBG sievenpipers

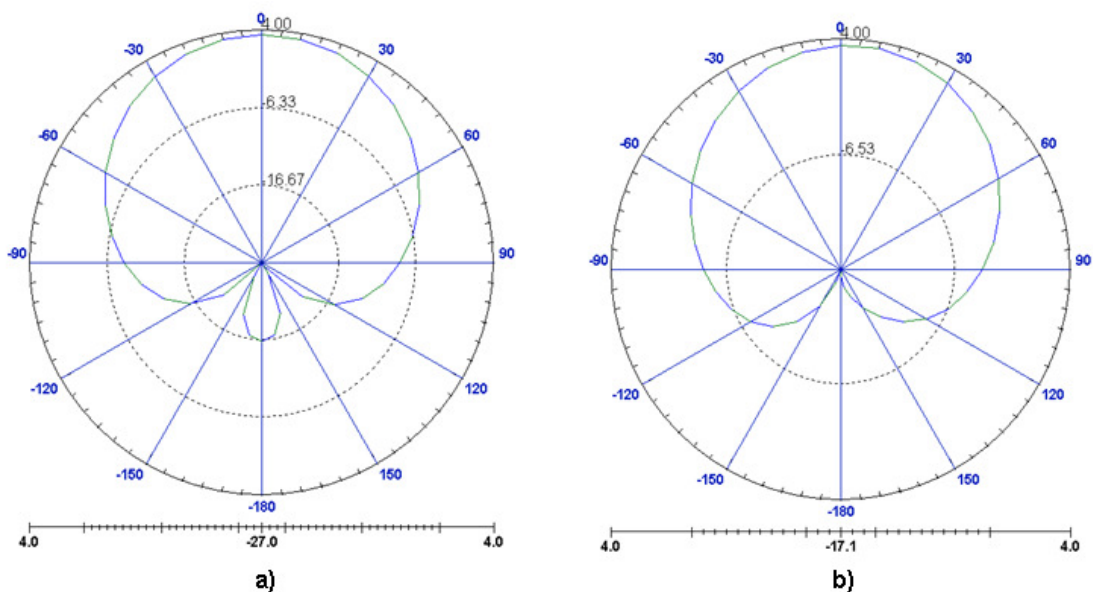


Figura 5.14 – Diagrama de Radiação polar no plano a) H e b) E da antena com EBG sem vias

#### 5.2.2.2. Estrutura EBG em volta do patch radiante no plano terra

Esta estrutura EBG é parecida com a testada no em 5.2.1 a diferença é que a camada de EBG é introduzida no plano de terra da antena. Isto deve-se a que foi mencionado em outros trabalhos [61 ] que se não tivermos EBG debaixo do patch radiante, vamos ter melhor ganho, directividade e largura de feixe ou seja uma melhor radiação da antena. Ao fazer isto temos a desvantagem de reduzir a largura de banda obtida no cap.5.2.2.1.

Podemos ver que este tipo de estrutura uc-ebg (Figura 5.15a) e sievenpiper (Figura 5.15b) melhora os parâmetros da antena planar, comprovado na tabela 5.7 .

Neste caso a melhor opção é a de uma estrutura EBG sievenpiper (Figura 5.14b) visto que o coeficiente de reflexão é melhor (-18.86 dB) e a largura de banda de 140 MHz é um valor bastante aceitável visto que o necessário é de 100 MHz.

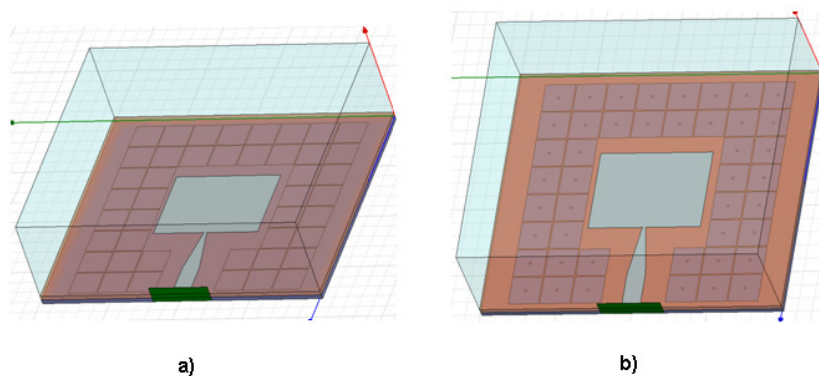
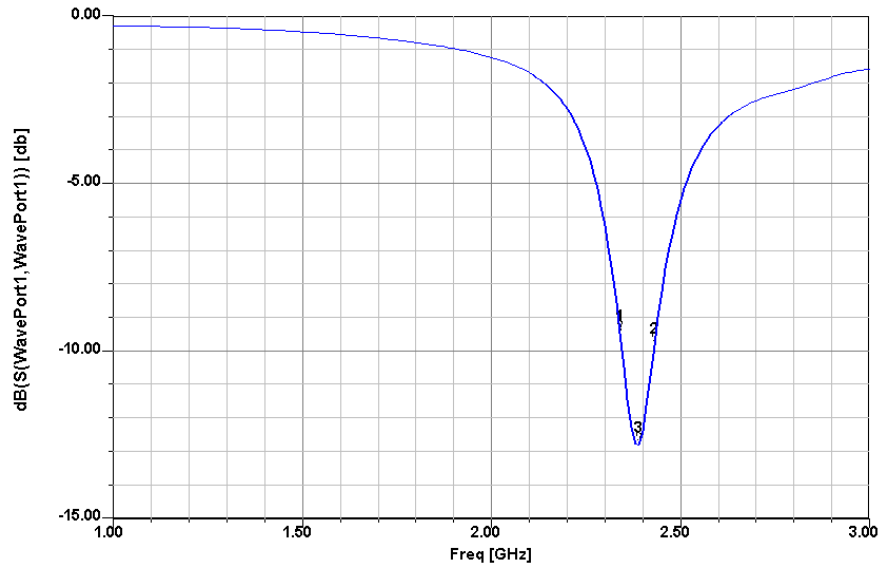


Figura 5.15 – Antena Microstrip com estrutura EBG a) uni planar e b) sievenpiper no plano terra

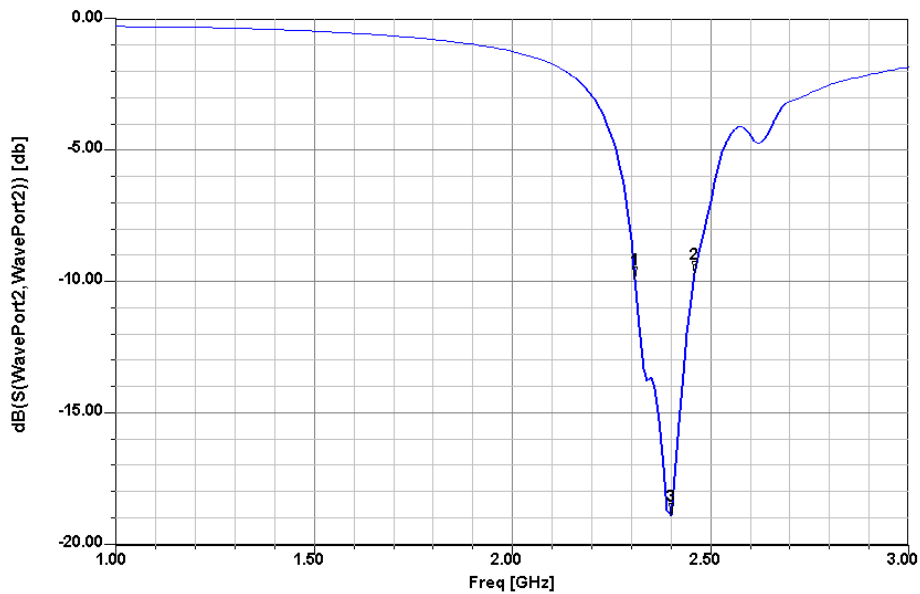
Tabela 5.7 – Parâmetros medidos da antena com estrutura EBG sievenpiper no Diagrama de Radiação

	Antena Microstrip sem EBG	Antena Microstrip com UC-EBG	Antena Microstrip com EBG sievenpiper
Frequência ressonante	2.40 GHz	2.39 GHz	2.40 GHz
Coeficiente de reflexão	-11.04 dB	-12.81 dB	-18.86 dB
Largura de Banda	50 MHz	80 MHz	140 MHz



$f_1 = 2.34 \text{ GHz} ; f_2 = 2.43 \text{ GHz} ; f_3 = 2.39 \text{ GHz}$     *Ganho de retorno* = -12.81 dB

Figura 5.16 – Coeficiente de reflexão da antena 2.45GHz com UC-EBG



$f_1 = 2.31 \text{ GHz} ; f_2 = 2.46 \text{ GHz} ; f_3 = 2.4 \text{ GHz}$     *Ganho de retorno* = -18.86 dB

Figura 5.17 – Coeficiente de reflexão da antena 2.45GHz com EBG sievenpiper

Tabela 5.8 – Parâmetros medidos da antena com estrutura UC-EBG no Diagrama de Radiação

Plano	Plano E	Plano H
Direcção máxima	0°	0°
Directividade	6.457	6.457
Ganho	4.24 dB	4.24 dB
Relação Frente Costas	-	19.662 dB
Pontos a -3 dB	-45° e 45°	-35° e 35°
Largura de Feixe	90°	70°

Tabela 5.9 – Parâmetros medidos da antena com estrutura EBG sevenpiper no Diagrama de Radiação

Plano	Plano E	Plano H
Direcção máxima	10°	0°
Directividade	6.035	5.887
Ganho	2.950	2.801
Relação Frente Costas	-	19.126
Pontos a -3 dB	-35° e 65°	-40° e 40°
Largura de Feixe	100°	80°

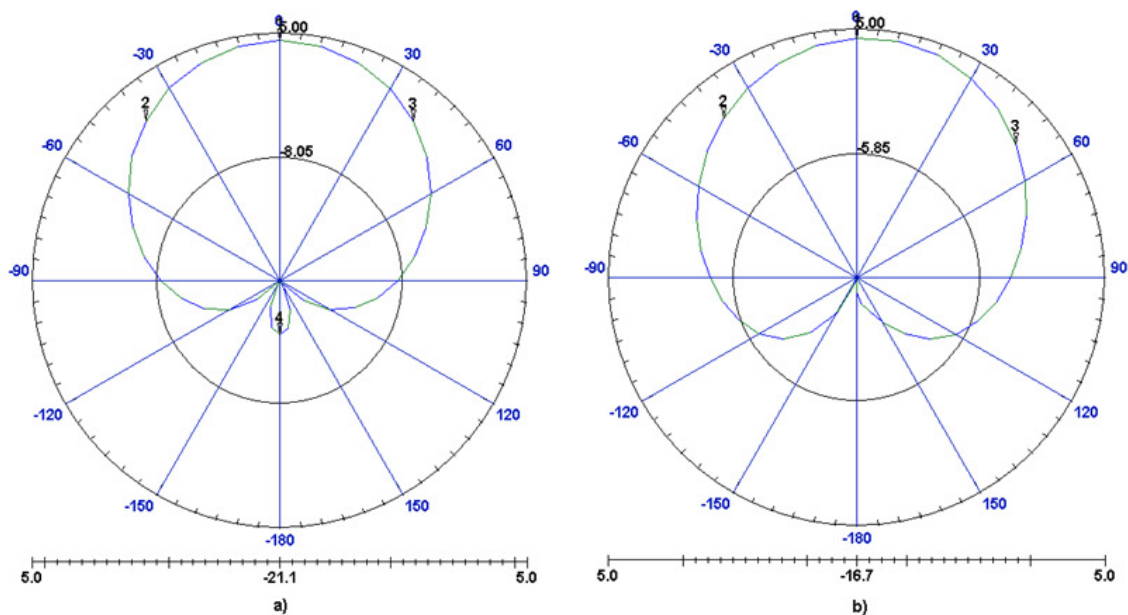


Figura 5.18 – Diagrama de Radiação polar no plano a) H e b) E da antena com EBG sem vias

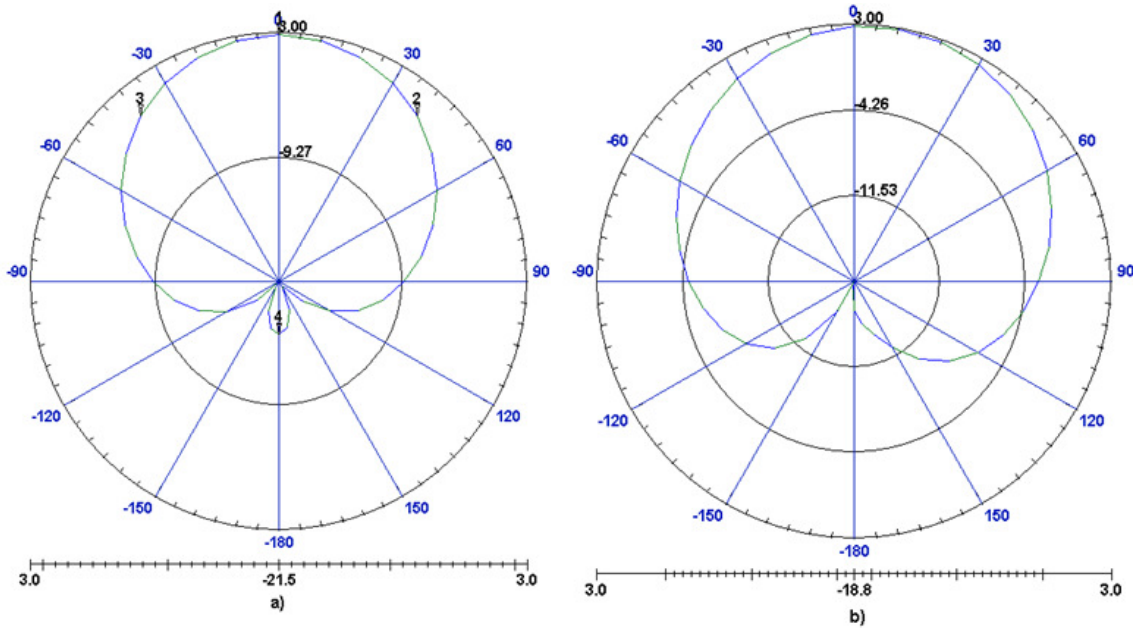


Figura 5.19 – Diagrama de Radiação polar no plano a) H e b) E da antena com EBG sievenpiper

### 5.2.2.3. Estrutura EBG em volta da antena no mesmo plano e no plano terra

Visto que as estrutura EBG nos dois casos anteriores cap. 5.2.2.1 e 5.2.2.3 obtiveram melhorias no ganho e directividade no primeiro caso e no segundo caso conseguimos melhorar a largura de banda da antena mas com alguma perda no ganho. Então criamos uma antena em que tem a estrutura EBG a volta da antena (cap.5.2.2.1) e na parte do plano terra (cap.5.2.2.3) para podermos obter o melhor dos dois casos (5.19 a e b).

Como podemos verificar na tabela 5.10, a junção destas estruturas obtivemos melhores resultados que elas separadas.

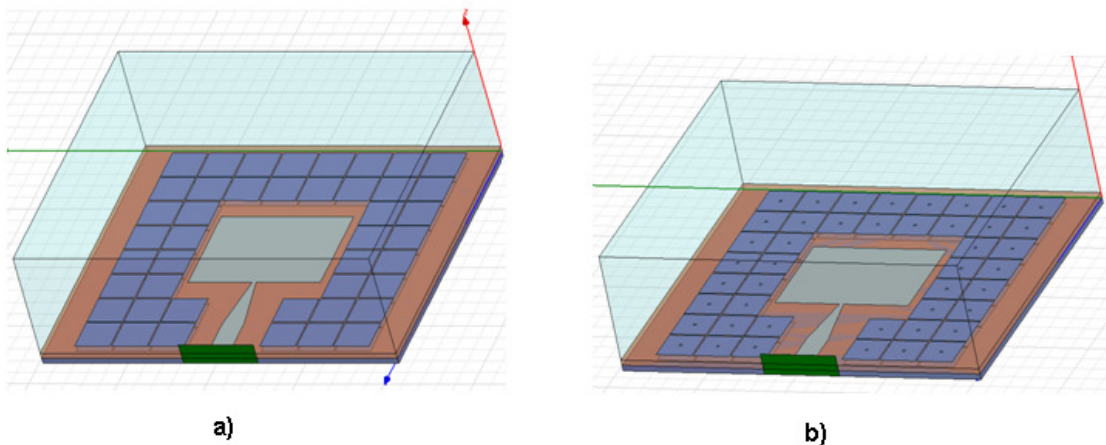
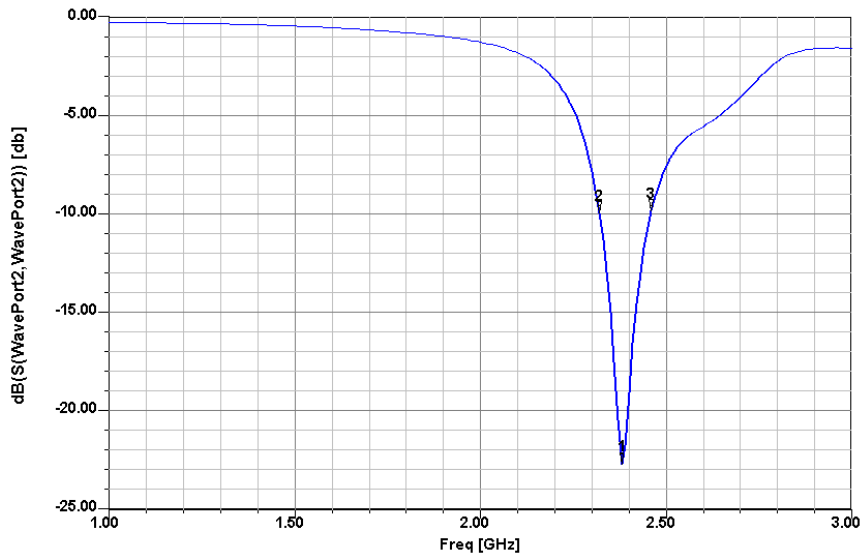


Figura 5.20 – Antena com estrutura EBG a) uni planar e b) sievenpiper no plano terra e em volta da antena



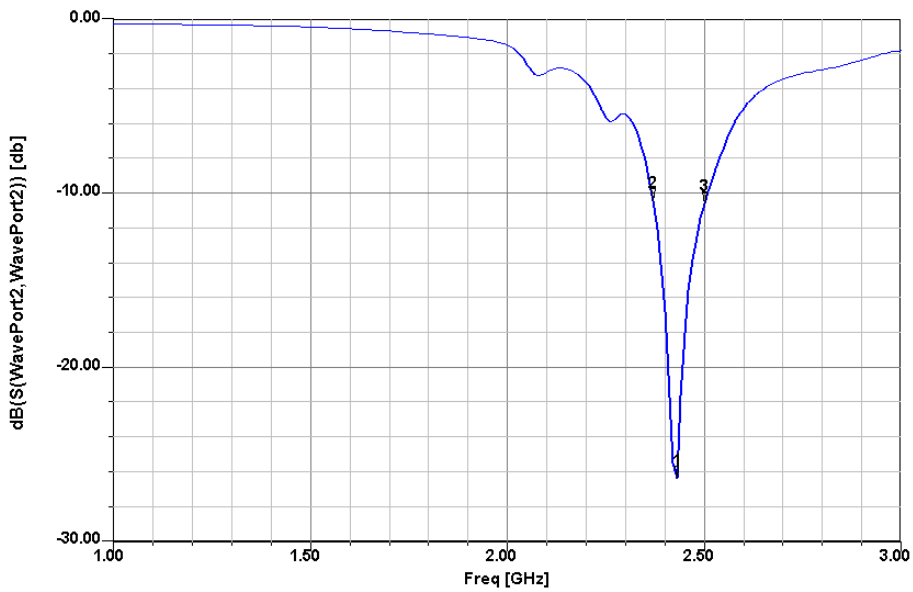
Tabela 5.10 – Parâmetros medidos da antenna com estruturas EBG

	Antena planar sem EBG	Antena com EBG Sem via	Antena com EBG sievenpiper
Frequência ressonante	2.40 GHz	2.38 GHz	2.43 GHz
Coeficiente de reflexão	-11.04 dB	-22.67 dB	-26.36 dB
Largura de Banda	50 MHz	140 MHz	130 MHz



$f_1 = 2.38 \text{ GHz}$  ;  $f_2 = 2.32 \text{ GHz}$  ;  $f_3 = 2.46 \text{ GHz}$     *Ganho de retorno = -22.67 dB*

Figura 5.21 – Coeficiente de reflexão da antena 2.45GHz com EBG sem vias



$f_1 = 2.43 \text{ GHz}$  ;  $f_2 = 2.37 \text{ GHz}$  ;  $f_3 = 2.5 \text{ GHz}$     *Ganho de retorno = -26.36 dB*

Figura 5.22 – Coeficiente de reflexão da antena 2.45GHz com EBG sievenpiper



Tabela 5.11 – Parâmetros medidos da antena com estrutura UC-EBG no Diagrama de Radiação

Plano	Plano E	Plano H
Direcção máxima	0°	0°
Directividade	6.932	6.932
Ganho	5.122	5.122
Relação Frente Costas	-	23.073
Pontos a -3 dB	-35° e 45°	-32° e 35°
Largura de Feixe	80°	67°

Tabela 5.12 – Parâmetros medidos da antena com estrutura EBG sievenpiper no Diagrama de Radiação

Plano	Plano E	Plano H
Direcção máxima	0°	0°
Directividade	6.298	6.277
Ganho	4.471	4.430
Relação Frente Costas	-	19.575
Pontos a -3 dB	-45° e 45°	-35° e 35°
Largura de Feixe	90°	70°

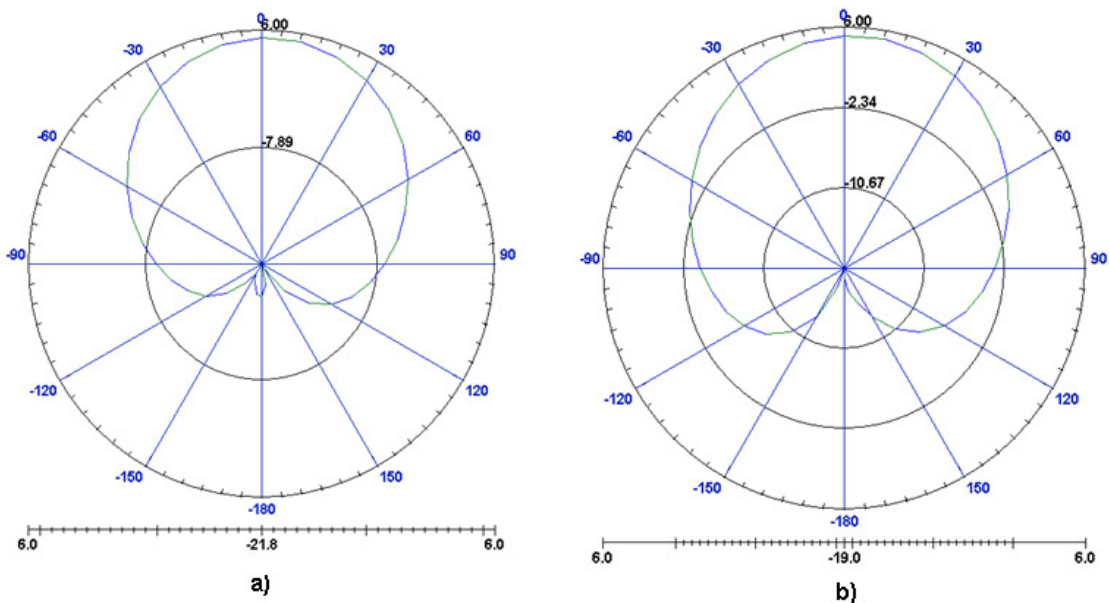


Figura 5.23 – Diagrama de Radiação polar no plano a) H e b) E da antena com EBG sem vias

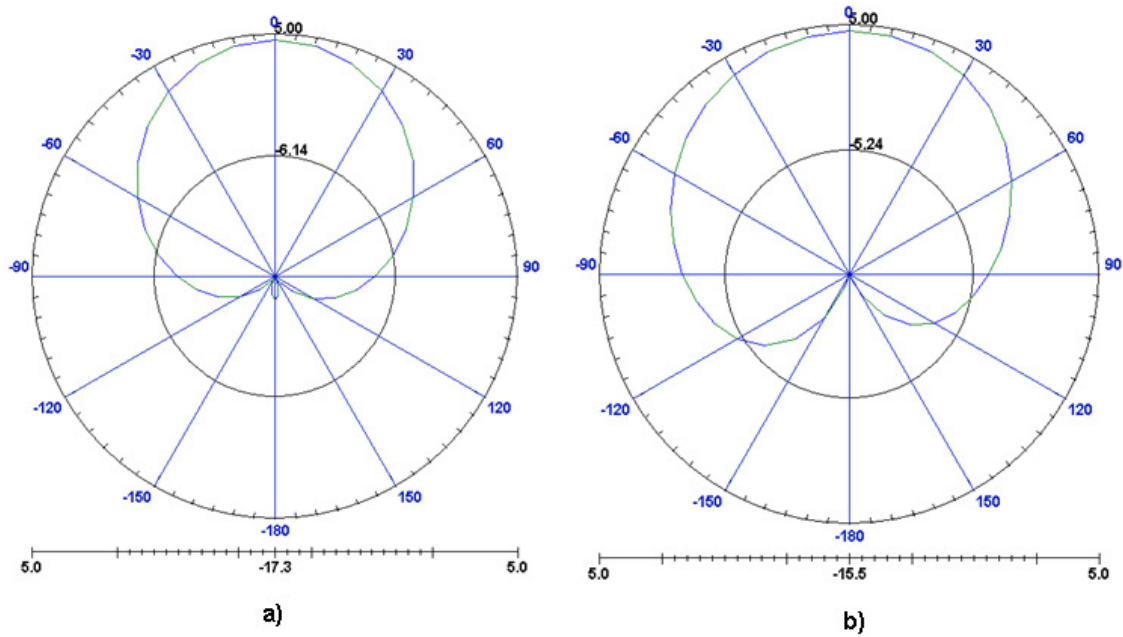


Figura 5.24 – Diagrama de Radiação polar no plano a) H e b) E da antena com EBG sevenpipers

## Capítulo 6

# Construção e Analise de Antenas Microstrip 2.45GHz com EBG

### 6.1 Fabricação das Antenas

O processo de fabricação das antenas é através da técnica foto. O substrato usado é uma placa FR4 de duas camadas condutoras. Esta placa tem uma espessura de 1.6mm, a espessura do condutor (cobre) é de 0.035mm e a constante dielétrica relativa é  $\epsilon_r = 4.4$ .

Esta técnica é constituída pelos seguintes passos:



Figura 6.1 – Placa FR4 [42]

#### 6.1.1 Geração da máscara transparente

O primeiro passo é converter a estrutura da antena do software HFSS para uma imagem que depois é imprimida numa folha transparente. A figura 6.2 mostra o layout do circuito pretendido na folha transparente.

### 6.1.2 Processo de exposição da foto

O segundo passo é o processo de exposição Ultravioleta (Figura 6.3). Isto é feito para transferir o layout do circuito que está na folha transparente, através de uma máquina com luz ultravioleta para uma placa FR4 laminada com película foto resistente. Este processo demora cerca de 2 minutos.

### 6.1.3 Revelação do circuito impresso

O terceiro passo é o de garantir que o layout será plenamente desenvolvido, durante o processo de exposição de radiação UV (Figura 6.4). Vamos usar hidróxido de sódio (NaOH) para remover o verniz fotossensível e assim só deixar o layout da antena desejado.

### 6.1.4 Corrosão do Circuito impresso

Quarta etapa é a corrosão com perclorato de ferro (Figura 6.5). Ele irá remover o cobre que necessário para criar a antena e este processo foi seguido pela remoção da solução de água. Demora cerca de 30 minutos para ser feito.

### 6.1.5 Perfuração e Soldar

Neste processo vamos soldar o conector SMA, perfurar e ligar a estrutura EBG no caso de necessitar de vias.

Para ligar o conector SMA à linha de 50 ohm para introduzir o sinal pretendido (Figura 6.6)

A estrutura EBG sievenpiper necessita de ser perfurada (Figura 6.7) e depois é introduzido nesse furo uma via (encher com metal) para fazer ligação do patch EBG com a terra.

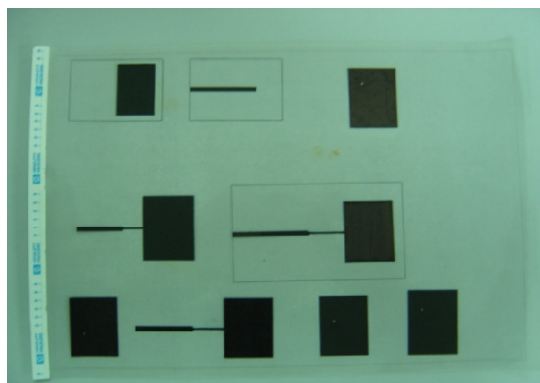


Figura 6.2 – Layout do circuito numa folha transparente [42]

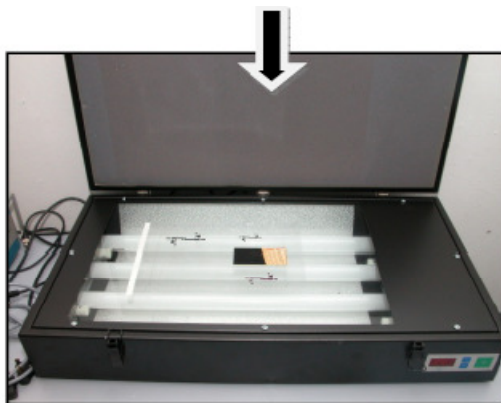


Figura 6.3 – Máquina de exposição UV [42]

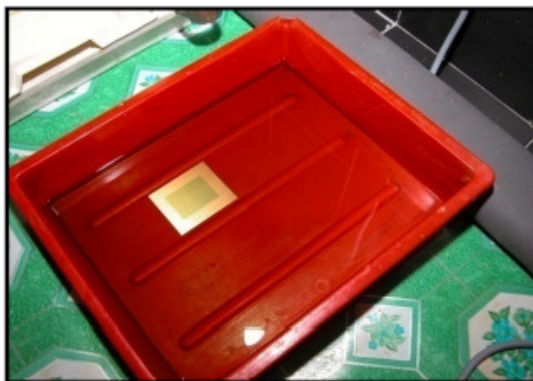


Figura 6.4 – Revelação do circuito impresso [42]



Figura 6.5 – Corrosão do Circuito impresso [42]

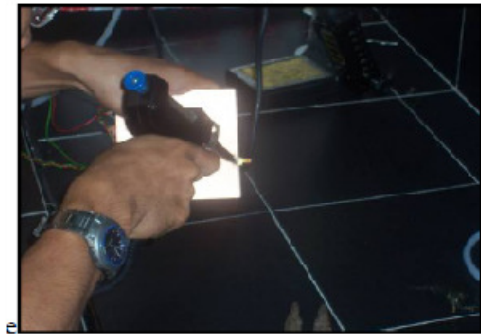


Figura 6.6 – Processo de soldadura [42]



Figura 6.7 – Prefurar estrutura EBG [53]

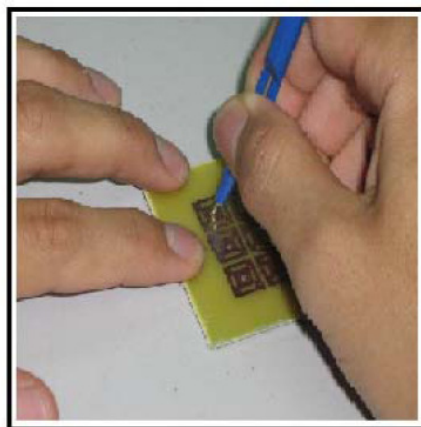


Figura 6.8 – Ligar estrutura EBG com terra com vias [53]

## 6.2 Teste de Antenas

Teste e medição das antenas são o último processo a ser feito. O processo de medição tem sido feito para investigar o desempenho das antenas fabricadas. Os dados das propriedades das antenas como perdas de retorno, ganhos, largura de banda, padrão de radiação são analisadas e investigadas.

O primeiro teste é analisar o coeficiente de reflexão  $S_{11}$  das antenas. Com isto podemos saber a frequências de ressonância e largura de banda. O segundo teste é analisar o diagrama de radiação na câmara anecóica da FEUP em que podemos saber o padrão da radiação da antena, ganho, relação frente trás.

Para o teste de coeficiente de reflexão é usado um analisador de espectro (Figura 6.9) que se encontra no INESC.

O segundo teste é feito na câmara anecóica (Figura. 6.10). Na câmara vamos obter do ganho da antena para varias posições (graus) e depois com esses valores usamos o Matlab para obter uma imagem aproximada do padrão de radiação no plano H e E.



Figura 6.9 – Analisador de Espectro

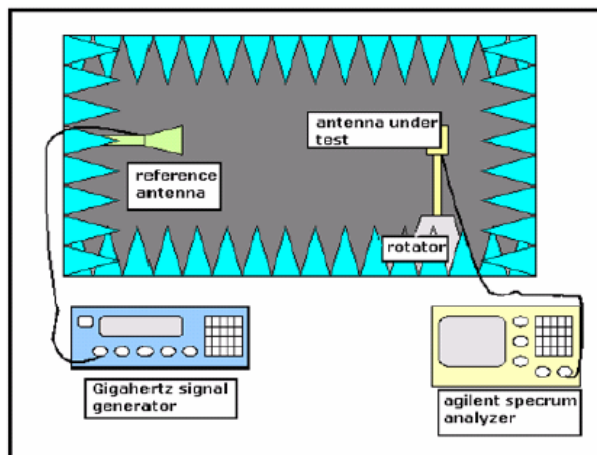


Figura 6.10 – Camara Anecóica [53]



### 6.2.1 Antena Microstrip 2.45 GHz sem EBG

A antena 2.45 GHz que vai ser a referência para o resto das experiências já tinha sido testada pela faculdade. A datasheet da antena está no anexo A, onde tem o diagrama de reflexão, o diagrama de padrão de radiação e respectivas propriedades.

Tabela 6.1 – Parametros da antena planar 2.45 GHz do Teste

Plano	Antena planar
Frequência Ressonante	2450 MHz
Coefficiente de reflexão	-34 dB
Largura de Banda	55 MHz

### 6.2.2 Antena Microstrip 2.45 GHz com UC-EBG

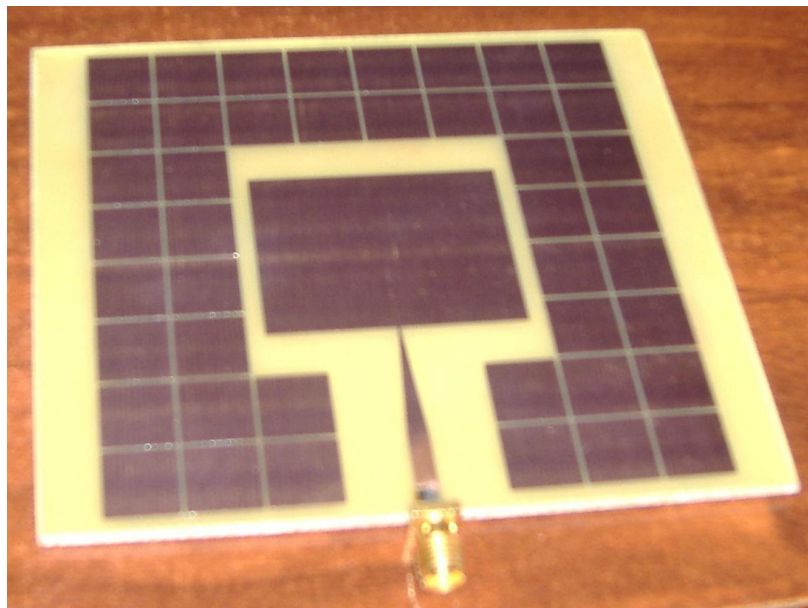


Figura 6.11 – Antena 2.45 GHz com UC-EBG no plano superior



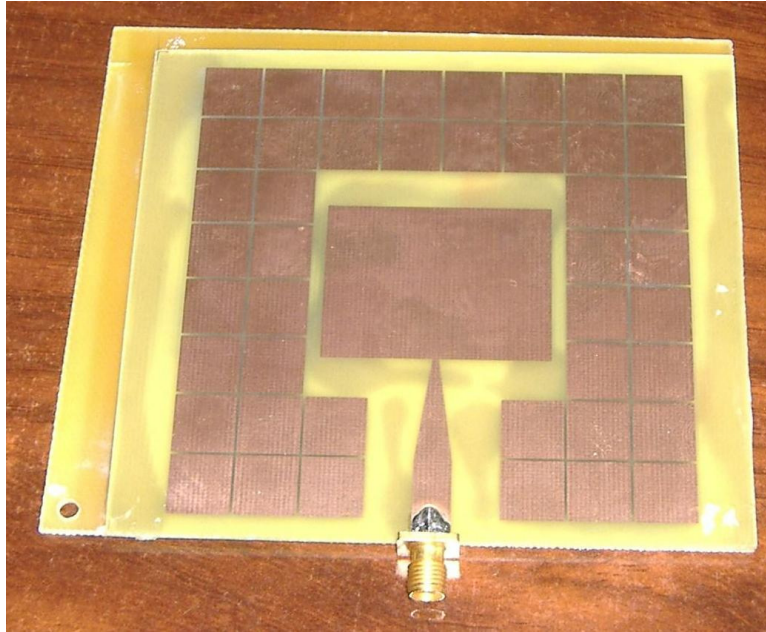


Figura 6.12 – Antena 2.45 GHz com UC-EBG no plano superior e inferior

Construímos duas antenas em UC-EBG para poder analisar. A primeira é a antena com estrutura ebg (Figura 6.11) em volta do patch radiante e a segunda é com EBG em volta e debaixo (Figura 6.12 )

Como podemos verificar no coeficiente de reflexão das duas antenas é que a frequência de ressonância está deslocada para um valor superior 2.5 GHz, mas que não está muito longe do pretendido e com algum melhoramento na sua estrutura podemos ter a frequência pretendida (2.45 GHz).

Esta estrutura EBG no primeiro caso melhora a largura de banda 11 MHz relativamente a antena padrão

Já a antena com EBG em duas camadas tem uma largura banda muito superior (100 MHz) o qual é o valor mínimo para poder funcionar com WIFI para aplicações comerciais.

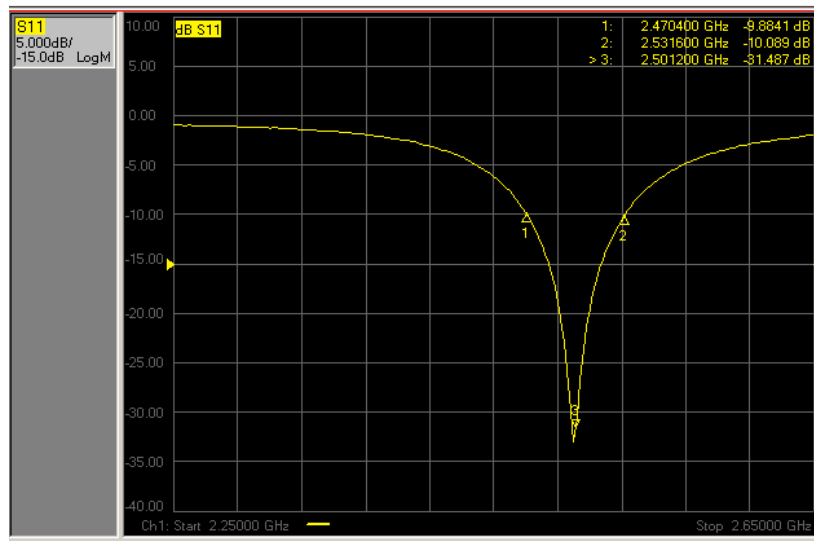
Os testes na câmara anecóica vão obter um padrão de radiação das duas antenas UC-EBG.

A antena com EBG na parte superior obtivemos o padrão de radiação que está representado na figura 6.13, para a antena com EBG quer na parte superior e inferior é a figura 6.14.

Com os valores da tabela 6.3 podemos verificar que na estrutura com EBG no plano superior temos um aumento do ganho (>) relativamente a antena padrão

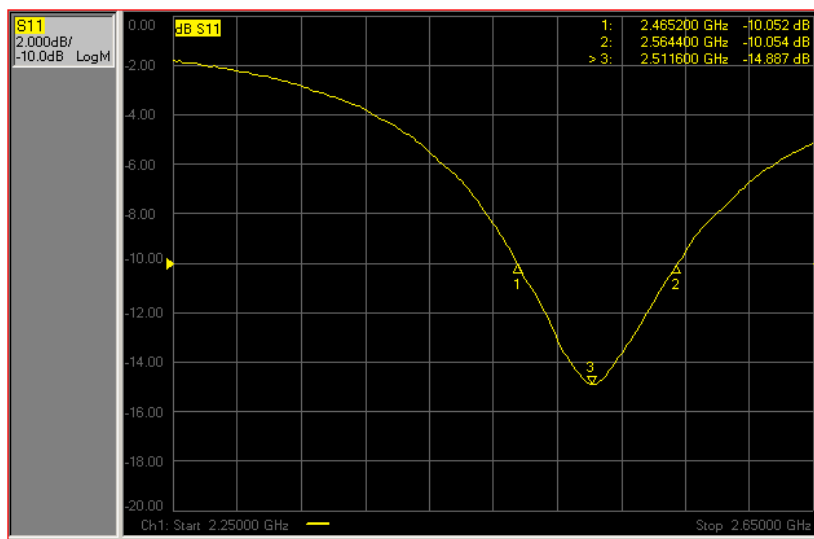
Tabela 6.2 – Parametros da antena 2.45 GHz Com UC-EBG

Plano	Antena com UC- EBG 1 camada	Antena com UC-EBG 2 camadas
Frequência ressonante	2.5 GHz	2.51 GHz
Coeficiente de reflexão	-31.48 dB	-14.88 dB
Largura de Banda	61 MHz	100 MHz



$f_1 = 2.47 \text{ GHz}$  ;  $f_2 = 2.53 \text{ GHz}$  ;  $f_3 = 2.5 \text{ GHz}$     *Ganho de retorno = -31.49 dB*

Figura 6.13 – Coeficiente de Reflexão antena com UC-EBG no plano superior



$f_1 = 2.46 \text{ GHz}$  ;  $f_2 = 2.56 \text{ GHz}$  ;  $f_3 = 2.51 \text{ GHz}$     *Ganho de retorno = -14.88 dB*

Figura 6.14 – Coeficiente de Reflexão antena com UC-EBG no plano superior e inferior

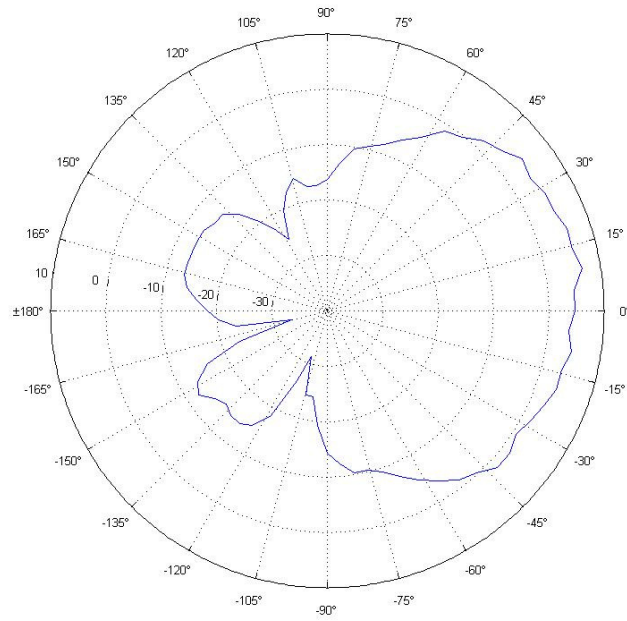


Figura 6.15 – Diagrama de radiação polar no plano E antena com UC-EBG no plano superior

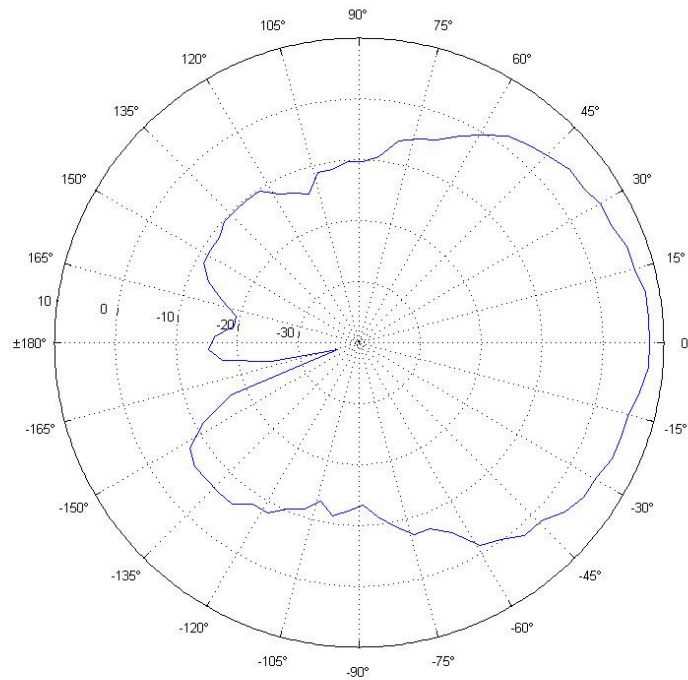


Figura 6.16 – Diagrama de radiação polar no plano E antena com UC-EBG no plano superior e inferior

Tabela 6.3 – Parâmetros da antena com UC-EBG no superior Radiação

Plano	Plano H
Direcção máxima	10°
Ganho	~ 6.5 dB
Relação Frente Costas	~ 20 dB
Pontos a -3 dB	-15° e 45°
Largura de Feixe	60°

Tabela 6.4 – Parâmetros da antena com UC-EBG no superior e inferior Radiação

Plano	Plano H
Direcção máxima	5°
Ganho	~ 8 dB
Relação Frente Costas	~ 23 dB
Pontos a -3 dB	-30° e 35°
Largura de Feixe	65°

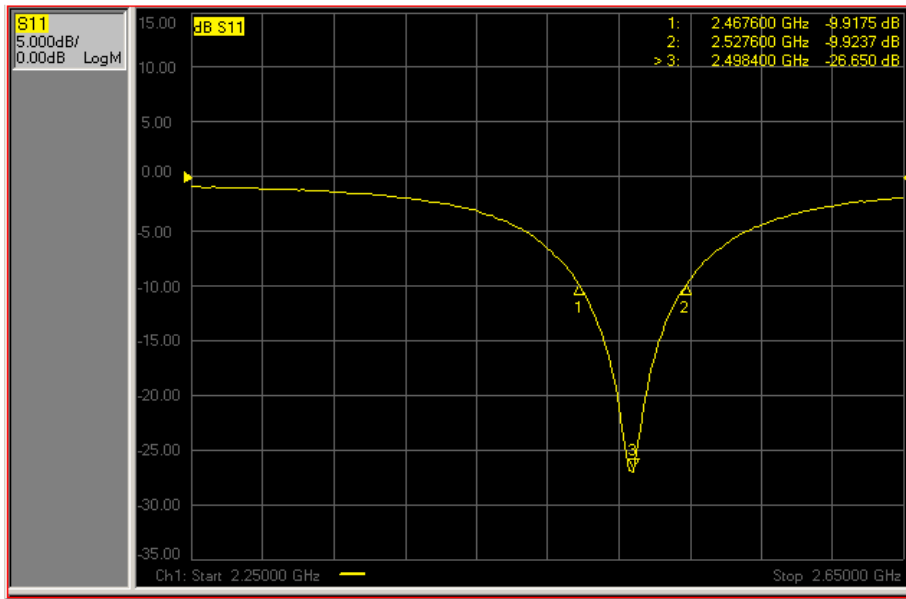
### 6.2.3 Antena Microstrip 2.45 GHz com EBG Sievenpiper

Neste caso também criamos só uma antena com EBG com via (sievenpiper) para testar. Essa antena tem duas linhas de EBG em volta da antena (Figura 6.19) no mesmo plano do patch radiante.

Não foi possível criar a segunda antena EBG com vias (sievenpiper) de duas camadas de substrato dieléctrico (Figura 5.19 b) devido a problema nas oficinas (material danificado) e a complexidade da sua construção.

Tabela 6.5 – Parâmetros da Antena 2.45 GHz com EBG sievenpiper

Plano	Antena com EBG sievenpiper
Frequência ressonante	2.49 GHz
Coefficiente de reflexão	-26.65 dB
Largura de Banda	60 MHz



$f_1 = 2.467 \text{ GHz}$  ;  $f_2 = 2.527 \text{ GHz}$  ;  $f_3 = 2.484 \text{ GHz}$     *Ganho de retorno* =  $-26.65 \text{ dB}$

Figura 6.17 – Coeficiente de Reflexão antenna com EBG sievenpiper

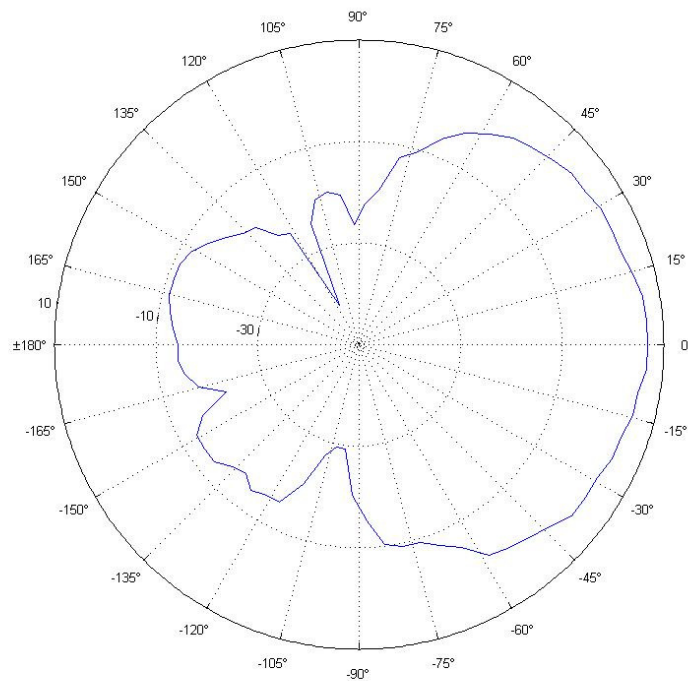


Figura 6.18 – Diagrama de radiação polar no plano E antenna EBG sievenpiper

Tabela 6.6 – Parâmetros da antena com EBG sievenpiiper Radiação

Plano	Plano H
Direcção máxima	0°
Ganho	~ 8 dB
Relação Frente Costas	~ 21 dB
Pontos a -3 dB	-20° e 30°
Largura de Feixe	50°

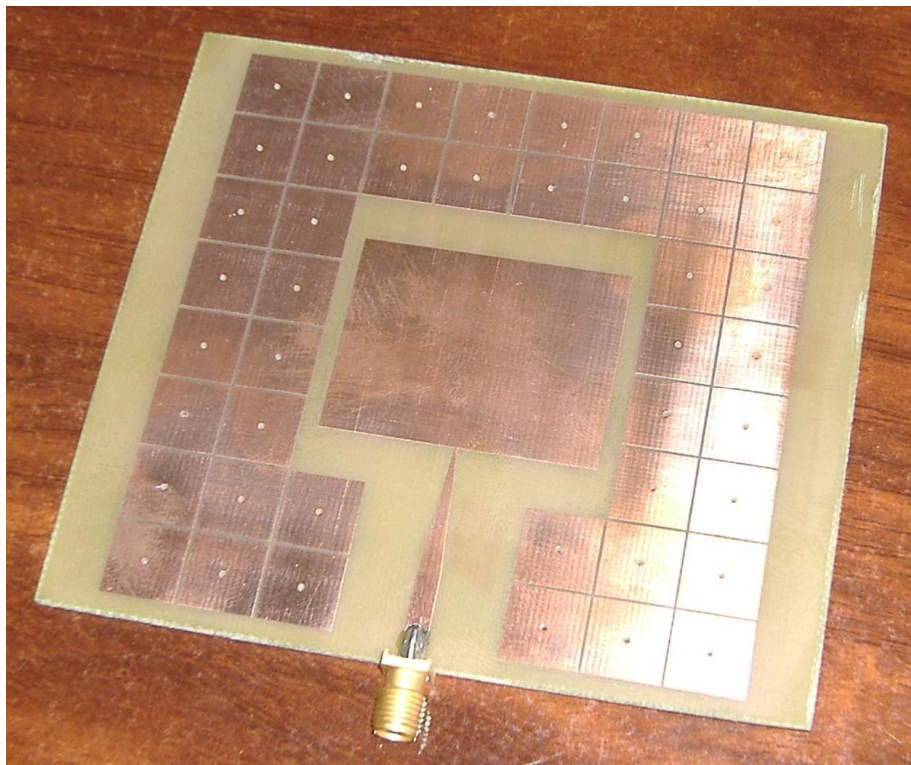


Figura 6.19 – Antena 2.45 GHz EBG sievenpiiper plano superior

## Capítulo 7

# Conclusão e Trabalhos Futuros

### 7.1 Conclusões

Neste trabalho tínhamos o objectivo de analisar antenas microstrip e melhorar desempenho relativamente a uma antena microstrip 2.45 GHz (anexo a). Esse melhoramento era com a introdução de uma nova tecnologia, as estruturas EBG no desenho da antena.

Para determinar a estrutura EBG para a frequência 2.45GHz usamos o método da linha de transmissão. E a partir deste método verificamos que o EBG dimensionado tem uma banda de paragem entre 2GHz e 2.6GHz e logo dentro do valor pretendido.

Dos vários tipos de EBG, foram escolhidos dois tipos de estruturas usados em outros trabalhos, as estrutura UC-EBG com patch quadrados e EBG sievenpiper (cogumelo). Também utilizamos três métodos de colocação dessas estruturas, no mesmo plano do patch radiante, entre o patch radiante e o plano terra (sanduíche) e por fim a junção do EBG das duas técnicas anteriores.

Verificamos que na colocação de EBG no plano do patch radiante, quer com UC-EBG e EBG sievenpiper houve uma ligeira melhoria na largura de banda (UC-EBG e EBG sievenpiper (~ >17%), já no ganho o UC-EBG foi o que teve pior melhoria (> 8.3%) já com o EBG sievenpiper o aumento foi significativo (> 33.3%).

Logo neste caso a estrutura EBG sievenpiper é a mais indicada para ser introduzir na antena, visto que ela melhora quer a largura de banda e o ganho. Isto deve ser devido a que EBG sievenpiper tem a capacidade de suprimir as ondas de superfície TE e TM relativamente a UC-EBG que só elimina as ondas TE.

A utilização de EBG 8x8 entre o plano radiante e o plano terra (simulação em HFSS) com EBG sievenpiper tivemos muito maus resultados, o ganho reduziu muito e a largura de banda é muito pequena, logo este método não é aconselhado.

Já com UC-EBG a largura foi reduzida ( $<17\%$ ), mas o ganho melhorou( $>48\%$ ), neste caso podemos usar esta tecnologia para melhorar o ganho destas antenas.

Foi visto noutra artigo científico que quando usamos EBG entre o patch radiante e o plano terra era melhor não por EBG debaixo do patch radiante. Por isso foi feito uma simulação em HFSS para verificar está indicação.

Com UC-EBG houve um aumento da largura de banda ( $> 60\%$ ) e do ganho ( $> 100\%$ ), o que é um bom melhoramento do desempenho da antena.

A estrutura EBG sievenpiper também beneficiou com esta alteração, no ganho o melhoramento é pouco ( $> 20\%$ ), mas na largura de banda é grande ( $> 59\%$ ), já no diagrama de radiação verificamos que o lóbulo principal é mais uniforme e direccional.

Depois destas simulações anteriores, testei se o conjunto da introdução de estruturas EBG quer no plano radiante e entre o patch radiante e plano terra podia ter os benefícios de cada um dos métodos (ganho e largura de banda).

Quer com UC-EBG e EBG sievenpiper há melhoramentos nas suas características na simulação em HFSS. Devido a dificuldades de construir o EBG sievenpipers não foi possível testar em ambiente real essa antena.

Mas com UC-EBG os testes foram bons, ouve um aumento da largura de banda ( $>100\%$ ) com que ficamos dentro dos padrões de funcionamento da aplicações Wifi (100 MHz). O ganho também melhorou ( $>60\%$ ) o concluímos que este método é bom para antenas microstrip.

Mas este método trás uma desvantagem de aumentar a dimensão da antena o que não é desejado para introduzir em aparelhos de pequena dimensão.

## 7.2 Trabalhos Futuros

A tecnologia de estruturas EBG ainda está em desenvolvimento na área das antenas. Existem muitas estruturas EBG ainda por explorar, isto é, ainda podemos alterar vários parâmetros como: vários tipos de dieléctricos, padrões periódicos, dimensões variadas, etc.

Verificamos que a sobreposição de estruturas de EBG pode trazer boas melhorias nesta área. Uma possibilidade de estudo mais aprofundado é a variação da dimensão de EBG nas várias camadas, utilização de dieléctricos diferentes em cada camada, e introduzir EBG por cima da antena.



## BIBLIOGRAFIA

- [1] A. Chauraya, D. S. Lockyer, J. C. Vardaxoglou, "A study of Optically Tuned Metallodielectric Photonic Band Gap And Patch Antenna", 11th International Conference on Antennas And Propagation, Conference Publication, No. 460, 17-20 April 2001
- [2] Ramón Gonzalo, Peter de Maagt, Mario Sorolla, "Enhanced Patch-Antenna Performance by Suppressing Surface Waves Using Photonic-Bandgap Substrate", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol 47, No. 11, November 1999.
- [3] Hung-Yu David Yang, Nicolaos G. Alexopoulos, Eli Yablonovitch, "Photonic Band-Gap Materials for High-Gain Printed Circuit Antennas", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol 45, No. 1, January 1997.
- [4] Gildas P. Gauthier, Alan Courtay, Gabriel M. Rebeiz, "Microstrip Antennas on Synthesized Low Dielectric-Constant Substrates", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol 45, No. 8, August 1997.
- [5] Y. K. R. Lee, A. Chauraya, D. S. Lockyer, J. L. Vardaxoglou, "Dipole and tripole metallodielectric photonic bandgap (MPBG) structures for microwave filter and antenna applications", IEEE Proc-Optoelectron, Vol 147, No. 6, December 2000.
- [6] Peter de Maagt, Belen Arredondo Conchillo, Leca Minelli, Iñigo Ederra, Ramón Gonzalo, Andrew Reynolds, "Photonic Bandgap Antennas and components for Microwave and (sub)millimetre wave Applications".
- [7] Quan Xue, Kam Man Shum, Chi Hou Chan, "Novel 1-D Microstrip PBG Cells", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol 10, No. 10, October 2000.
- [8] Tae-Yeoul Yun, Kai Chang, "Uniplanar One-Dimension Photonic-Bandgap Structures and Resonators", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol 49, No. 3, March 2003.
- [9] Dusan Nestic, Aleksandar Nestic, "Bandstop Microstrip PBG Filter With Sinusoidal Variation of the Characteristic Impedance and Without Etching in the Ground Plane", Microwave and Optical Technology Letters, Vol 29, No. 6, June 20 2001.
- [10] Ferran Martin, Francisco Falcone, Jordi Bonache, Txerma Lopetegui, Miguel A. G. Laso, M. Coderch, Mario Sorolla, "Periodic Loaded Sinusoidal Patterned Electromagnetic Bandgap Coplanar Waveguides", Microwave and Optical Technology Letters, Vol 26, No. 3, February 2003.
- [11] F. Martin, J. Bonache, I. Gil, M. A. G. Laso, T. Lopetegui, F. Falcone, M. Sorolla, "Compact Spurious Free CPW Bandpass Filters Based on Electromagnetic Bandgap Structures", Microwave and Optical Technology Letters, Vol 40, No. 34, January 2004.
- [12] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolus, and E. Yablonovitch, "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 47, pp. 2059–2074, Nov. 1999.
- [13] D. F. Sievenpiper, "High-impedance electromagnetic surfaces", Ph.D. dissertation, UCLA, 1999.
- [14] R. Gonzalo, P. de Maagt, and M. Sorolla, "Enhanced patch antenna performance by suppressing surface waves using Photonic Band-Gap structures", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 47, No. 11, pp. 2131-2138, November 1999.

- [15] P.K. Kelly, L. Diaz, M. Piket-May, and L. Rumsey, "Scan blindness mitigation using photonic bandgap structure in phased arrays", *Proc. SPIE*, vol. 3464, pp. 239-248, July 1998.
- [16] R.F. Jimenez Broas, D.F. Sievenpiper, and E. Yablonovitch, "A High-Impedance Ground Plane Applied to Cellphone Handset Geometry", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.49, no. 7, pp. 1262-1265, July 2002.
- [17] P. Salonen, M. Keskilammi, and L. Sydanheimo, "A low-cost 2.45 GHz photonic band-gap patch antenna for wearable systems", *Proc. 11th Int. Conference on Antennas and Propagation ICAP 2001*, pp.719-724, Manchester, UK., 17-20 April 2001
- [18] T. Lopetegi, M.A.G. Laso, R. Gonzalo, M.J. Erro, F. Falcone, D. Benito, M.J. Garde, P. de Maagt, and M. Sorolla, "Electromagnetic crystals in microstrip technology", *Optical and Quantum Electronics*, vol. 34, no.1/3, pp.279-295, January/March 2002.
- [19] F-R Yang, K-P Ma, Y. Qian and T. Itoh, "A novel TEM Waveguide using uniplanar compact photonic-bandgap (UC-PBG Structure)", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 11, pp. 2092-2098, November 1999.
- [20] U. Peschel, A. Reynolds, B. Arredondo, F. Lederer, P. Roberts, T. Krauss, and P. de Maagt, "Transmission and Reflection Analysis of Functional Coupled Cavity Components", *IEEE Journal of Quantum Electronics*, special issue: Photonic Crystal Structures and Applications, vol.38, nr.7, pp. 830-837, June 2002.
- [21] A. Reynolds, U. Peschel, F. Lederer, P. Roberts, T. Kraus and P. de Maagt, "Coupled defects in photonic crystals", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, nr. 10, pp. 1860-1867, October 2001.
- [22] R. Hurtado, W. Klimczak, W.E. McKinzie, and A. Humen , "Artificial Magnetic Conductor Technology Reduces Weight and Size for Precision GPS Antennas", *Navigational National Technical Meeting*, San Diego, CA, 28-30 January 2002.
- [23] C. Quento, E. Rius, and C. Person, "Some topologies and associated techniques used to design planar dual-band filters", *Microwave Opt Technol Lett* 46 (2005), pp. 355–360.
- [24] G. Macchiarella and S. Tamiazzo, "Design techniques for dual-passband filters", *IEEE Trans MTT* 53, pp. 3265–3271., 2005
- [25] G. C. akir and L. Sevgi, "A design of novel microstrip electromagnetic bandgap (EBG) structure", *Microwave Opt Technol Lett* 46, pp. 399–401., 2005
- [26] G. C. akir and L. Sevgi, "A double-arm generic microstrip electromagnetic bandgap structure with bandpass and bandstop characteristics", *Int Conf Antenna Theory Tech (ICATT 2005)*, Kyiv, Ukraine, 2005.
- [27] G. C. akir and L. Sevgi, "A generic microstrip structure for broadband bandstop and bandpass filter design", *Complex Computing Networks*, Vol. 104, Springer in Physics Series, pp. 149–156, New York 2006.
- [28] Gonca Çakir1, Levent Sevgi, "A design of a microstrip electromagnetic dual-band bandgap (DB-EBG) structure", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol 48, No. 7, pp. 1405- 1408, 20 December 2005.
- [29] H. Nakano, P. Huang, Y. Asano, K. Hitosugi, H. Mimaki, J. Yamauchi, M. Miyamata, "Application of EBG Materials to Antennas and Absorbers", *Progress In Electromagnetics Research Symposium* , Hangzhou, 23-26 August 2005.

- [30] Y. Rahmat-Samii, H. Mosallaei, "Electromagnetic band-gap structures: classification, characterization, and applications", *Antennas and Propagation*, 2001. Eleventh International Conference on (IEE Conf. Publ. No. 480), Vol 2, pp. 560-564, Manchester, 17-21 April 2001.
- [31] Fan Yang, Y. Rahmat-Samii, "Applications of electromagnetic band-gap (EBG) structures in microwave antenna designs", *Microwave and Millimeter Wave Technology 3rd International Conference*, pp. 528-531, 17-19 August 2002.
- [32] Fan Yang, "Microstrip Antennas Integrated With Electromagnetic Band-Gap (EBG) Structures: A Low Mutual Coupling Design for Array Applications", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol 51, No. 10, October 2003.
- [33] Rêgo, Sancho César de Sá Mendes, "Electromagnetic bandgap microstrip circuits", Relatório de estágio PRODEP III, Biblioteca FEUP 621.3(047.3), 2004.
- [34] R. W. Ziolkowski, "Ftd Simulations of Reconfigurable Electromagnetic Band Gap Structures for Millimeter Wave Applications", *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 41, 159–183, 2003
- [35] Patric Lacouth da Silva, "Modelagem de Superfícies Seletivas de Frequência e Antenas de Microfita utilizando Redes Neurais Artificiais", Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFRN (área de concentração: Telecomunicações) como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Ciências, Natal RN, junho de 2006.
- [36] Davi Bibiano Brito, "Acoplador e Linha de Lâmina Unilateral e Bilateral com Substrato Fotônico", Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – PPgEE – do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Rio Grande do Norte como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica, Natal RN, Julho 2006.
- [37] Peter de Maagt, Ramon Gonzalo, J (Yiannis) Vardaxoglou, "Review of Electromagnetic Bandgap Technology and Applications".
- [38] H. A. Wheeler, "Fundamental Limitations of Small Antennas", *Proceedings of the I.R.E.*, pp 1479-1488, December 1947.
- [39] K. Hirasawa and M. Haneishi, "Analysis, Design, and Measurement of Small Low Profile Antennas", Norwood, MA: Artech House, 1992.
- [40] Suvi Tarvas, Anne Isohatala, "An internal dual-band mobile phone antenna", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol 1, pp. 266-269, Julho 2000.
- [41] J. C. Chen: "Electromagnetic field computation and photonic band gap devices" Tese de Doutorado Massachusetts Institute of Technology, 1997
- [42] Mohd. Isa, Ainor Khaliah: "Electromagnetic band gap (EBG) for microstrip antenna design" Masters thesis, Universiti Teknologi Malaysia., 2007
- [43] Alexandre Manoel Pereira Alves da Silva : "Tecnologia de Estruturas EBG - Electromagnetic Band-Gap - Aplicada a Antenas para Comunicações Móveis" Dissertação de mestrado ligada ao DEPARTAMENTO DE MICROONDA E OPTICA, DMO-FEEC-UNICAMP, 2004

- [44] B. A. Munk, *Frequency Selective Surfaces: Theory and Design*, John Wiley & Sons, Inc., 2000
- [45] J. D. Joannopoulos, R. D. Meade, and J. N. Winn, *Photonic Crystals*, Princeton University Press, 1995
- [46] E. Yablonovitch, "Inhibited spontaneous emission in solid-state physics and electronics," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 58, 2059–63, 1987
- [47] Y. Rahmat-Samii and H. Mosallaei, "Electromagnetic band-gap structures: classification, characterization and applications," *Proceedings of IEE-ICAP symposium*, pp. 560–4, April 2001
- [48] J P Silver, "Micro-strip Patch Antenna Primer", [www.rfic.co.uk](http://www.rfic.co.uk)
- [50] M.A.G. Laso, M.J. Erro, D. Benito, M.J. Garde, T. Lopetegui, M. Sorolla, "Novel Wideband Photonic Bandgap Microstrip Structures", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol 24, No. 5, March 2000
- [51] M. Rahman and M. A. Stuchly, "Transmission line – periodic circuit representation of planar microwave photonic bandgap structures," *Microwave Optical Tech. Lett.*, vol. 30, no. 1, 15–19, 2001
- [52] Li Yang, Mingyan Fan, and Zhenghe Feng, "A Spiral Electromagnetic Bandgap (EBG) structure and its Application in Microstrip Antenna Arrays," *IEEE Asia-Pacific Conf. Proc., Microwave Conf., Proc.*, Vol. 3, pp. 4, Dec. 2005
- [53] Mohamad Kamal A. Rahim, "Electromagnetic Bandgap (EBG) Structure in Microwave Device Design", *Research Notes No:79017*, Jabatan Kejuruteraan Radio Fakulti Kejuruteraan Elektrik Universiti Teknologi Malaysia, 2008
- [54] Baharak Mohajer Iravani, "Coupling Reduction Using Electromagnetic Bandgap Structures in Enclosures and Cavities", *Faculty of the Graduate School of the University of Maryland*, 2004
- [55] Girish Kumar, K. P. Ray, "Broadband Microstrip Antennas", Artech House, 2003
- [56] G. Ramesh, B. Prakash, J. B. Inder, and I. Apisak, "Microstrip Antenna Design Handbook", Artech House Publishers, Boston, London. 2001
- [57] Fan Yang and Yahya Rahmat-Samii, "Design of Low Profiled Antennas Using PBG Surfaces", *2000 Annual Research Review*, UCLA Electrical Engineering Department, Los Angeles, September 21-22, 2000
- [58] Y. Kim, F. Yang, and A. Elsherbeni, "Compact artificial magnetic conductor designs using planar square spiral geometry," *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 77, 43–54, 2007

- [59] W.Ko and R. Mittra, "A combination of FD-TD and Prony's methods for analyzing microwave integrated circuits," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 39, 2176–81, 1991.
- [60] F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, T. Lopetegi, M. A. G. Laso, and M. Sorolla, "ANALYSIS OF THE REFLECTION PROPERTIES IN ELECTROMAGNETIC BANDGAP COPLANAR WAVEGUIDES LOADED WITH REACTIVE ELEMENTS" Progress In Electromagnetics Research, PIER 42, 27–48, 2003
- [61] D. Qu, L. Shafai and A. Foroozesh, "Improving microstrip patch antenna performance using EBG substrates", IEE Proc.-Microw. Antennas Propag., Vol. 153, No. 6, December 2006
- [62] Z. Duan, D. Linton, W. Scanlon, "Considerations for EBG Loss in Antenna Applications", The Institute of Electronics, Communications, and Information Technology, Queen's University Belfast
- [63] Peter Kovács, Zbyněk Raida, Marta Martínez-Vázquez " Parametric Study of Mushroom-like and Planar Periodic Structures in Terms of Simultaneous AMC and EBG Properties", Dept. of Radio Electronics, Brno University of Technology, Purkyňova 118, 612 00 Brno, Czech Republic 2 IMST GmbH, Carl-Friedrich-Gauß-Str. 2, D-47475 Kamp-Lintfort, Germany

**Anexo A**

## **Datasheet Antena Planar 2.45 GHz**

# Antena Planar

- **Descrição**

Antena planar monobanda com conector SMA para uso em equipamentos de comunicação sem fios.

- **Aplicações**

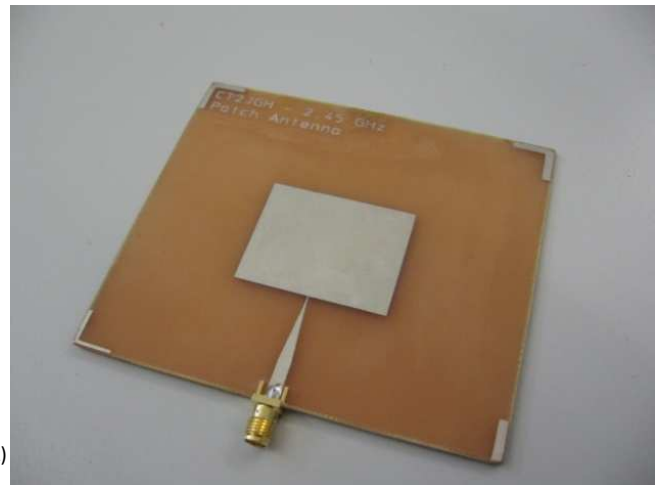
Redes WiFi e outros dispositivos de comunicação na banda S.

- **Frequência Central:** 2450 MHz

- **Largura de Banda:** 55 MHz (2424 – 2480 MHz)

- **Impedância Característica:** 50  $\Omega$

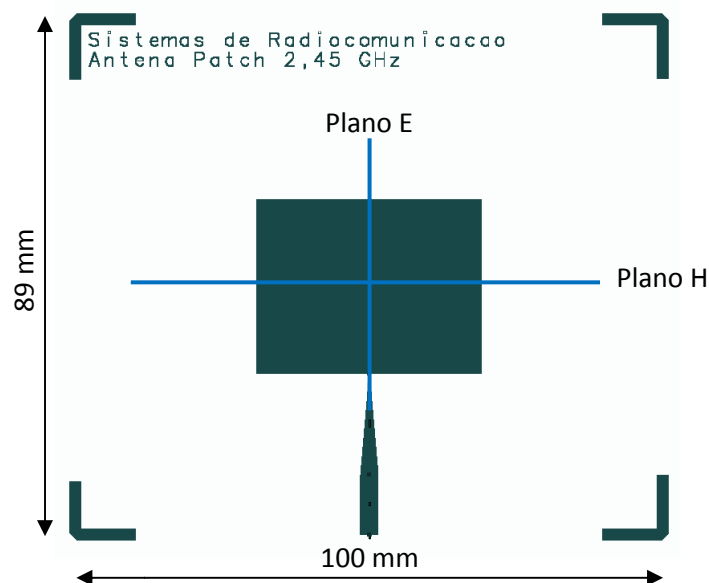
- **Ganho Máximo:** 6,2 dBi



## Características Físicas

Conector	SMA (50 $\Omega$ , fêmea)
Massa	100 gramas
Temperatura de operação	0 °C ~ 80 °C
Substrato	FR4 (Espessura: 1,6mm, $\epsilon_r = 4,34$ , $\tan(\delta) = 0,01$ )
Dimensões	(100 x 89 x 10) mm

## Dimensões e Eixos de Referência

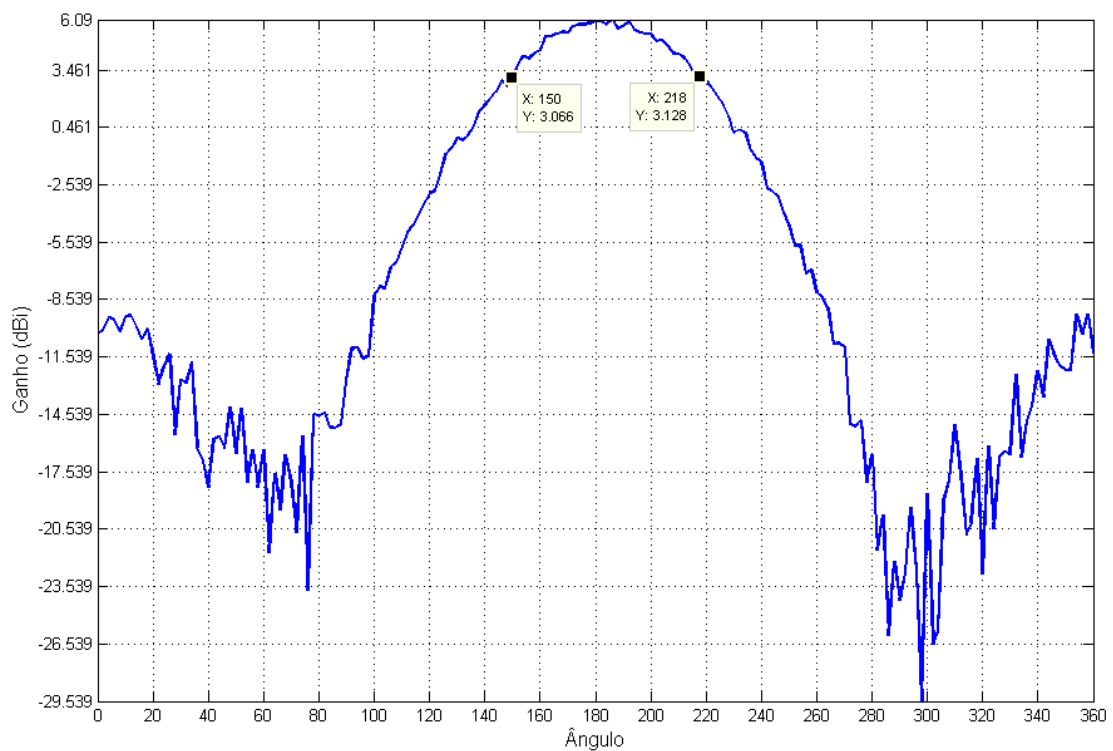
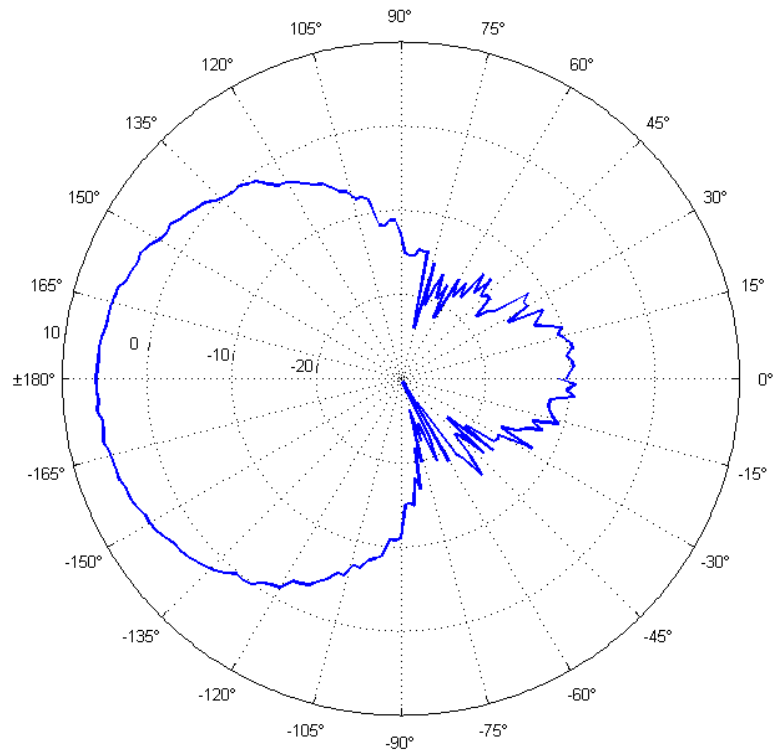


## Diagrama de Radiação (Plano H)

Ganho Máximo: 6,1 dBi @ 2436,25 MHz

Largura de Feixe:  $68^\circ$  ( $150^\circ \sim 218^\circ$ )

Relação Frente-Costas: 15,1 dB



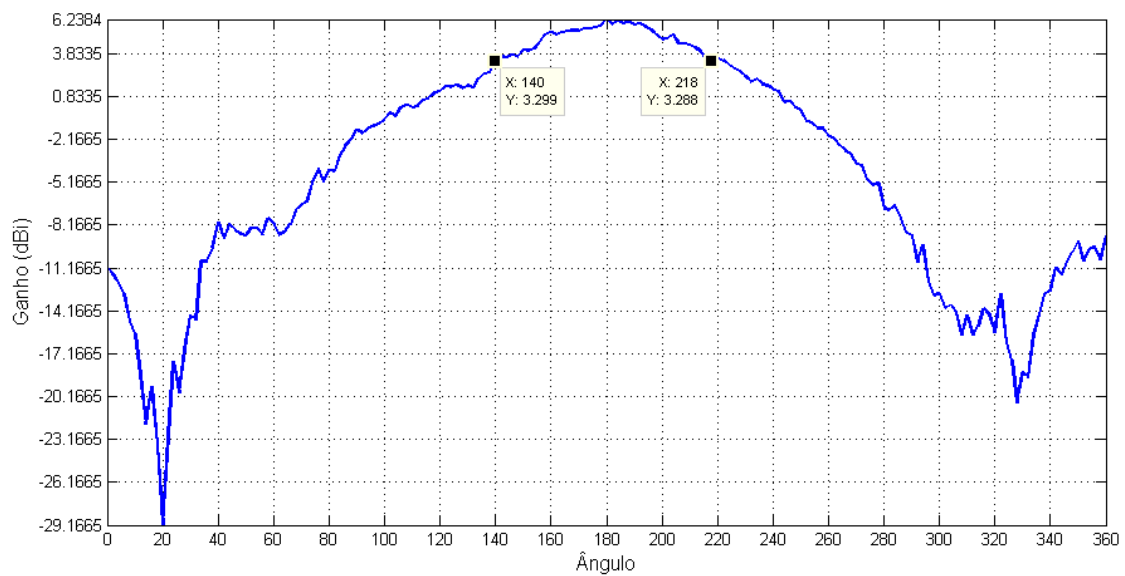
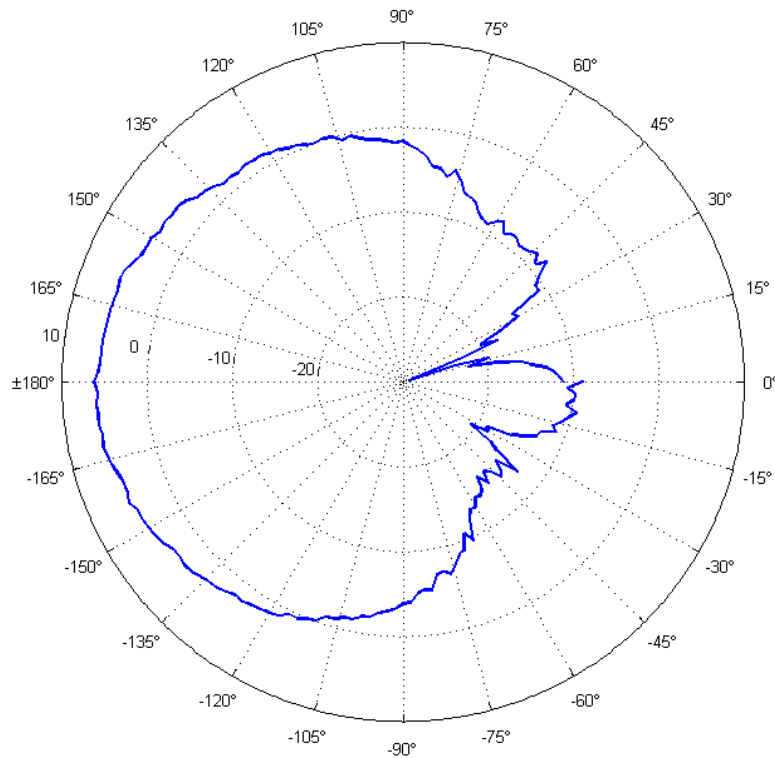


## Diagrama de Radiação (Plano E)

Ganho Máximo: 6,2 dBi @ 2441,25 MHz

Largura de Feixe:  $78^\circ$  ( $140^\circ \sim 218^\circ$ )

Relação Frente-Costas: 16,2 dB



---

**SWR e Impedância de Entrada ( $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ )**

---

Frequência (MHz)	SWR	$Z_{in} = (R + jX)\Omega$	
		R	X
2200	23,05	2,27	10,70
2220	19,83	2,68	12,64
2240	17,49	3,12	14,99
2260	15,82	3,56	17,70
2280	14,22	4,12	20,55
2300	12,84	4,75	23,33
2320	11,32	5,63	26,03
2340	9,32	7,19	28,99
2360	6,98	10,25	32,36
2380	4,97	15,73	36,33
2400	3,36	26,08	39,84
2410	2,72	34,12	39,98
2420	2,16	43,93	36,43
2430	1,70	52,27	27,21
2440	1,34	54,48	14,67
2450	1,08	50,21	3,64
2460	1,19	42,43	-3,00
2470	1,50	34,17	-5,48
2480	1,87	27,10	-4,87
2490	2,33	21,58	-2,96
2500	2,88	17,35	-0,54
2520	4,24	11,88	4,40
2540	5,83	8,81	8,22
2560	7,50	7,01	11,36
2580	9,01	5,99	13,91
2600	10,31	5,37	16,30
2620	11,37	5,03	18,89
2640	12,32	4,83	21,75
2660	13,54	4,60	24,73
2680	14,88	4,39	27,61
2700	16,67	4,10	30,18