

**Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto**



**FEUP**

## **Antenas de Rádio Frequência para o VORSat**

Serafim Correia Ferreira

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

Orientador: Sérgio Reis Cunha (Professor Doutor)

Outubro 2012



© Serafim Ferreira, 2012



A Dissertação intitulada

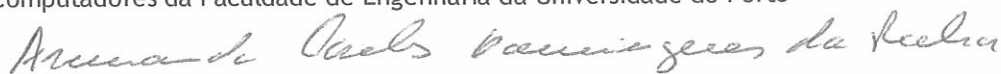
“Antenas de Rádio Frequência para o VORSat”

foi aprovada em provas realizadas em 11-10-2012

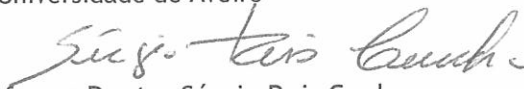
o júri



Presidente Professor Doutor Henrique Manuel de Castro Faria Salgado  
Professor Associado do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de  
Computadores da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



Professor Doutor Armando Carlos Domingues Rocha  
Professor Auxiliar do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática  
da Universidade de Aveiro



Professor Doutor Sérgio Reis Cunha  
Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores  
da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

O autor declara que a presente dissertação (ou relatório de projeto) é da sua exclusiva autoria e foi escrita sem qualquer apoio externo não explicitamente autorizado. Os resultados, ideias, parágrafos, ou outros extratos tomados de ou inspirados em trabalhos de outros autores, e demais referências bibliográficas usadas, são corretamente citados.



Autor - Serafim Correia Ferreira



# Resumo

O surgimento dos nanossatélites, através da Agência Espacial Europeia (ESA) fez com que muitas universidades e empresas, de todo o mundo, pudessem realizar experiências espaciais a um custo muito reduzido. Comunicações terra-espaco-terra, experiências com gravidade reduzida, em ambiente espacial desconhecido, assim como em orbita terrestre baixa (OTB) conhecido na nomenclatura inglesa como *Low Earth Orbit* (LEO), têm cada vez mais cativado o entusiasmo de muita gente, permitindo, sem dúvida, proporcionar uma experiência enriquecedora, a quem participa.

Com o entusiasmo do desafio espacial, a faculdade de engenharia da universidade do Porto (FEUP) deu, a oportunidade, aos alunos e antigos alunos em participar no desenvolvimento e construção dum nanossatélite, chamado de VORSat.

Este trabalho pretende contribuir, para o VORSat, no desenvolvimento e construção de todas as antenas que o nanossatélite vai necessitar.

Começa-se por avaliar um conjunto vasto de antenas, assim como a forma de as alimentar, sendo posteriormente selecionada a que cumpre melhor os objetivos. Seguidamente são realizados estudos de desempenho, para diferentes tamanhos, através de simulações computacionais, com o objetivo de reduzir as suas dimensões, sem degradar as características essenciais para as quais são projetadas, nomeadamente largura de banda, largura de feixe a meia potência, ganho e eficiência de radiação.

Por último são construídas e realizados os testes experimentais necessários para comparar com os valores teóricos obtidos por simulação computacional e por cálculos analíticos.



# Abstract

The appearance of nanosatellites, by European Space Agency (ESA), allowed many universities and companies all over the world to perform experiments in space with a low budget. Communications Earth-space-Earth, experiments with reduced gravity in an unknown space environment, as well as Low Earth Orbit (LEO) have been captivating the enthusiasm of lots of people. It provides an enriching experience to whoever participates.

With the enthusiasm of the space challenge, the Faculty of Engineering of University of Porto (FEUP), gave the opportunity to the students and old students to be part of the construction of a nanosatellite named VorSat.

The development of this work intends to contribute to VorSat in the design and building of all the antennas the nanosatellite will need.

The development of the work starts by evaluating the different types of antennas as well as the way to feed them, selecting later the one that best meets the objectives.

Selected the type or types of antennas, studies are made in order to reduce their size as much as possible without harming the essential characteristics to a good communication, like the bandwidth, antenna gain and its efficiency.

In the end, the antenna or antennas are fabricated and the deflection from the obtained results in laboratory to the obtained results by computer simulation is verified.



# Agradecimentos

A realização deste trabalho foi feita num momento muito complicado da minha vida em que tive muitos momentos em que pensei não poder chegar ao fim.

Em primeiro lugar agradeço a um grande colega que nos últimos anos, com o seu apoio e a sua amizade me deram um impulso para chegar até aqui. Sem ele e com os muitos problemas pessoais que me acompanharam nestes últimos anos certamente teria acabado por adiar o sonho de terminar a minha formação de engenheiro eletrotécnico e de computadores. Por isso, para ti, colega e amigo Carlos Capela um muito e sincero obrigado.

Agradeço ao meu orientador pela disponibilidade que sempre teve, pela compreensão que tem tido e sobretudo pela amizade que espero que perdure no futuro. A si Professor Sérgio Reis Cunha o meu mais sincero agradecimento.

Por último agradeço aos meus dois filhos, Diogo de 2 anos e meio e Sofia de ano e meio, já que foram eles que me deram forças para continuar e lutar apesar de todas as dificuldades, e espero que com o culminar desta fase da minha vida possa proporcionar-lhes uma vida melhor.

Serafim Correia Ferreira



# Índice

Resumo .....	v
Abstract.....	vii
Agradecimentos .....	ix
Índice.....	xi
Lista de figuras .....	xiv
Lista de tabelas .....	xviii
Abreviaturas e Símbolos .....	xx
<b>Capítulo 1 .....</b>	<b>1</b>
Introdução.....	1
1.1 - Estrutura .....	1
1.2 - Metodologia.....	2
<b>Capítulo 2 .....</b>	<b>3</b>
O satélite.....	3
2.1.- VORSat .....	4
2.2.- Configuração.....	5
2.3.- Determinação da atitude .....	6
2.4.- Características funcionais das antenas .....	7
2.5.- Reaproveitamento da cápsula .....	7
2.6.- Limitações.....	8
2.7.- Trajetória .....	8
<b>Capítulo 3 .....</b>	<b>11</b>
Noções básicas de Antenas .....	11
3.1.- Tipos de Antenas .....	12
3.1.1.- Antenas filiformes .....	12
3.1.2.- Antenas de abertura ou corneta .....	12
3.1.3.- Antenas com refletores .....	13
3.1.4.- Antenas impressas .....	13
3.2.- Agrupamento de antenas .....	14
3.3.- Conceitos fundamentais das antenas.....	14

3.3.1.-	Diagrama de radiação .....	15
3.3.2.-	Densidade de potência de radiação .....	16
3.3.3.-	Intensidade de radiação .....	17
3.3.4.-	Diretividade e ganho .....	17
3.3.5.-	Eficiência .....	18
3.3.6.-	Velocidade de propagação .....	19
3.3.7.-	Índice de refração .....	20
3.3.8.-	Polarização.....	20
3.3.9.-	Relação Axial .....	23
3.3.10.-	Impedância de entrada.....	24
3.3.11.-	Largura de banda.....	25
<b>Capítulo 4</b>	<b>.....</b>	<b>27</b>
Antenas <i>Patch</i>	.....	27
4.1.-	Estrutura e características básicas, limitações.....	27
4.2.-	Aplicações.....	28
4.3.-	Formas habituais de antenas planas.....	29
4.4.-	Escolha do substrato .....	30
4.5.-	Modelos analíticos para as antenas patch .....	31
4.6.-	Generalidades do Modelo de Cavidade .....	32
4.7.-	Radiador retangular $\lambda/2$ .....	33
4.8.-	Longitude, largura e permitividade efetiva.....	34
4.9.-	Impedância de entrada para o radiador retangular $\lambda/2$ .....	35
4.10.-	Diagrama de radiação numa antena retangular de $\lambda/2$ .....	36
4.11.-	Efeito do dielétrico no diagrama de radiação .....	37
4.12.-	Radiador retangular de $\lambda/4$ .....	37
4.13.-	Diagrama de radiação numa antena PIFA .....	39
4.14.-	Alimentação das antenas <i>patch</i> .....	41
4.14.1.-	Alimentação por sonda coaxial .....	41
4.14.2.-	Alimentação por linha <i>microstrip</i> .....	42
4.14.3.-	Alimentação por abertura .....	42
4.14.4.-	Alimentação por proximidade.....	43
4.14.5.-	Vantagens e inconvenientes.....	44
4.15.-	Técnicas de aumentar a largura de banda .....	44
4.16.-	Técnicas de aumento do diagrama de radiação .....	45
4.17.-	Polarização.....	46
4.17.1.-	Polarização Circular, excitação única .....	46
4.17.2.-	Polarização Circular, excitação múltipla .....	47
4.18.-	Obtenção de polarização circular em antenas planas.....	48
4.19.-	Fator de qualidade das antenas planas .....	51
4.20.-	Eficiência de radiação nas antenas patch .....	54
<b>Capítulo 5</b>	<b>.....</b>	<b>57</b>
Desenvolvimento do trabalho.....		57
5.1.-	Escolha do tipo de antena.....	58
5.2.-	Análise para a Face Quadrada .....	61
5.3.-	Análise para a Face Retangular .....	63
5.4.-	Análise para a Face Quadrada com cilindro.....	66
5.5.-	Resultados das simulações .....	67
5.6.-	Resultados experimentais .....	76
<b>Capítulo 6</b>	<b>.....</b>	<b>83</b>
Conclusão .....		83
<b>Referências</b>	<b>.....</b>	<b>85</b>
<b>Anexos</b>	<b>.....</b>	<b>87</b>



## Lista de figuras

Figura 2.1 - Chassis da estrutura 1U do nanossatélite cubesat [1] e imagem do VORSat [2] inicial.....	3
Figura 2.2 - Rampa de lançamento dos nanossatélites [3]. .....	4
Figura 2.3 - Antenas no nanossatélite, configuração 1U. ....	6
Figura 2.4 - Cápsula dentro duma unidade 1U. ....	7
Figura 2.5 - Distância para diferentes altitudes e ângulo de elevação da antena terrestre. ...	9
Figura 2.6 - Tempo de passagem pela estação terrestre. ....	9
Figura 3.1- Esquema básico dum sistema de comunicações, usando ondas eletromagnéticas.....	11
Figura 3.2 - Tipo de antenas filiformes através de linhas bifilares. ....	12
Figura 3.3 - Tipo de antenas filiformes através de cabos coaxiais.....	12
Figura 3.4 - Antenas de abertura em forma de corneta. ....	12
Figura 3.5 - Antenas com refletor cilíndrico e refletor parabólico. ....	13
Figura 3.6 - Antenas com refletores em forma de lentes.....	13
Figura 3.7 - Antenas planas impressas num substrato.....	13
Figura 3.8 - Exemplo de vários tipos agrupamentos de antenas.....	14
Figura 3.9 - Representação em coordenadas polares.....	15
Figura 3.10 - Representação em coordenadas retangulares. ....	16
Figura 3.11 - Distribuição de potências numa antena.....	18
Figura 3.12 - Onda eletromagnética com polarização vertical. ....	20
Figura 3.13 - Polarização Linear / Circular / Elíptica.....	21
Figura 3.14 - Antena com polarização circular com desfasamento elétrico [7]. ....	22
Figura 3.15 - Antena com polarização circular com desfasamento físico [7]. ....	23

Figura 3.16 - Representação duma polarização elíptica .....	23
Figura 3.17 - Esquema elétrico duma antena alimentada. ....	24
Figura 4.1 - Exemplo de antenas planas usadas nas comunicações móveis. ....	28
Figura 4.2 - Utilização de antenas planas numa comunicação com satélite. ....	28
Figura 4.3 - Utilização de antenas planas num míssil. ....	29
Figura 4.4 - Utilização de várias antenas na aviação. ....	29
Figura 4.5 - Várias formas habituais nas antenas planas. ....	29
Figura 4.6 - Estrutura duma antena plana. ....	30
Figura 4.7 - Os vários elementos constituintes duma antena plana. ....	32
Figura 4.8 - Limite magnético em antenas planas. ....	32
Figura 4.9 - Influência do campo elétrico. ....	33
Figura 4.10 - Representação do campo elétrico nas antenas planas. ....	34
Figura 4.11 - Diagrama de radiação duma antena plana de $\lambda/2$ [6]. ....	36
Figura 4.12 - Representação do campo elétrico numa antena PIFA . ....	37
Figura 4.13 - Exemplo duma antena PIFA. ....	38
Figura 4.14 - Exemplo da aplicação de antenas IFA num telemóvel [5]. ....	39
Figura 4.15 - Diagrama de radiação duma antena plana de $\lambda/4$ [6]. ....	40
Figura 4.16 - Distribuição da corrente numa antena PIFA em função da largura do curto-circuito. ....	40
Figura 4.17 - Esquema elétrico duma antena plana alimentada por uma sonda coaxial. ....	41
Figura 4.18 - Esquema elétrico duma antena plana alimentada por uma linha <i>microstrip</i> . ....	42
Figura 4.19 - Esquema elétrico duma antena plana alimentada por uma abertura. ....	43
Figura 4.20 - Esquema elétrico duma antena plana alimentada por aproximação. ....	43
Figura 4.21 - Esquema duma antena plana alimentada por elemento capacitivo [10]. ....	44
Figura 4.22 - Ondas de superfície em antenas planas. ....	45
Figura 4.23 - Tipo de antenas com polarização circular. ....	46
Figura 4.24 - Frequência geradas nos antenas de polarização circular. ....	47
Figura 4.25 - Exemplo duma antena <i>patch</i> com cantos cortados. ....	47
Figura 4.26 - Geração de polarização circular através dum divisor de potência. ....	48
Figura 4.27 - Geração de polarização circular através do circuito híbrido de $90^\circ$ . ....	48

<b>Figura 4.28</b> - Antena plana quadrada. ....	48
<b>Figura 4.29</b> - Inserção ou remoção de perturbação na antena quadrada. ....	49
<b>Figura 4.30</b> - Esquema elétrico equivalente duma antena de polarização circular. ....	50
<b>Figura 4.31</b> - Circuito equivalente duma antena patch retangular [13]. ....	53
<b>Figura 4.32</b> - Eficiência e largura de banda versus espessura do substrato numa antena retangular a uma frequência constante e dois substratos distintos [13]. ....	54
<b>Figura 5.1</b> - Antena plana de cantos cortados. ....	58
<b>Figura 5.2</b> - Representação gráfica de valores para a frequência 2.45 GHZ. ....	60
<b>Figura 5.3</b> - Representação gráfica de valores para a frequência 1.575 GHZ. ....	60
<b>Figura 5.4</b> - Face do nanossatélite de secção quadrada. ....	61
<b>Figura 5.5</b> - Antenas na face quadrada do nanossatélite. ....	62
<b>Figura 5.6</b> - Dimensões das antenas. ....	62
<b>Figura 5.7</b> - Vista lateral do nanossatélite. ....	63
<b>Figura 5.8</b> - Dimensões das antenas. ....	64
<b>Figura 5.9</b> - Imagem das duas antenas a usar. ....	64
<b>Figura 5.10</b> - Vista lateral com as antenas - solução 1. ....	64
<b>Figura 5.11</b> - Flexibilidade do painel solar [15]. ....	65
<b>Figura 5.12</b> - Arqueamento do painel solar. ....	65
<b>Figura 5.13</b> - Vista lateral com as antenas e painéis - solução 2. ....	66
<b>Figura 5.14</b> - Vista da outra face quadrada com o cilindro. ....	66
<b>Figura 5.15</b> - Antenas na face quadrada com cilindro. ....	67
<b>Figura 5.16</b> - Antena <i>patch</i> 1.575GHz em FR-4, configuração à esquerda e o campo elétrico na superfície da antena à direita. ....	68
<b>Figura 5.17</b> - Perda de retorno, S11. ....	68
<b>Figura 5.18</b> - Valor da relação da onda estacionária. ....	69
<b>Figura 5.19</b> - Diagrama de Smith com o valor da impedância de entrada normalizada. ....	69
<b>Figura 5.20</b> - Diagrama de radiação 3D da antena. ....	70
<b>Figura 5.21</b> - Diagrama de radiação 2D da antena. ....	70
<b>Figura 5.22</b> - Antena patch a 2.45Ghz em FR-4, polarização circular direita. ....	71
<b>Figura 5.23</b> - Perdas de retorno, S11. ....	71
<b>Figura 5.24</b> - Valor da relação da onda estacionária para vários pontos de alimentação. ....	72

<b>Figura 5.25</b> - Diagrama de Smith com o valor da impedância de entrada normalizada. ....	72
<b>Figura 5.26</b> - Diagrama de radiação 3D da antena. ....	73
<b>Figura 5.27</b> - Diagrama de radiação 2D da antena. ....	73
<b>Figura 5.28</b> - Representação da antena IFA em HFSS. ....	74
<b>Figura 5.29</b> - Diagramas das perdas de retorno. ....	74
<b>Figura 5.30</b> - Diagrama de Smith da impedância de entrada da antena. ....	75
<b>Figura 5.31</b> - Diagrama de radiação 3D da antena. ....	75
<b>Figura 5.32</b> - Diagrama de radiação 2D da antena. ....	76
<b>Figura 5.33</b> - Esquema elétrico da antena IFA. ....	76
<b>Figura 5.34</b> - Antenas patch em FR-4. ....	76
<b>Figura 5.35</b> - Dimensões das antenas. ....	77
<b>Figura 5.36</b> - Diagrama de radiação 2D da antena. ....	77
<b>Figura 5.37</b> - Diagrama de Smith das três antenas de 2.45GHz. ....	78
<b>Figura 5.38</b> - S11 das três antenas de 2.45GHz. ....	78
<b>Figura 5.39</b> - SWR das três antenas de 2.45GHz. ....	79
<b>Figura 5.40</b> - Diagrama de Smith da antena de 1.575GHz. ....	80
<b>Figura 5.41</b> - Diagrama do S11 da antena de 1.575GHz. ....	80
<b>Figura 5.42</b> - Diagrama do SWR da antena de 1.575GHz. ....	81
<b>Figura A.1</b> - Passagem do nanossatélite sobre a estação terrestre. ....	87
<b>Figura A.2</b> - Representação de duas passagens sucessivas. ....	89

## Lista de tabelas

Tabela 4.1 – Influência da espessura do substrato e do coeficiente dielétrico em antenas planas. ....	30
Tabela 4.2 – Comparação entre alimentação direta e por aproximação. ....	44
Tabela 5.1 – Características das antenas. ....	57
Tabela 5.2 – Cálculos, para a antena de 2.45.....	59
Tabela 5.3 – Cálculos, para a antena de 1.57542 GHz.....	59
Tabela 5.4 – Impedância de entradas das antenas. ....	78
Tabela 5.5 – Tabela S11 das antenas a 2,45GHz. ....	79
Tabela 5.6 – Tabela SWR das antenas a 2,45GHz.....	79



# Abreviaturas e Símbolos

## Lista de abreviaturas

DEEC	Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
FEUP	Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto
ESA	Agência Espacial Europeia
LEO	<i>Low Earth Orbit</i>
GPS	<i>Global Positioning System</i>
LNB	<i>Low Noise Block-downconverter</i>
RFID	<i>Radio-frequency Identification</i>

## Lista de símbolos

$\omega$	Frequência angular
$\alpha$	Ângulo
LB	Largura de banda
LFMP	Largura de feixe a meia potência
D	Diretividade
$e_t$	Eficiência total
$P_{\text{rad}}$	Potência radiada
$P_{\text{in}}$	Potência de entrada
$V_f$	Velocidade de fase
C	Velocidade da luz
$Z_0$	Impedância característica
$\mu$	Permitividade magnética
$\epsilon$	Permissividade
$\lambda$	Comprimento de onda
$\eta$	Índice de refração
G	Ganho da antena
U	Intensidade de energia
L	Largura da antena
W	Comprimento da antena
$Q_0$	Fator de qualidade
J <sub>0</sub>	Função de Bessel
H	Altura do substrato
ROE	Relação de onda estacionária





# Capítulo 1

## Introdução

Este trabalho consiste na realização de antenas para um nanossatélite que a faculdade de engenharia da universidade do Porto (FEUP) vai lançar ao espaço.

O nanossatélite, durante a sua viagem orbital, terá movimentos rotacionais assim como outro tipo de movimentos causados por variáveis inesperadas, pelo que será interessante conhecer a atitude que este possa ter no espaço.

Para isso o nanossatélite tem um conjunto de pequenas antenas para os vários tipos de comunicações, entre eles a comunicação espaço-terra.

Através da captação dos sinais, na estação terrestre, será determinado exatamente qual o comportamento que o nanossatélite tem no espaço.

### 1.1 - Estrutura

Esta tese está dividida em várias partes.

No capítulo 2 é destinado à apresentação do projeto. São explicadas as características do nanossatélite, nomeadamente dimensões, configuração, os objetivos da missão entre muitas outras características.

No capítulo 3 é feita uma explicação dos diferentes tipos de antenas assim como a terminologia e conceitos em antenas.

Já no capítulo 4 é dado a conhecer o funcionamento das antenas *patch*. Devido à versatilidade, deste tipo de antenas, é possível obter dimensões físicas e prestações funcionais muito interessantes para o projeto, adaptando-se muito bem às reduzidas dimensões do nanossatélite.

No capítulo 5 é exposto o desenvolvimento analítico e experimental do trabalho assim como os diferentes resultados obtidos.

Por último, no capítulo 6 é feita uma conclusão de trabalho realizado.

## 1.2 - Metodologia

O método de trabalho realizado para a realização deste trabalho consistiu em, previamente, realizar vários estudos de antenas com o objetivo de selecionar a que melhor se adapta ao projeto.

Através do conhecimento adquirido e das condições impostas, no início do projeto, são selecionadas as antenas *patch* e a IFA, por razões explicadas no seguimento deste trabalho.

Posteriormente foram realizados estudos para a redução das dimensões das mesmas, variando determinados parâmetros e analisando através de simulações computacionais, recorrendo para isso ao *software* HFSS.

Uma vez que vão estar no espaço externo, numa órbita LEO a aproximadamente a 300km de altitude, a gestão da energia é um fator crucial para o sucesso da missão. Sendo assim elas devem funcionar com a máxima eficiência possível.

Definidas as características das antenas procede-se então à sua construção e posterior avaliação experimental.

# Capítulo 2

## O satélite

O trabalho realizado faz parte do estudo de soluções para o desenvolvimento e construção de um nanossatélite pela FEUP.

Durante o lançamento de um foguetão, pela ESA e através do projeto QB50, é possível enviar e libertar pequenos satélites no espaço. Estes substituem blocos de pequenas dimensões, com características bem definidas, como por exemplo: dimensões, massa, centro de gravidade, estrutura entre outras; usados como lastro nos foguetões.

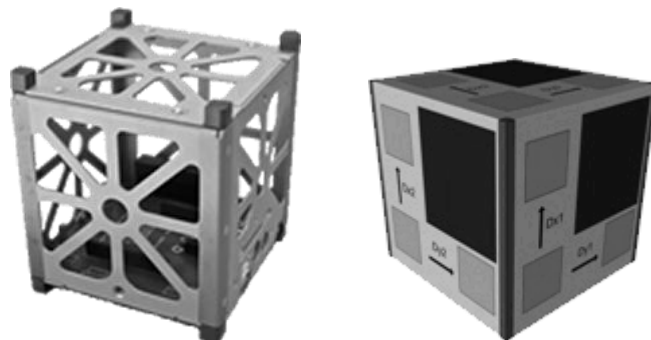


Figura 2.1 - Chassis da estrutura 1U do nanossatélite cubesat [1] e imagem do VORSat [2] inicial.

Esta ideia permite a muitas instituições e/ou empresas construir os seus próprios nanossatélites, para as mais diversas finalidades de estudo, e lançá-los ao espaço a um preço muito reduzido, desde que respeitem escrupulosamente algumas exigências definidas pela ESA.

Durante o lançamento, os nanossatélites, devem ir desligados, isto é, sem nenhum sistema ativo e a sua configuração base deve ser tipicamente cúbica, com arestas de 10cm. A sua massa deve ser igual a 1kg com o centro de massa situado no centro do cubo. Este tipo de configuração é designado de unidade 1U, figura 2.1.

Outra característica é a de 4 arestas paralelas deverem estar preparadas para deslizar nas calhas da rampa de lançamento, que se encontram na parte lateral do foguetão, e as suas extremidades preparadas para receber a força de impulso que os expulsará.

A libertação dos nanossatélites, não é controlada pela entidade que o construiu, já que estes não passam de lastro na fase de lançamento.

Sendo assim não são conhecidas a altitude, a direção, o sentido e o tempo em que são lançados. Conhece-se que em média, os nanossatélites, são libertados numa orbita LEO aproximadamente a 320km de altitude.



Figura 2.2 - Rampa de lançamento dos nanossatélites [3].

Uma vez que a única energia disponível é para ativar os circuitos eletrónicos, eles vão vagueando livremente pelo espaço efetuando trajetórias circulares à volta do planeta Terra.

O tempo médio de vida, dos nanossatélites, varia entre poucas semanas até poucos meses, dependendo de vários fatores:

- Duração das baterias, caso utiliza este tipo de fonte de energia para alimentar os circuitos eletrónicos.
- Capacidade de captar energia solar, se usar painéis solares.
- Tempo que leva a reentrar na atmosfera terrestre e desintegrar-se.

Após a libertação para o espaço todos os sistemas eletrónicos são ativados, de forma automática, e iniciam as funções para as quais foram desenvolvidos e construídos.

Tipicamente são usados nanossatélites de configuração 1U, mas existem outras configurações como são as tipologias 1.5U, 2U e 3U, aumentando assim o tamanho destes.

A nível mundial, já são muitas as universidades e empresas interessadas nesta área da tecnologia espacial.

## 2.1.- VORSat

O projeto VORSat [2], consiste no lançamento dum pequeno satélite para o espaço pretendendo atingir os seguintes objetivos:

- Possibilidade de envio de sinais de rádio para a estação terrestre de modo a ser possível avaliar a atitude e localização, que este tem no espaço.
- Possibilidade de captar energia solar, através de painéis solares, de modo a ser auto-suficiente em termos energéticos.
- Transporte, no seu interior, de uma cápsula reaproveitável, sendo libertada no momento da reentrada do nanossatélite na atmosfera terrestre.
- Possibilidade de comunicação com outro nanossatélite, no âmbito de outro projeto chamado Gamasat.
- Inexistência de partes móveis, expansíveis ou retráteis, durante o tempo operacional do nanossatélite.

Este documento concentrar-se no primeiro ponto, especificamente no estudo das antenas usadas nas comunicações, quer entre nanossatélites, quer entre nanossatélite e a estação terrestre.

## 2.2.- Configuração

A configuração inicial era cúbica, de tipologia 1U, mas com a evolução do projeto passou para o formato de paralelepípedo, tipologia 3U, de dimensões 10x10x30cm. Com este aumento de tamanho passou-se a dispor de mais área, nas superfícies das faces, para os painéis solares e as antenas.

Outro aspeto é que as faces deixaram de ser todas iguais passando a existir 3 tipos de faces. Uma face é semelhante à configuração inicial, quadrada de dimensões 10x10cm, destinada só para as antenas. As faces laterais, de maior área total e de dimensões 10x30cm, são partilhadas pelos painéis solares e as antenas. E por último, o outro tipo de face, também quadrada, distingue-se por existir uma estrutura cilíndrica e metálica no centro. O diâmetro deste cilindro é considerável pelo que a área disponível para as antenas é reduzido.

A configuração 3U permite maior volume interior, possibilitando acondicionar mais equipamento, e maior área de superfície, em 4 das faces do nanossatélite.

Esta configuração facilita a colocação das 4 antenas por face, sem descurar na minimização do seu tamanho, assim como também colocar um maior número de painéis solares.

Relativamente às faces laterais a área disponível é inferior à área da face. Nestas faces existe uma superfície, de 8 mm de espessura, nas arestas mais compridas, destinada ao deslizamento no nanossatélite na calha de lançamento, pelo que a área disponível é de 8.4x30 cm.

Numa das extremidades do nanossatélite vai estar alojada, no interior, a cápsula a ser libertada durante a reentrada do nanossatélite na atmosfera e posteriormente recuperada.

Com a evolução do projeto VORSat, este passou da configuração 1U para a de 3U e passou-se a chamar-se de Gamasat. Neste documento sempre que se fala de VORSat estamos a referir às duas versões. Neste novo projeto, além do aumento do tamanho, vai existir um outro nanossatélite, de configuração 2U, de construção Brasileira. Entre as várias funções vai existir a possibilidade de comunicação entre os dois nanossatélites, comunicação que será realizada recorrendo ao mesmo tipo de antenas e com características idênticas às do VORSat.

Relativamente ao VORSat as antenas a usar são, por face, 3 antenas tipo planas ou impressas, a operar a 2.45 GHz de polarização circular, e uma antena também do tipo plana, a operar a 1.575 GHz de polarização circular direita. A razão de polarização circular deve-se ao fato deste estar sempre em movimento sendo difícil manter uma polarização linear estável.

As antenas a operar a 2.45 GHz são destinadas para o envio do sinal que determina a atitude do nanossatélite e a antena a 1.575 GHz é para a receção do *Global Positioning System* (GPS).

Como já referido, os extremos de topo do paralelepípedo não são iguais, sendo um plano e destinado só para as antenas. Em contrapartida no outro extremo existe a estrutura cilíndrica posicionada no centro, ocupando grande área, pelo que as antenas neste lado são diferentes.

Para esta última face serão usadas antenas IFA com dois elementos radiantes posicionadas em quadratura por cada antena plana normalmente utilizada nas outras faces.

A utilização de dois elementos radiantes em quadratura numa antena IFA é para produzir a polarização circular, sendo necessário, para tal, alimentá-los com um sinal desfasado em  $90^\circ$ , recorrendo-se a um circuito híbrido ou dum divisor de potência em que um dos condutores é  $\frac{1}{4}$  de comprimento de onda maior que o outro.

### 2.3.- Determinação da atitude

Apesar de todas as faces disporem de antenas a funcionar com as mesmas características, só as antenas posicionadas nos painéis laterais são usadas para transmitir o sinal para a estação terrestre.

A técnica usada baseia-se no desfasamento do sinal recebido provocado pela diferença de distâncias entre as antenas e a estação terrestre, situação que acontece quando o vetor normal da face detetável não é paralelo ao eixo que passa pela estação terrestre e o nanossatélite. A orientação do vetor normal é determinada recorrendo às três antenas de 2.45 GHz, posicionadas no plano da face, fig.2.3, formando dois eixos ortogonais, sendo duas antenas por eixo em que uma é comum aos dois eixos.

De modo a poupar energia, a transmissão do sinal é feita alternadamente pelas antenas e de modo cíclico. O mesmo acontece entre as várias faces do nanossatélite. Com esta técnica só vai estar uma e só uma antena a transmitir num determinado momento.

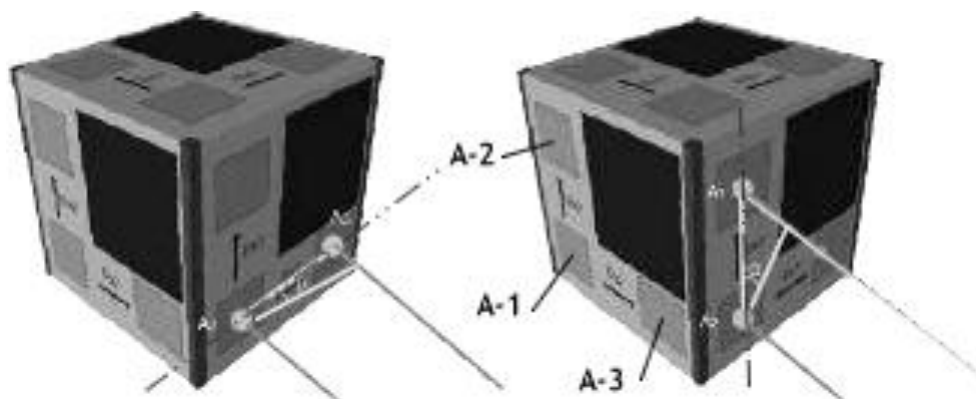


Figura 2.3 - Antenas no nanossatélite, configuração 1U.

O sinal recebido, na estação terrestre, é analisado e determinado o desfasamento das sequências emitidas pelas várias antenas, permitindo deste modo calcular os ângulos dos eixos da superfície detetável formado pelas antenas.

Se as antenas estiverem à mesma distância, em relação à estação terrestre, significa que as sequências são recebidas dentro do sincronismo e os ângulos são nulos

Este processo repete-se para os dois eixos de cada face e para cada uma das faces do nanossatélite.

A determinação da atitude é completada enviando, no sinal, a localização do nanossatélite que é obtida pelas antenas GPS.

## 2.4.- Características funcionais das antenas

Apesar da existência de um grande número de antenas, funcionalmente estas resumem-se a dois tipos, um para a captação do sinal de GPS, à frequência de 1.575 GHz, e uma outra, à frequência de 2.45 GHz, para a transmissão do sinal.

Para o bom funcionamento do projeto, as antenas, devem transmitir ou receber o sinal para/de todas as direções. Isto é, não devem de existir zonas em que a transmissão do sinal é nula ou quase nula. Para evitar estas situações a largura de feixe a meia potência (LFMP) nunca pode ser inferior a 90°, ver secção 3.3.1.

Com uma LFMP ligeiramente superior a 90° garantimos que quando a potência do sinal, numa face, diminui para metade passamos a receber o sinal emitido pelas antenas de outra face, garantindo assim a continuidade da comunicação.

Relativo às antenas a funcionarem à frequência de 1.575 GHz, estas, como são para a captação do sinal GPS, devem ser capazes de funcionar para uma largura de banda (LB) entre os 0.12% e os 0.63% da frequência fundamental e com polarização circular direita.

Para a comunicação à frequência de 2.45 GHz, as antenas devem ter uma LB entre os 2% e os 4% da frequência de operação assim como também, e como já referido, uma polarização circular, optando-se pela direita por questões de uniformização.

## 2.5.- Reaproveitamento da cápsula

Uma característica que distingue este projeto, de outros, é a existência duma pequena cápsula, no interior do nanossatélite, que regressa à Terra.

No momento em que o nanossatélite chega ao fim de vida, este começa a cair de modo mais acentuado, fazendo com que a sua altitude diminua rapidamente. Nesta fase, o nanossatélite entra, a grande velocidade, num ambiente cada vez mais denso, originando grandes forças de atrito e aumento considerável da sua temperatura, fazendo com que se desintegre.

Surge então a ideia de desafiar esta fronteira através da criação duma cápsula capaz de ultrapassar esta situação e regressar à Terra.

A cápsula é libertada momentos antes do nanossatélite se desintegrar, permitindo que se posicione de forma a suportar as condições extremas da reentrada e abrande a velocidade até cair no mar.

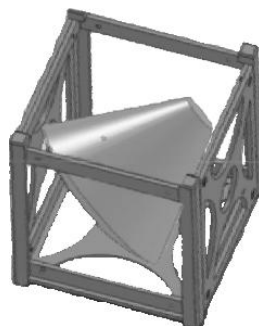


Figura 2.4 - Cápsula dentro duma unidade 1U.

A libertação é feita de modo que a cápsula caia o mais próximo da costa continental portuguesa tornando mais fácil a sua recuperação.

## 2.6.- Limitações

As vantagens do seu pequeno tamanho permite realizar um número interminável de experiências a baixo custo contrastando com o desafio de acomodar todos os sistemas num reduzido volume. O que, por si só, constitui em mais uma vantagem para a engenharia, se considerarmos como um desafio a necessidade de encontrar soluções de compromisso.

A área das faces do cubo é muito limitada para a utilização de antenas e painéis solares simultaneamente. Este é um aspeto crítico uma vez que cada face vai dispor de 3 antenas a operar a 2.45 GHz, para o estudo da atitude, e uma antena a operar a 1.575 GHz para GPS.

Sabendo que o comprimento de onda de um sinal a 2.45GHz é de  $\lambda=12.2\text{cm}$  é fácil concluir que o tamanho das antenas é um fator relevante na área das faces.

Apesar de existirem baterias, para a ativação dos sistemas eletrónicos, a energia que alimenta das unidades de rádio frequência é proveniente dos painéis solares, existentes nas faces do nanossatélite. Isto implica que deve existir um plano de gestão de energia elétrica muito eficiente para o sucesso da missão.

Como já vimos uma técnica de reduzir o consumo energético é a transmissão alternada, do sinal, pelas antenas emisoras, assim como a utilização de componentes de baixo consumo e de grande eficiência.

## 2.7.- Trajetória

O nanossatélite, após expulsado do foguetão que o transporta, vai efetuar uma trajetória circular à volta do planeta terra que rondará aproximadamente os 300 Km a 320 Km de altitude, isto é, vai viajar numa órbita terrestre LEO. Implica que tendo como referência um ponto fixo do planeta, neste caso a estação terrestre, o nanossatélite vai fazer passagens periódicas sendo detetável por um curto período de tempo.

Assim sendo, conhecer a distância máxima, entre o nanossatélite e a estação terrestre, no período detetável é fundamental para estimar a potência de transmissão das antenas emisoras.

Como a determinação exata da posição do nanossatélite envolve muitas variáveis, tornando difícil e laborioso o seu cálculo, expõe-se no anexo 1 a análise, de modo simplista, de obter alguns valores úteis. Nestes cálculos, não são contabilizados os efeitos da reflexão da onda eletromagnética.

O gráfico da figura 2.5 representa a distância entre a estação terrestre e o nanossatélite a orbitar em diferentes altitudes e para diferentes ângulos de deteção (ângulo de elevação das antenas terrestres).

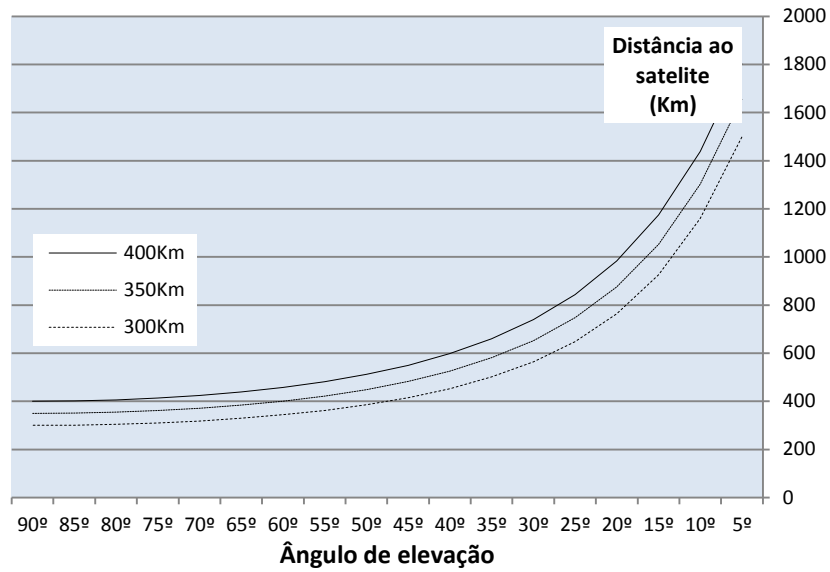


Figura 2.5 - Distância para diferentes altitudes e ângulo de elevação da antena terrestre.

A título de exemplo e numa situação estática se o nanossatélite for detetável com uma elevação da antena terrestre de 5° em relação ao horizonte, significa que, o mesmo se encontra a uma distância entre os 1450km e os 1800km, dependendo da sua altitude, o que representa a distância máxima detetável.

A distância mínima detetável é aquela em que o nanossatélite se encontra por cima da estação terrestre, estando a antena terrestre com uma elevação de 90°.

Em relação ao tempo de passagem, a dedução analítica encontra-se no anexo 2.

O gráfico da figura 2.6 representa o tempo médio que o nanossatélite se encontra detetável para diferentes ângulos limites de deteção e para passagem sobre a estação terrestre.

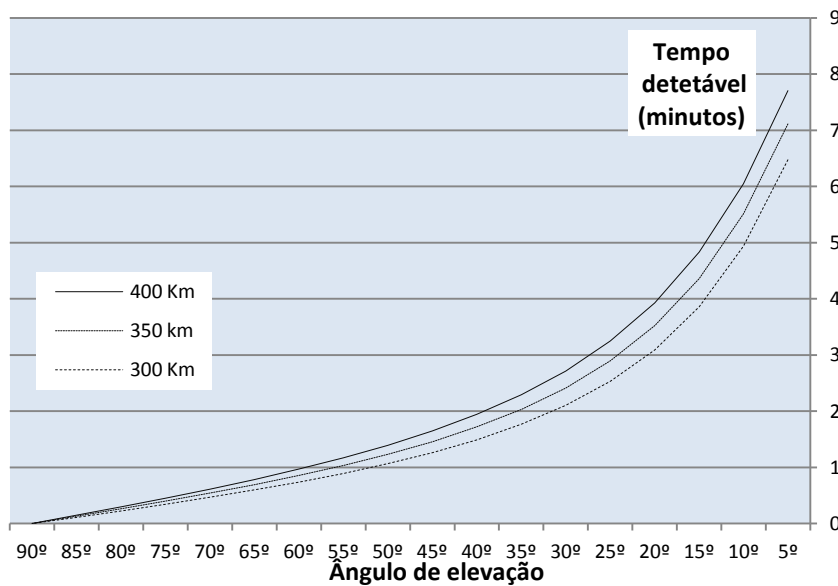


Figura 2.6 - Tempo de passagem pela estação terrestre.

Para uma passagem do nanossatélite sobre a estação terrestre, é possível detetá-lo durante quase 8 minutos, dependendo da altitude do nanossatélite, se as antenas terrestres o acompanharem desde e até uma elevação de  $5^\circ$  em relação ao horizonte terrestre.

É de destacar que é possível detetar em duas passagens consecutivas dentro do território Português. Por exemplo, se o nanossatélite sobrevoar a cidade do Porto, de longitude  $8.65^\circ$  W, na passagem seguinte passará numa longitude de  $31.15^\circ$  W, o que corresponde a sobrevoar a zona dos Açores.

O nanossatélite pode ser detetável duas vezes, em passagens consecutivas, numa única estação terrestre. Como a área de cobertura é uma circunferência de raio igual à distância máxima de deteção, sendo superior a 1400 Km, significa que é possível deteta-lo quando ele passa no meridiano que passa sobre Paris e na longitude que passa sobre o arquipélago da madeira. O aspeto negativo é que quanto maior for o afastamento entre a trajetória do nanossatélite e a estação terrestre menor é o tempo de deteção.

## Capítulo 3

# Noções básicas de Antenas

Uma antena é um elemento metálico capaz de radiar e receber ondas de rádio. Portanto, este elemento é um transdutor que adapta a saída do transmissor ao meio livre assim como este último à entrada do recetor.

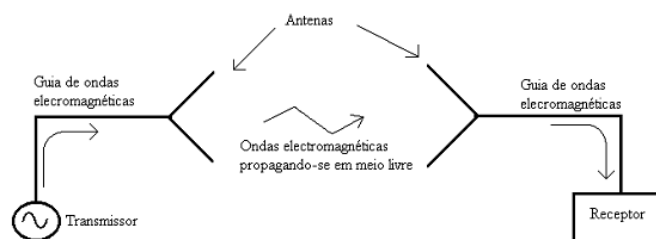


Figura 3.1- Esquema básico dum sistema de comunicações, usando ondas eletromagnéticas.

Apesar de existirem muitos tipos de antenas, elas essencialmente dependem da frequência de operação.

Entre os tipos de antenas temos:

1. Antenas filiformes;
2. Antenas de abertura;
3. Antenas com refletores;
4. Antenas impressas.

É possível agrupar qualquer um destes tipos de modo a obter determinadas características no diagrama de radiação.

### 3.1.- Tipos de Antenas

#### 3.1.1.- Antenas filiformes

Estas são constituídas por um fio condutor que pode ter diversas formas: direito, enrolado formando uma hélice, em forma de aro circular ou quadrado. Também existem outras variantes que derivam de modificações apropriadas às antenas bifilares.

As antenas filiformes podem funcionar com dimensões bastante inferiores ao comprimento de onda do sinal a transmitir, embora com baixa eficiência. A condição ótima, em termos de eficiência, consegue-se para dimensões da ordem do meio comprimento de onda. Contudo, em termos de frequência, atinge-se o limite superior na possibilidade de realizá-las e alimentá-las para dimensões físicas muito reduzidas, isto é, para frequências muito elevadas a dificuldade em construir é mais elevada.

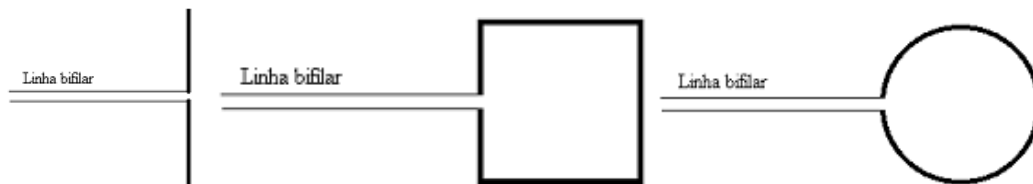


Figura 3.2 - Tipo de antenas filiformes através de linhas bifilares.

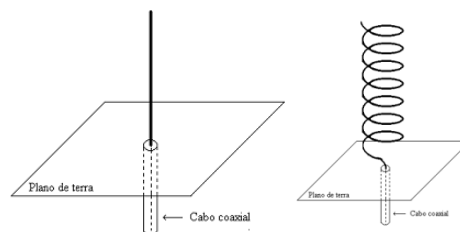


Figura 3.3 - Tipo de antenas filiformes através de cabos coaxiais.

#### 3.1.2.- Antenas de abertura ou corneta

Usadas junto com guias de ondas de secção retangular ou circular, concentram ou expandem a onda eletromagnética.

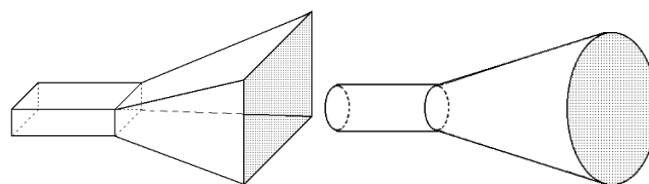


Figura 3.4 - Antenas de abertura em forma de corneta.

É frequente encontrar este tipo de estrutura nos *Low Noise Block-downconverter* (LNB) das antenas parabólicas. A energia das ondas eletromagnéticas, após orientadas e concentradas pelo prato refletor, são guiadas para o guia de onda através deste tipo de estruturas.

### 3.1.3.- Antenas com refletores

Este tipo de antena só é eficiente se a dimensão da abertura for várias vezes superior ao comprimento da onda. Estas são, normalmente, usadas para altas frequências, onde as dimensões físicas são relativamente pequenas em comparação com comprimentos de onda da frequência captada ou emitida.

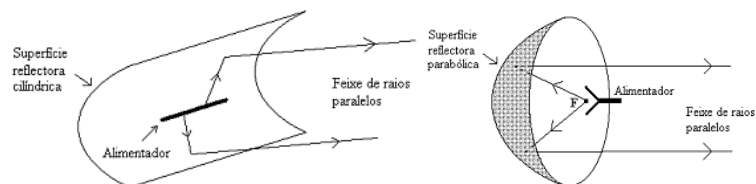


Figura 3.5 - Antenas com refletor cilíndrico e refletor parabólico.

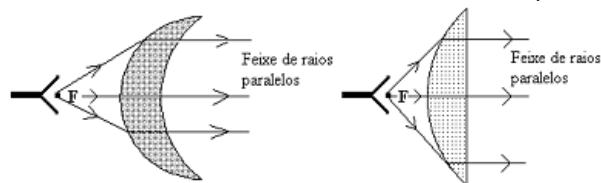


Figura 3.6 - Antenas com refletores em forma de lentes.

Este tipo de antena permite concentrar a energia numa área transversal à propagação da onda eletromagnética num ponto e vice-versa.

### 3.1.4.- Antenas impressas

Muito usado nos dias de hoje, este tipo de antenas podemos encontrar nos mais diversos sítios imagináveis, especialmente nos inúmeros sistemas de *Radio-Frequency Identification* (RFID).

A sua origem esteve nas linhas impressas em placas de circuitos eletrónicos.

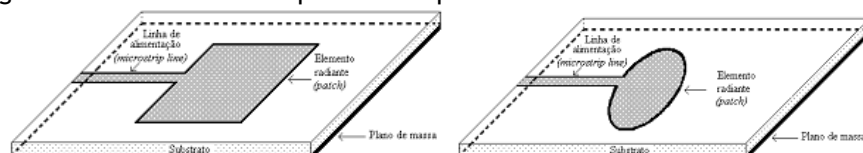


Figura 3.7 - Antenas planas impressas num substrato

### 3.2.- Agrupamento de antenas

Existem muitas situações em que é necessário que o diagrama de radiação apresente determinadas características impossíveis de obter só com um elemento radiante. Para tal recorre-se a um conjunto de elementos organizados geometricamente. A configuração desses elementos chama-se agrupamento de antenas, sendo possível obter diagramas de radiação numa determinada direção ou direções.

Os elementos dum agrupamento podem ser distribuídos espacialmente formando um agrupamento linear, planar ou volumétrico.

Exemplo de um simples agrupamento, espalhado nos telhados das nossas casas, é a conhecida antena Yagi, de receção do sinal de televisão, que é formada por vários elementos condutores dispostos paralelamente, constituindo um agrupamento de dipolos. Apesar de ser só um alimentado os outros atuam como elementos parasitas.



Figura 3.8 - Exemplo de vários tipos agrupamentos de antenas.

Com um agrupamento de antenas é possível aumentar substancialmente o ganho da antena, reduzindo o LFMP, e modificar ligeiramente, e eletricamente, o sentido da diretividade. Esta técnica é muito usada em alguns tipos de radares permitindo um varrimento muito rápido de uma zona.

### 3.3.- Conceitos fundamentais das antenas

Existem vários parâmetros que caracterizam o desempenho duma antena. Muitos deles são independentes da geometria e do tipo de antena.

### 3.3.1.- Diagrama de radiação

É a representação tridimensional da distribuição da energia radiada, em função da direção de observação e a uma grande distância comparada com o comprimento de onda.

Esta representação gráfica pode ser feita em 2 dimensões ou 3 dimensões, sendo hoje em dia mais fácil de visualizar graças às novas ferramentas de *software* de cálculo e simulação de antenas.

Através dos diagramas de radiação é possível ver e analisar as direções onde a antena emite mais energia assim como onde a energia é nula ou quase nula. Estes pontos são chamados de nulos e a zona entre eles são chamados de lobos.

O lobo que está dirigido para a zona onde a antena emite mais energia é chamado de lobo principal, sendo os outros os lobos secundários, sendo desejável que o valor máximo destes seja inferior ao do máximo em 20 dB.

Quando uma antena tem um só lobo principal, no diagrama de radiação, diz-se que a antena é diretiva. A diretividade é tanto maior quanto mais estreita for a largura do lobo principal da antena.

Uma medida ou parâmetro que define a diretividade é a largura de feixe a meia potência (LFMP), vulgarmente designada pela terminologia inglesa de “*half power beamwidth (HPBW)*”. Este parâmetro corresponde ao ângulo onde a potência emitida/recebida é metade da que a antena emite/recebe segundo a direção do seu valor máximo.

Outra importante medida da diretividade é a largura de feixe entre os primeiros nulos (LFEPN), também vulgarmente designada pela terminologia inglesa de “*first null beamwidth (FNBW)*”.

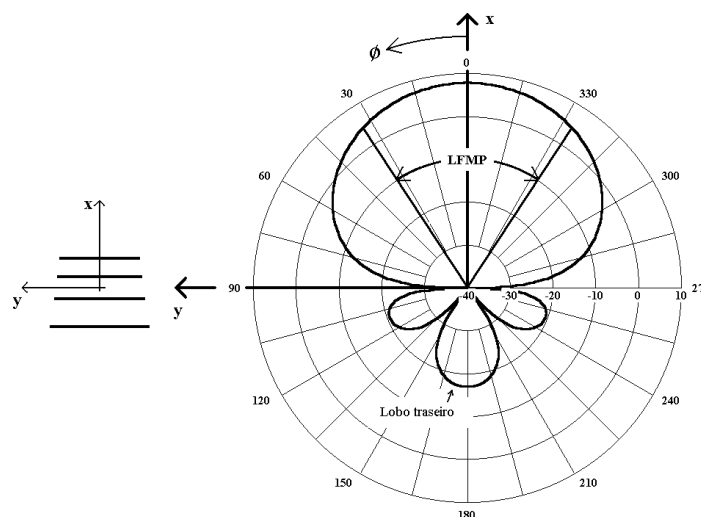


Figura 3.9 - Representação em coordenadas polares.

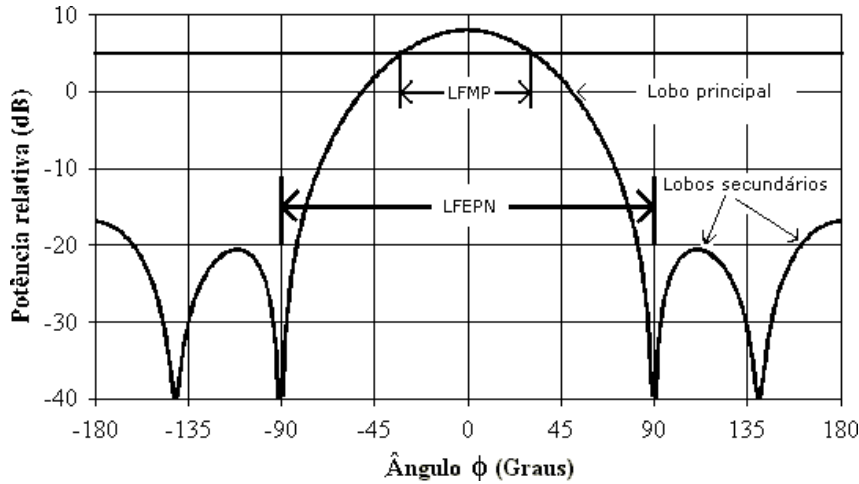


Figura 3.10 - Representação em coordenadas retangulares.

Outro parâmetro relacionado com a diretividade é a razão frente-trás, que consiste em determinar qual a razão de potências entre o valor recebido segundo o sentido de máximo e o recebido no sentido oposto. Quanto maior for esta relação melhor é a diretividade.

### 3.3.2.- Densidade de potência de radiação

Considerando uma antena, no centro duma esfera, a transmitir de forma omnidirecional, a densidade de potência, por unidade de superfície, é dada pela seguinte expressão:

$$S_{rad} = \frac{P_r}{4\pi r^2} \quad (3.1)$$

Onde  $S_{rad}$  é a densidade de potência média radiada,  $P_r$  a potência radiada pela antena e  $r$  o raio da esfera, representando a distância entre a antena e a superfície unitária em análise, perpendicular ao sentido de propagação do sinal.

Assim, em superfícies distantes, a potência radiada pela antena decai com o inverso do quadrado da distância.

Para grandes distâncias,  $r \gg \lambda$  (comprimento de onda), podemos também calcular através da expressão:

$$S_{rad} = P_{med} = \frac{1}{2} |E_\theta| |H_\phi| \quad (3.2)$$

Onde  $E_\theta$  é a componente do campo elétrico e  $H_\phi$  é a componente do campo magnético em coordenadas esféricas.

O cálculo da potência total radiada é feito integrando a densidade de potência média na superfície fechada que envolve a antena.

$$P_{rad} = \oint S_{rad} d_s \quad (3.3)$$

### 3.3.3.- Intensidade de radiação

É um parâmetro que não depende da distância do ponto de observação. Este representa a energia transmitida por unidade de ângulo sólido.

Designa-se habitualmente pela letra U e calcula-se da seguinte forma.

$$U(\theta, \phi) = r^2 S_{rad}(r, \theta, \phi) \quad (\text{W/str}) \quad (3.4)$$

É também possível determinar a potência de radiação, de uma antena, através da sua intensidade [4]:

$$P_{rad} = \iint U(\theta, \phi) d\Omega \quad (\text{W}) \quad (3.5)$$

Em que  $\Omega$  é o ângulo sólido sobre o qual se faz a integração e  $d\Omega$  é o ângulo elementar.

### 3.3.4.- Diretividade e ganho

A diretividade, duma antena, é uma medida de direccionalidade que é referenciada a uma antena isotrópica. Está, define-se como a relação da densidade de potência numa direcção e a densidade de potência média radiada.

Esta relação é determinada pela seguinte expressão:

$$D_{(\theta, \phi)} = \frac{U_{(\theta, \phi)}}{U_o} \quad (3.6)$$

$$D_{(\theta, \phi)} = \frac{\frac{1}{2} \text{Re}(E_\theta H_\phi^* - E_\phi H_\theta^*)}{\frac{P_r}{4\pi r^2}} \quad (3.7)$$

Onde  $D_{(\theta, \phi)}$  é a diretividade na direcção  $(\theta, \phi)$ ,

$U_{(\theta, \phi)}$  é a intensidade de radiação que a antena produz na direcção  $(\theta, \phi)$ ,

$U_o$  é a intensidade de radiação produzida pela antena isotrópica sendo igual a

$$U_o = P_{rad}/4\pi r^2.$$

Para o caso de antenas planas, a diretividade pode ser calculada através da expressão aproximada [5, pag.264]:

$$D = \frac{\eta_o}{40\pi p c_1} \left[ \frac{\cot^2(k_o h \sqrt{\epsilon_r})}{\frac{1}{\epsilon_r} \tan^2(k_o h \sqrt{\epsilon_r + 1})} \right] \quad (3.8)$$

$$\text{tgc}(x) = \frac{\tan(x)}{x} \quad (3.9)$$

Onde, p é a relação da potência radiada por o elemento retangular com a potência radiada por um elemento Hertziano de momento dipolar igual [6, pag. 284].

$$p = 1 - \frac{0.16605}{20} (k_o W_e)^2 + \frac{3 \cdot 0.00761}{560} (k_o W_e)^4 - \frac{0.09142}{10} (k_o L_e)^2 \quad (3.10)$$

$c_1$  é uma constante que depende só do dielétrico

$$c_1 = 1 - \frac{1}{\epsilon_r^2} + \frac{2/5}{\epsilon_r^4} \quad (3.11)$$

e  $\epsilon_r$  é o coeficiente dielétrico do substrato que separa as superfícies condutoras.

A diretividade é expressa por um número real positivo, sem dimensão, contudo é frequente representar em unidades logarítmicas (dB) através da seguinte relação  $D_{dB} = 10 \log(D)$ .

Essencialmente, a diretividade descreve o modo como a antena radia a energia sendo esta menor do que a energia que lhe é fornecida, devido às perdas existentes.

As perdas numa antena determinam a eficiência da antena. Se fornecermos energia a duas antenas, com a mesma diretividade, a que utiliza menos energia é a mais eficiente.

Com isto salienta-se que a diretividade nem sempre é um parâmetro suficiente para caracterizar o desempenho numa antena, pelo que, para melhor representar, é comum utilizar um outro parâmetro chamado de ganho.

Sendo assim, o ganho é representado de forma semelhante à diretividade só que se considera como referência a antena isotrópica sem perdas. Isto é, a energia radiada é igual à energia entregue à entrada da antena.

$$G_{(\theta,\phi)} = \frac{U_{(\theta,\phi)}}{U_o} \quad (3.12)$$

Sendo  $G_{(\theta,\phi)}$  o ganho da antena e  $U_o$  a intensidade de energia radiada pela antena isotrópica sem perdas, definida da seguinte forma

$$U_o = \frac{P_{rad}}{4\pi r^2} = \frac{P_{in}}{4\pi r^2} \quad (3.13)$$

### 3.3.5.- Eficiência

A eficiência, numa antena, é a razão entre a potência radiada ( $P_{rad}$ ) e a potência entregue ( $P_{in}$ ) à antena. Portanto a  $P_{rad}$  é menor ou igual à  $P_{in}$ .

$$e_t = \frac{P_{rad}}{P_{in}} \quad (3.14)$$

Isto significa que parte da potência entregue à antena é dissipada ou retornada ao gerador como representado no seguinte esquema.

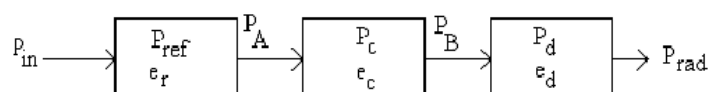


Figura 3.11 - Distribuição de potências numa antena.

Onde

$e_c$  é a eficiência nas partes condutoras associada às perdas nos condutores

$e_d$  é a eficiência nas partes dielétricas associada às perdas nos dielétricos

$e_{ref}$  é a eficiência devido a perdas por reflexão

A eficiência  $e_c$  e  $e_d$  como são normalmente difíceis de separar e de valores próximo da unidade são tratadas juntas, simbolizadas como  $e_{cd}=e_c e_d$  e designadas de eficiência de radiação da antena

### 3.3.6.- Velocidade de propagação

A velocidade de propagação ou velocidade de fase, para um ponto de fase constante, de uma onda progressiva num meio dielétrico ideal, é uma constante.

$$V_{fase} = V_f = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (3.15)$$

Esta é dependente do meio que atravessa e é caracterizada pelas permitividade magnética  $\mu$  e pela permissividade  $\epsilon$ .

No espaço livre (vácuo) a  $v_f$  é aproximadamente igual a 300.000 Km/s enquanto na atmosfera terrestre é de 299.708.000 metros/segundo, o que corresponde a uma diferença de 0.097%.

$$V_f = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} = C \quad (3.16)$$

Onde  $C$  é a velocidade da luz no vácuo

Assim sendo, para cada meio dielétrico a velocidade de propagação é diferente e relaciona-se com a velocidade da luz no vácuo através da seguinte expressão.

$$V_{rel.} = \frac{v_f}{C} = \frac{\sqrt{\mu_0 * \epsilon_0}}{\sqrt{\mu * \epsilon}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 * \epsilon_0}} \quad (3.17)$$

Para os meios ferromagnéticos  $\mu_r \cong 1$  pelo que a velocidade de fase relativa é caracterizada pela expressão:

$$V_{rel} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.19)$$

Isto significa que o comprimento da onda está diretamente relacionado com a frequência e a velocidade de propagação.

### 3.3.7.- Índice de refração

O índice de refração é uma característica do meio e é definido como o inverso do fator de velocidade ou velocidade de fase relativa:

$$\eta = \frac{1}{v_{rel}} = \sqrt{\mu_r * \epsilon_r} \quad (3.20)$$

E no caso de materiais ferromagnéticos  $\mu_r$  é muito próximo da unidade pelo que

$$\eta = \sqrt{\epsilon_r} \quad (3.21)$$

### 3.3.8.- Polarização

As ondas eletromagnéticas são uma forma de energia oscilatória constituída por campos elétrico e magnético que se propagam no espaço, no vazio corresponde à velocidade da luz. Estes campos estão situados em planos ortogonais podendo estar desfasados.

A orientação do campo elétrico, que varia ao longo do tempo, define o tipo de polarização. A figura geométrica traçada pelo vetor campo elétrico num plano perpendicular à propagação da onda, num certo ponto do espaço, ao longo do tempo é denominada de curva de polarização.

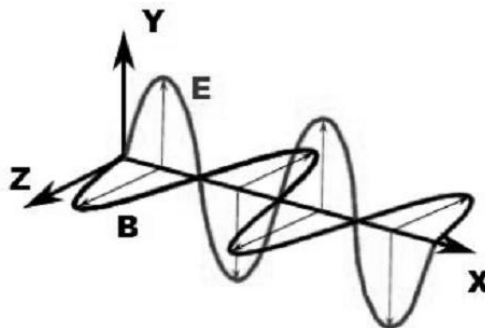


Figura 3.12 - Onda eletromagnética com polarização vertical.

A polarização duma onda eletromagnética pode-se classificar, relativamente à figura geométrica gerada no plano perpendicular à propagação da onda, em três grupos:

- Polarização linear:** Em cada instante o módulo do campo elétrico varia harmonicamente mas a sua direção é sempre a mesma, podendo ser horizontal, vertical ou inclinada.
- Polarização circular** O módulo do vetor campo elétrico é sempre constante ao longo do tempo mas o ângulo que ele forma, com o eixo, varia linearmente no tempo com uma velocidade angular  $w$  constante. O sentido da rotação, do campo elétrico, determina se a polarização é circular esquerda ou direita.
- Polarização elíptica** É o caso mais comum entre o grupo das polarizações com variação

da direção e do módulo do campo elétrico. A velocidade angular é constante mas o módulo não é igual para todas as direções. À semelhança da polarização circular também o sentido de rotação, do campo elétrico, determina o tipo de sentido da polarização.

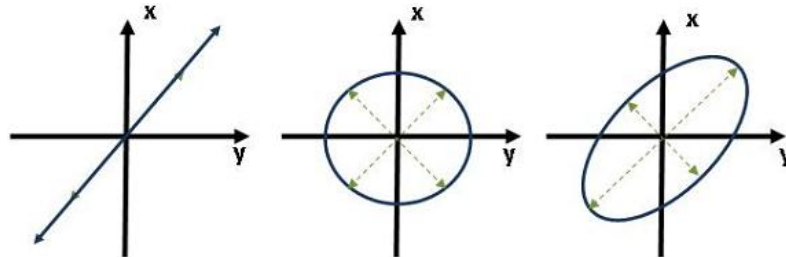


Figura 3.13 - Polarização Linear / Circular / Elíptica.

Para a obtenção da máxima transferência de potência, numa comunicação entre duas antenas, é necessário que ambas tenham a mesma polarização, caso contrário a degradação do sinal é tanto maior quanto maior for a desadaptação da polarização. A desadaptação implica a perda parcial ou total do sinal.

Numa transmissão, a captação de energia é máxima quando as antenas usam o mesmo tipo de polarização.

Quando a distância, entre as antenas numa transmissão, é grande, relativamente ao comprimento de onda usado, considera-se que a onda é plana.

Representando num sistema de coordenadas cartesianas, considerando que a se propaga na direção  $\vec{a}_z$ , o vetor campo elétrico tem componentes segundo  $\vec{a}_x$  e  $\vec{a}_y$  dado por:

$$\vec{E}(z, t) = E_x(z, t)\vec{a}_x + E_y(z, t)\vec{a}_y \quad (3.22)$$

Onde

$$\begin{cases} E_x(z, t) = E_{x0} \cos(\omega t - kz + \varphi_x) \\ E_y(z, t) = E_{y0} \cos(\omega t - kz + \varphi_y) \end{cases} \quad (3.23)$$

Sendo  $E_{x0}$  e  $E_{y0}$  as amplitudes máximas e  $\varphi_x$  e  $\varphi_y$  as fases.

Como as amplitudes são valores complexos podemos representar da seguinte forma:

$$\begin{cases} \vec{E}_x = E_{x0} e^{j\varphi_x} \\ \vec{E}_y = E_{y0} e^{j\varphi_y} \end{cases} \quad (3.24)$$

Portanto podemos assim definir a razão de polarização  $P$ , como a razão entre as amplitudes complexas:

$$\mathbf{P} = \frac{\vec{E}_y}{\vec{E}_x} = \frac{E_{y0}}{E_{x0}} e^{j(\varphi_y - \varphi_x)} = \frac{E_{y0}}{E_{x0}} e^{j\Delta\varphi} \quad (3.25)$$

Através da diferença de fase  $\Delta\varphi$  facilmente se determina o tipo de polarização e o sentido da mesma:

$$\begin{cases} \Delta\varphi < 0 & \text{Polarização direita} \\ \Delta\varphi > 0 & \text{Polarização esquerda} \end{cases} \quad (3.26)$$

Para polarizações lineares, de ondas eletromagnéticas, as componentes do campo elétrico estão em fase ou em oposição de fase, pelo que temos

$$\Delta\varphi = n\pi, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (3.27)$$

e a razão de polarização é puramente real,  $P=p$ , ( $p$  real).

Para o caso de polarizações circulares, as amplitudes dos vetores campo elétrico devem ser iguais  $|E_x| = |E_y|$  e a diferença de fase  $\Delta\varphi$  deve ser múltiplo de  $\frac{\pi}{2}$ ,

$$\Delta\varphi = \begin{cases} -\frac{\pi}{2} - 2n\pi & n = 0, 1, 2, \dots \quad \text{Polarização direita} \\ +\frac{\pi}{2} + 2n\pi & n = 0, 1, 2, \dots \quad \text{Polarização esquerda} \end{cases} \quad (3.28)$$

Sendo a razão de polarização puramente imaginária,  $P = e^{\pm\frac{j\pi}{2}} = \pm j$ .

Se não se verificarem as condições anteriores é porque se trata de uma polarização elíptica.

Na prática a obtenção da polarização circular, com antenas de polarização linear, é feita recorrendo, normalmente, a um dos dois métodos: o método elétrico ou o método físico.

- **Método elétrico**

Consiste em alimentar duas antenas, de polarização linear, com desfasamento elétrico de  $90^\circ$ . As antenas devem estar no mesmo plano e posicionadas de tal modo que a polarização linear individual faça  $90^\circ$  uma da outra.

Para este método recorre-se a um divisor de potência, em que a linha de transmissão de uma das antenas é superior  $1/4$  do comprimento de onda, sendo o sentido definido pelo sentido do desfasamento.

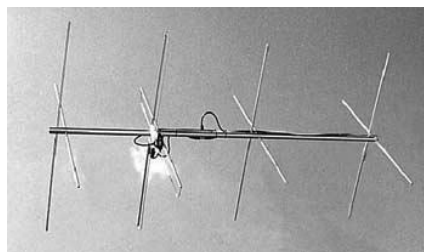


Figura 3.14 - Antena com polarização circular com desfasamento elétrico [7].

- **Método Físico**

Neste método alimentam-se duas antenas, de polarização linear, estando estas em planos paralelos e distanciados um do outro em  $\lambda/4$ . As antenas devem estar posicionadas de tal modo que a polarização linear individual faça  $90^\circ$  uma da outra. Neste método recorre-se a um divisor de potência e a linhas de transmissão iguais.

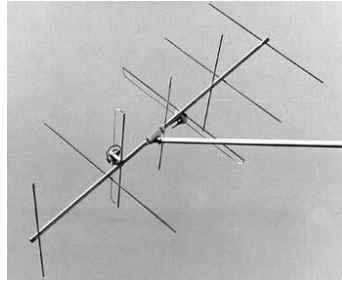


Figura 3.15 - Antena com polarização circular com desfasamento físico [7].

Salienta-se que estes métodos geram polarização circular no sentido de maior ganho, perpendicular ao plano das antenas. Fora desta direção a polarização torna-se elíptica e a  $90^\circ$  do sentido de propagação a polarização é linear.

Um outro aspeto a ter em conta, neste tipo de método é a adaptação de impedâncias, entre as várias linhas de transmissão e o divisor de potência, devendo ser realizadas tendo em conta a impedância característica das antenas e do gerador, de modo a obter a máxima transferência de potência.

### 3.3.9.- Relação Axial

A relação axial é um parâmetro que nos indica o tipo de polarização da onda eletromagnética. Este parâmetro não indica qual o sentido de rotação.

Para o caso mais genérico numa polarização elíptica, definimos a relação axial como:

$$RA = \frac{\text{eixo maior}}{\text{eixo menor}} = \frac{OA}{OB} \quad 1 \leq AR \leq \infty \quad (3.29)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} 1 \text{ Polarização circular} \\ \infty \text{ Polarização linear} \\ \text{outro Polarização elíptica} \end{array} \right.$$

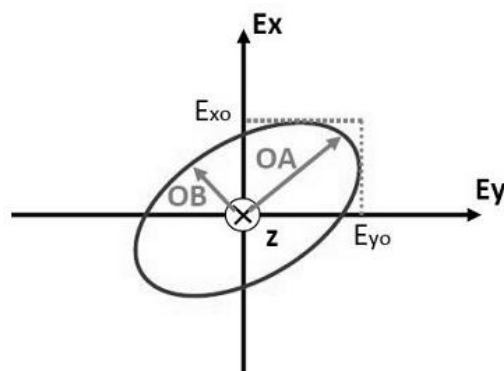


Figura 3.16 - Representação duma polarização elíptica

Que podemos encontrar expressa da seguinte forma:

$$RA = \frac{1+P^2+\sqrt{1+P^4+2P^2\cos(2\varphi)}}{1+P^2-\sqrt{1+P^4+2P^2\cos(2\varphi)}} \quad (3.30)$$

Onde P representa a amplitude da razão de polarização, que é dada por  $E_\theta/E_\varphi$  sendo  $\varnothing$  a diferença de fase entre estas mesmas componentes ortogonais.

Com este parâmetro é possível quantificar a qualidade da polarização circular sendo expresso na maioria das vezes em dB.

$$RA_{dB} = 20\log(RA) \quad (3.31)$$

Para muitas aplicações considera-se suficiente uma relação axial inferior a 3dB para uma boa polarização circular, embora o ótimo seja 0 dB.

### 3.3.10.- Impedância de entrada

Eletricamente uma antena transmissora é representada como uma carga com uma dada impedância complexa que é alimentada por uma fonte de energia.

$$Z_{ant} = R_{ant} + jX_{ant} \quad (3.32)$$

A parte real da impedância representa duas resistências, uma,  $R_{rad}$ , que dissipa a energia radiada, sendo a parte útil da antena, e a outra,  $R_{par}$ , que dissipa a energia nos condutores e dielétricos.

$$R_{ant} = R_{rad} + R_{par} \quad (3.33)$$

Como, ao falarmos de antenas, referimos normalmente às potências que esta recebe e transmite, consideramos então que esta é percorrida por uma corrente  $I_g$ .

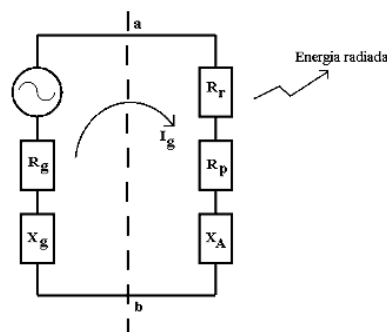


Figura 3.17 - Esquema elétrico duma antena alimentada.

$$P_{ant} = P_{rad} + P_{per} \quad (3.34)$$

Sendo  $P_{ant}$  a potência entregue à antena,  $P_{rad}$  a potência radiada e  $P_{per}$  a potência de perdas nos condutores e dielétricos

Sabendo que  $P=RI^2/2$ , temos então,

$$\frac{1}{2}R_{ant}|I_{ant}|^2 = \frac{1}{2}R_{rad}|I_{ant}|^2 + \frac{1}{2}R_{per}|I_{ant}|^2 \quad (3.35)$$

Pelo que podemos obter a eficiência da antena através da seguinte expressão:

$$e_{cd} = \frac{P_{rad}}{P_{in}} = \frac{R_{rad}}{R_{rad}+R_{per}} \quad (3.36)$$

Com isto podemos dizer que a impedância de entrada numa antena é uma característica intrínseca que varia com a frequência fundamental de operação  $f_0$ . Considera-se ainda válido o valor da impedância noutras frequências desde que estejam próximas da  $f_0$ . A gama destas frequências constitui a banda de frequências operacionais da antena.

Em geral a impedância de entrada duma antena é obtida experimentalmente ou por simulação.

A energia proveniente do gerador e entregue à antena é máxima quando as partes reais do gerador e da antena são iguais e as partes imaginárias são de amplitudes iguais e argumentos conjugados  $X_a = -X_g^*$ .

### 3.3.11.- Largura de banda

A largura de banda é um parâmetro definido por um conjunto de frequências nas quais as características elétricas da antena funcionam como as especificações pré-definidas.

Estas características variam conforme o tipo de antena.

Para antenas impressas, tópico a ser abordado no capítulo seguinte, a impedância de entrada é um parâmetro que varia muito com a variação da frequência. Deste modo o funcionamento deste tipo de antena é limitado pela desadaptação com a linha de transmissão.

Uma forma de controlar esta situação é definir uma frequência central na qual a adaptação é maior e um conjunto de frequências próximas, limitadas por uma frequência superior e uma frequência inferior. Se assumirmos que no pior dos casos 90% da potência é transferida à antena, então as frequências limites são determinadas pelo coeficiente de onda estacionária (VSWR), que neste caso é da ordem de 2.

Portanto, é possível estimar a largura de banda para antenas retangulares tipo *patch* através da seguinte expressão:

$$LB = \frac{16 * p * h * W * q}{3 * \sqrt{2} * \eta * \epsilon_r * \lambda_0 * L} \quad (3.37)$$

onde,

$$p = 1 - \frac{0.16605}{20}(k_0 * W) + \frac{0.02283}{560}(k_0 * W)^4 - 0.009142 * (k_0 * L)^2 \quad (3.38)$$

$$q = \left(1 - \frac{1}{\epsilon_r} + \frac{2}{5 * \epsilon_r^2}\right) \quad (3.39)$$

sendo  $\lambda_0$  o comprimento de onda no vácuo,  $k_0$  o seu número de onda, L e W a largura e o comprimento da antena *patch*.

A máxima transferência de energia do gerador para a antena ocorre quando  $Z_A = Z_g$

A largura de banda também pode ser determinada pela relação de onda estacionária, definindo um valor aceitável para  $ROE = VSWR$ .

No caso de comunicações móveis esse valor é inferior a 1.5:1.

$$LB = \frac{ROE-1}{Q\sqrt{ROE}} \times 100 \quad (3.40)$$

## Capítulo 4

### Antenas *Patch*

#### 4.1.- Estrutura e características básicas, limitações

As antenas *patch* são antenas planas, apesar de existirem antenas planas que não são *patch*, portanto neste documento ao falar de antenas planas referimos unicamente às antenas *patch*.

Para a sua construção são usadas técnicas de desenho aplicadas em micro linha nos circuitos eletrônicos.

Basicamente são formadas por placas metálicas, de espessura muito finas e paralelas, em que uma serve de plano de massa (*ground plane*) e a outra, ou outras, apresentam uma configuração geométrica, de tamanho ressonante que variam entre  $0.25\lambda$  e  $1\lambda$ , e que caracterizam o tipo de funcionamento da antena.

A separação entre as placas metálicas é normalmente preenchida por ar, vácuo ou por uma substância resinosa chamada de substrato. Este último é o mais empregue já que aumenta a constante dielétrica entre as placas e serve de suporte às próprias placas.

Esta separação pode ter uma espessura entre  $0.005\lambda$  e  $0.2\lambda$  e a constante dielétrica, propriedade do substrato, pode ser entre  $1 \leq \epsilon_r \leq 12$ .

São várias as características que tornam este tipo de antenas vantajosas, como são por exemplo:

- Baixo perfil, peso e volume reduzido.
- Baixo custo e possibilidade de construção em grande escala.
- Grande robustez mecânica quando montadas em superfícies rígidas.
- Muita facilidade de fabrico
- Versáteis em frequência, polarização, diagramas, etc.
- Compatíveis com dispositivos ativos.
- Adaptáveis a superfícies curvas.

Apesar de apresentar um grande número de vantagens, elas também apresentam desvantagens importantes, como são por exemplo:

- Grande fator de qualidade (Q) o que implica uma banda de funcionamento estreita (1%-5%).
- Falsas radiações ou radiações espúrias (linha de alimentação, onda de superfície, bordos) o que origina um comportamento indesejável na antena.

- Requerem um substrato de qualidade.
- A impedância de entrada é difícil de calcular e de ajustar sendo obtida pelo método iterativo simples.
  - Funcionam para baixas potências.
  - Polarização cruzada pobre em pureza, o que implica que a relação  $(CP/XP) > 20\text{dB}$ .
  - Eficiência reduzida em agrupamentos de antenas devido às perdas nas linhas da rede de alimentação.

Mesmo assim existem maneiras de minimizar algumas das desvantagens, como por exemplo, aumentando a altura do substrato para aumentar a largura de banda junto com técnicas de alimentação, o baixo ganho pode ser superado através de agrupamentos de antenas.

Este tipo de antenas é cada vez mais utilizado, nos dias de hoje, numa faixa de frequências que vai desde os 100 MHz até aos 50 GHz.

## 4.2.- Aplicações

São utilizadas nas mais diversas utilizações como por exemplo:

- Comunicações móveis (estações base de telecomunicações, em telemóveis, em automóveis, etc.).
  - Antenas de aviões (para a navegação, altímetros, telefonia).
  - Satélites de comunicações
  - Radares (*Phased arrays*) com adaptação eletrónica do diagrama de radiação.
  - Biomédicas (aplicadores de calor em medicina (hipertermia)).
  - Telemetria (em mísseis teleguiados, sensores).
  - Observações da Terra.
  - Sistemas de vigilância, identificação e controlo (alarmes, portagens).

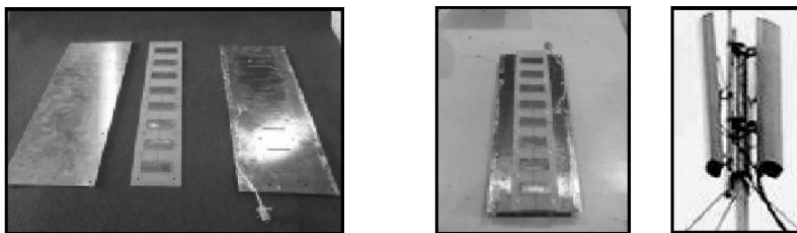


Figura 4.1 - Exemplo de antenas planas usadas nas comunicações móveis.

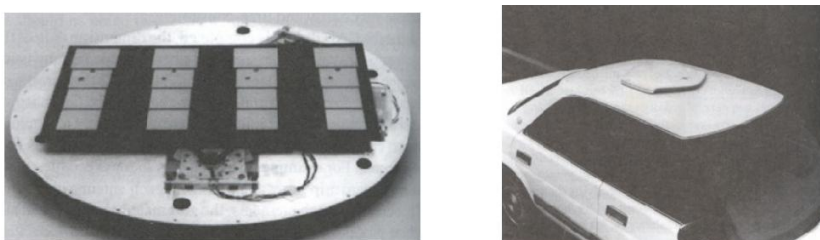


Figura 4.2 - Utilização de antenas planas numa comunicação com satélite.



Figura 4.3 - Utilização de antenas planas num míssil.

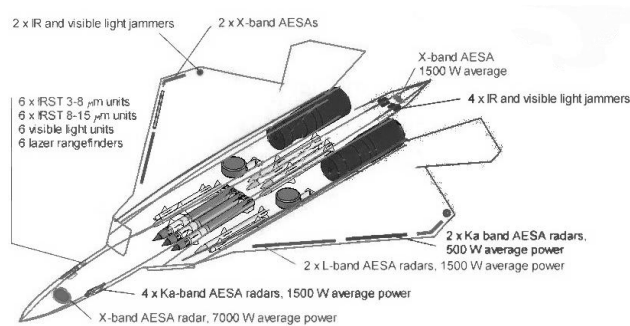


Figura 4.4 - Utilização de várias antenas na aviação.

### 4.3.- Formas habituais de antenas planas

Existe uma grande variedade de formas e de tamanhos deste tipo de antenas sendo o tamanho dependente da frequência fundamental de operação. Entre as formas mais comuns podemos encontrar as seguintes:

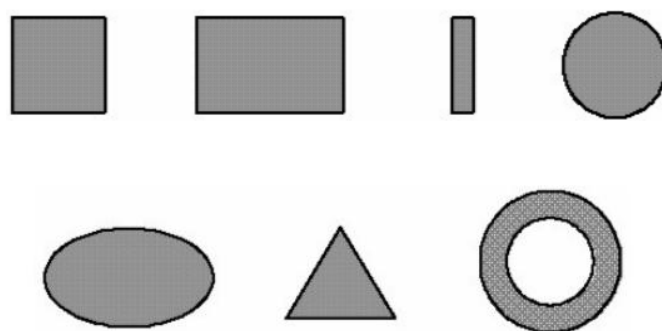


Figura 4.5 - Várias formas habituais nas antenas planas.

#### 4.4.- Escolha do substrato

O substrato é o elemento que se encontra entre as placas metálicas e é normalmente feito de uma substância resinosa. Serve de elemento de suporte e de separador, mantendo as placas metálicas uniformemente afastadas de um valor fixo  $h$ . Normalmente este valor está compreendido entre  $0.005\lambda \leq h \leq 0.2\lambda$ .

A constante dielétrica varia consoante o tipo de substrato e esta pode variar entre  $1 < \epsilon_r < 12$ , sendo pouco usado valores acima de  $\epsilon_r > 5$ .

Outra característica importante são as perdas de fuga, simbolizadas por  $\tan(\delta)$ , que para substratos de qualidade são inferiores a 0.002.

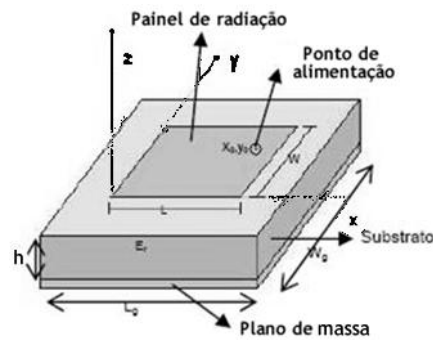


Figura 4.6 - Estrutura duma antena plana.

Para o desenho de uma antena é necessário ter em conta, entre outros fatores, o tipo de substrato a usar e a espessura que este tem. Existe, portanto, uma solução de compromisso como representa a seguinte tabela:

Tabela 4.1 – Influência da espessura do substrato e do coeficiente dielétrico em antenas planas.

		h	$\epsilon_r$
Para antenas de pequenas dimensões	→	Pequeno	Grande
Reduzir a radiação das linhas	→	Pequeno	Grande
Baixas perdas por ondas de superfície	→	Pequeno	Pequeno
Para aumentar a largura de banda	→	Grande	Pequeno
Melhor eficiência de radiação	→	Grande	Pequeno
Menos sensibilidade às tolerâncias	→	Grande	Pequeno

Portanto para substrato finos temos que a largura de banda diminui, a frequência de ressonância aumenta e o comprimento ressonante da antena diminui.

Se pelo contrário pretendermos aumentar a largura de banda é possível fazer aumentando a espessura do substrato, aumentar o comprimento ressonante da antena diminuindo a

frequência, selecionar um plano de massa de pequenas dimensões ou alterar a constante dielétrica do substrato.

#### 4.5.- Modelos analíticos para as antenas patch

A análise das antenas planas é complicada, devido à presença de dielétricos não homogêneos, condições fronteira não homogêneas, diversidade de alimentadores, formas de radiadores e diferentes configurações. Sendo assim recorre-se a modelos analíticos por várias razões:

- Fornece um melhor entendimento dos princípios de funcionamento que podem ser usados para um novo desenho, modificando os modelos existentes e criando novas configurações,
- Utilização dos modelos para determinar as vantagens e as limitações de determinadas antenas,
- Reduz o número de ensaios no processo de desenho duma nova antena.

Entre a complexidade dos métodos e a exatidão da solução, chega-se a um equilíbrio comprometendo algumas características.

O modelo resultante diz-se que é aceitável se:

- For possível ser usado para calcular a impedância e as características de radiação da antena,
- Os resultados apresentam confiança,
- Permitem interpretar por si os fenómenos físicos.

Os modelos analíticos mais usados, para determinar as características das antenas patch são:

- O modelo da linha de transmissão,
- O modelo da cavidade e
- O modelo de redes multiportos.

As análises exatas com base nas equações integrais do tipo *Sommerfeld* e a solução das equações de Maxwell são mais confiáveis mas muito laboriosas, quanto ao uso matemático.

Nos métodos ou modelos analíticos, os campos associados às antenas dividem-se em dois:

a) uma região interna, que está formada pelo radiador, o plano de massa e por a periferia dos dois elementos, em que o campo nesta região se modela como secção de linhas de transmissão ou como cavidades;

b) uma região externa, que é o resto do espaço, os campos nesta região compreendem a radiação, as ondas superficiais e os efeitos dos campos, nos bordos das superfícies da antena, e são descritos como dimensões equivalentes da antena e perdas tangenciais do dielétrico.

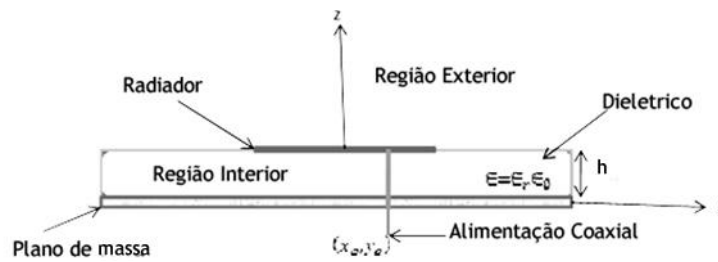


Figura 4.7 - Os vários elementos constituintes duma antena plana.

O modelo da cavidade produz bons resultados para uma aproximação. Dá um melhor entendimento da operação física da antena e permite uma melhor manipulação dos parâmetros do desenho comparando com o modelo de linha de transmissão. Por este motivo é realizada a estimativa preliminar do desenho através deste modelo.

#### 4.6.- Generalidades do Modelo de Cavidade

Assume-se que o radiador é um condutor perfeito, colocado num substrato com permitividade relativa  $\epsilon_r$  de espessura  $h$  pequena comparando com o comprimento da onda no substrato, com paredes magnéticas na periferia do radiador.

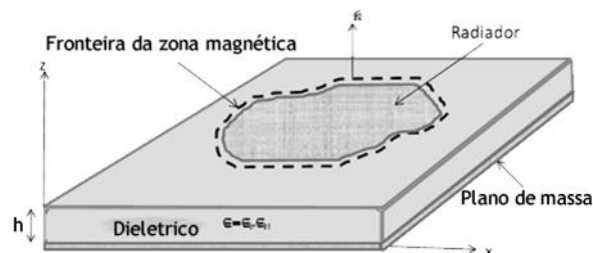


Figura 4.8 - Limite magnético em antenas planas.

O modelo da cavidade consiste no seguinte modelo físico:

- O campo elétrico está localizado principalmente entre o radiador e o plano de massa.
- A radiação é originada no desbordamento dos campos eletromagnéticos da cavidade nas paredes laterais.

A pequena espessura de  $h$  do substrato permite assumir as seguintes aproximações:

- As paredes magnéticas ideais permitem uma expansão modal simples nos termos duma combinação de auto funções.
- O campo elétrico  $\vec{E}$  na cavidade é paralela à direção  $z$ , dada a condição de que a corrente de excitação  $\vec{J}_e$  é constante (esta é uma restrição que limita a validade do modelo para substratos que são finos comparados com a longitude da onda).
- Os campos elétricos  $E_z$  dentro da cavidade, assim como também as funções próprias, são independentes de  $z$ .

Como é feita uma aproximação a uma cavidade ideal, as funções próprias estão determinadas e são ortogonais entre si, e o campo total excitado pela alimentação pode ser

expandido nos termos destas funções, assim como, os valores próprios são todos números reais e independentes das perdas tangenciais dos dielétricos.

Os campos exteriores da cavidade determinam as características de radiação do radiador. Os campos interiores são usados para determinar a impedância da antena e as correntes responsáveis pela radiação.

O modelo de cavidade pode-se aplicar, em geral, para formas de radiadores onde os campos nas regiões se podem expressar com funções próprias.

Nas secções seguintes são analisados dois tipos de antenas: o radiador de  $\lambda/2$  e o radiador de  $\lambda/4$ .

## 4.7.- Radiador retangular $\lambda/2$

Num radiador retangular o comprimento  $L$  e a largura  $W$  sobre um plano de massa com um dielétrico fino de altura  $H$  e de constante dielétrica  $\epsilon_r$ , a distribuição dos campos podem ser descritos por modos TM na direção de  $z$ . Como resultado disto existem três componentes de campos  $E_z$ ,  $H_x$  e  $H_y$ . O campo elétrico  $\vec{E}$  deve satisfazer as equações da onda

$$\nabla \times \nabla \times \vec{E} - k^2 \vec{E} = -i\omega\mu_0 \vec{J} \quad (4.1)$$

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} + K^2 E_z = i\omega\mu_0 J_z \quad (4.2)$$

Onde  $k^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \epsilon_o$  e  $J_z$  é a densidade de corrente de excitação

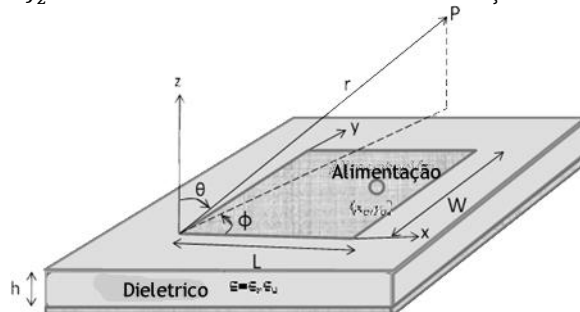


Figura 4.9 - Influência do campo elétrico.

Na cavidade do radiador, o campo elétrico se expressa, em termos dos vários modos, como [6,pag.260]

$$E_z(x, y) = i\omega\mu_0 I_0 \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\psi_{mn}(x, y) \psi_{mn}(x_0, y_0)}{k^2 - k_{mn}^2} G_{mn} \quad (4.3)$$

$$\psi_{mn}(x, y) = \sqrt{\frac{\epsilon_m \epsilon_n}{LW}} \cos(k_m x) \cos(k_n y) \quad (4.4)$$

$$m, n = 0, 1, 2, \dots, p, \dots$$

$$\epsilon_p = \begin{cases} 1 & p = 0 \\ 2 & p \neq 0 \end{cases} \quad (4.5)$$

$$k_m = \frac{m\pi}{L} \quad ; \quad k_n = \frac{n\pi}{W} \quad (4.6)$$

$$k_{mn}^2 = k_m^2 + k_n^2 \quad (4.7)$$

Esta expressão permite obter as expressões para a impedância de entrada e a densidade de corrente na superfície do radiador.

Também se podem deduzir as seguintes considerações para o modo fundamental de propagação  $TM_{10}$ .

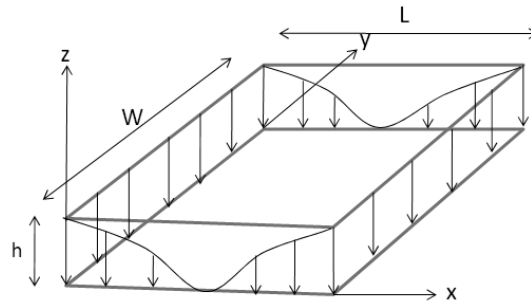


Figura 4.10 - Representação do campo elétrico nas antenas planas.

O campo elétrico dentro da cavidade apresenta máximos nos bordos radiantes na direção  $x$ , com um mínimo no centro.

- O comprimento do radiador  $L$  determina a frequência de ressonância.

$$L = \frac{c}{2f_{10}\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.8)$$

• A largura do radiador  $W$  tem um efeito desprezável na frequência de ressonância. Selecionando a largura do radiador  $W$  de maior dimensão que o comprimento  $L$ . A frequência de ressonância não apresenta modos indesejados, mas como se verá afeta a impedância de entrada.

A determinação de  $W$  baseia-se em critérios de eficiência de radiação estudados por Bahl e Bhartia dado através de [8]:

$$W = \frac{c_0}{2f} \left( \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (4.9)$$

A variação de  $W$  não influencia a frequência de ressonância. Para  $W$  menor implica menor eficiência e para  $W$  maior implica maior eficiência mas aparecem modos de ordem superior que modificam as distribuições do campo.

#### 4.8.- Longitude, largura e permitividade efetiva

No modelo de cavidade coloca-se uma fronteira de paredes magnéticas perfeita nos bordos do radiador para formar uma cavidade fechada. Para explicar a fuga dos campos, usa-se a longitude efetiva do radiador como [5,pag.232]:

$$L_e = L - 2\Delta L \quad (4.10)$$

$$\Delta L = 0.412 \frac{(\epsilon_{ref} + 0.3) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{ref} - 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.813 \right)} \quad (4.11)$$

Onde  $\Delta L$  é uma pequena extensão dos bordos. Esta extensão é escolhida para produzir a correta frequência de ressonância para o modo dominante na cavidade do radiador.

A frequência de ressonância do modo dominante na cavidade fo está relacionada com a longitude efetiva do radiador por:

$$f_o = \frac{C}{2L_e \sqrt{\epsilon_{ref}}} \quad (4.12)$$

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (4.13)$$

Onde,

C é a velocidade da luz no vácuo

$\epsilon_{ref}$  é a permitividade relativa efetiva do substrato.

De igual modo é definido a largura efetiva do radiador como [5,pag.225]:

$$W_e = W + 2\Delta W \quad (4.14)$$

$$\Delta W \approx \frac{h}{\pi} \ln 4 \quad (4.15)$$

## 4.9.- Impedância de entrada para o radiador retangular $\lambda/2$

A impedância de entrada, considerando o estado estático é dado por [6,pag.261]:

$$Z_{ent} = i\omega\mu_o \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\psi_{mn}^2(x_o, y_o)}{k_o^2 \epsilon_{re} (1 - i\delta_{ef}) - k_{mn}^2} \quad (4.16)$$

O efeito das perdas no condutor, perdas no dielétrico e o efeito de radiação, respetivamente, foram incluídos na impedância definindo na perda tangencial efetiva.

$$\delta_{ef} = \tan \delta + h \sqrt{\pi f \mu_o \sigma} + \frac{P_{rad}}{2\pi f W_T} \quad (4.17)$$

Onde:

$\tan \delta$  representa as perdas tangencial do dielétrico

h é a altura do dielétrico

f é a frequência de ressonância

$\mu_o$  é a permeabilidade no vazio

$\sigma$  é a condutividade do metal

$P_{\text{rad}}$  é a potência radiada pela antena  
 $W_t$  é a energia armazenada na cavidade

Analisando a equação (4.16), temos que depois de determinar a longitude  $L$  na frequência de ressonância, a largura  $W$  é utilizada para ajustar o valor da impedância de entrada, isto para antenas de polarização linear. Quando se aumenta a dimensão  $W$  a impedância de entrada da antena diminui e ao diminuir o tamanho se incrementa o valor da impedância de entrada.

#### 4.10.- Diagrama de radiação duma antena retangular de $\lambda/2$

O padrão de radiação, é dado da seguinte forma [6, pag.166-168]:

$$\phi = 0$$

$$E_{\phi} = 0$$

$$|E_{\theta}|^2 = \left(\frac{\eta_0 V_0 \sqrt{\epsilon_r}}{2\pi r Z_0}\right)^2 \frac{\cos^2\left(\frac{k_0 L \sin \theta}{2}\right)}{(\epsilon_r - \sin^2 \theta)^2} \frac{(\epsilon_r - \sin^2 \theta) \cos^2 \theta}{(\epsilon_r - \sin^2 \theta) + \epsilon_r^2 \cos^2 \theta \cot^2(k_0 h \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta})} \quad (4.18)$$

$$\phi = 90$$

$$E_{\theta} = 0$$

$$|E_{\phi}|^2 = \left(\frac{\eta_0 V_0 \sqrt{\epsilon_r}}{2\pi r Z_0}\right)^2 \frac{\cos^2 \theta}{(\epsilon_r - \sin^2 \theta) \cot^2(k_0 h \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta}) + \cos^2 \theta} \sec^2\left(\frac{W k_0 \sin \theta}{2}\right) \quad (4.19)$$

Onde

$\eta_0$  é a impedância no espaço livre

$V_0$  é a voltagem de RF no ponto de alimentação

$Z_0$  é a impedância no ponto de alimentação

$r$  é a distância em coordenadas esféricas desde a fonte até ao observador.

Analisando estas equações, se pode deduzir que uma longitude  $L$  grande incrementa a potência de radiação e a largura  $W$  tem influência nas características de polarização cruzada.

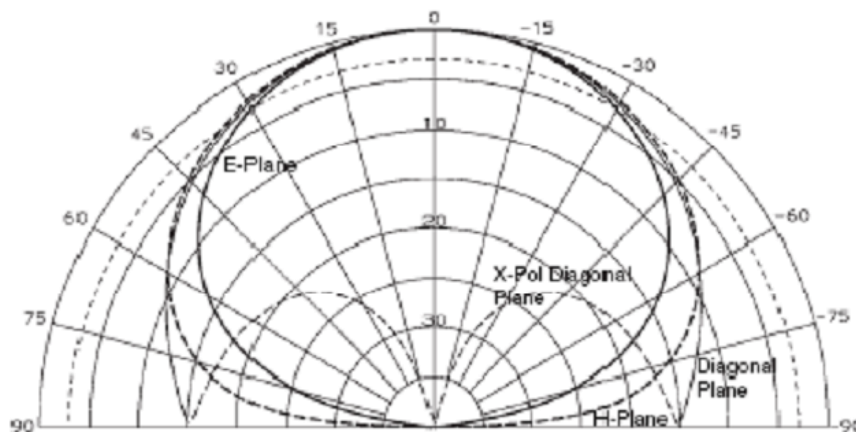


Figura 4.11 - Diagrama de radiação duma antena plana de  $\lambda/2$  [6].

### 4.11.- Efeito do dielétrico no diagrama de radiação

O efeito do dielétrico nas propriedades radioativas, determina-se analisando o padrão de radiação para um elemento Hertziano [9].

$$E_{\phi}(r, \theta, \phi) = \sin \phi \left( \frac{i\omega\mu_0}{4\pi r} \right) e^{-ik_0 r} F(\theta) \quad (4.20)$$

$$E_{\theta}(r, \theta, \phi) = -\cos \phi \left( \frac{i\omega\mu_0}{2\pi r} \right) e^{-ik_0 r} G(\theta) \quad (4.21)$$

Onde

$$F(\theta) = \frac{2 \tan(k_0 h \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta})}{\tan(k_0 h \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta}) - i \frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta}} \sin \theta} \quad (4.22)$$

$$G(\theta) = \frac{2 \tan(k_0 h \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta}) \cos \theta}{\tan(k_0 h \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta}) - i \frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta}} \cos \theta} \quad (4.23)$$

Através destas equações é possível observar que a magnitude do diagrama de radiação é inversamente proporcional ao valor da constante dielétrica do substrato.

### 4.12.- Radiador retangular de $\lambda/4$

Sendo um dos objetivos a utilização de antenas de reduzido tamanho, com pequenas modificações podemos diminuir a longitude do radiador, anteriormente analisado, para metade. Este tipo de radiador é conhecido por “Antena F Invertido Planar” (PIFA).

Sabendo que o campo elétrico é nulo no meio do radiador de  $\lambda/2$ , ao longo da longitude, é possível ligar este ponto ao plano de massa sem alterar a distribuição do campo elétrico. Com esta condição é possível descartar metade do radiador mantendo a frequência de ressonância.

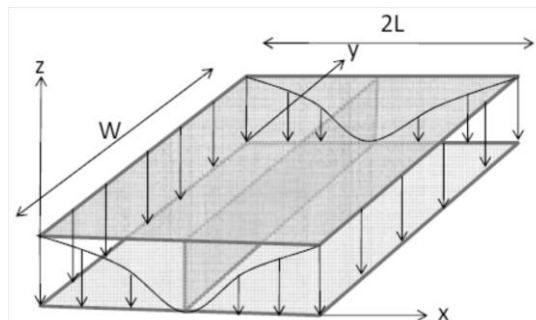


Figura 4.12 - Representação do campo elétrico numa antena PIFA .

As condições limite para esta configuração são as seguintes:

$$\frac{\partial E_z}{\partial x} \Big|_{x=0} = 0 \qquad E_z \Big|_{x=L} = 0 \qquad (4.24)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} \Big|_{y=0} = 0 \qquad \frac{\partial E_z}{\partial y} \Big|_{y=W} = 0 \qquad (4.25)$$

Estas condições permitem obter um elemento radiador de um quarto comprimento de onda, já que a distância entre o bordo radiante e a parede elétrica é  $\lambda/4$ .

A distribuição do campo elétrico entre o radiador e o plano de massa para o modo fundamental  $TM_{10}$  se pode escrever como:

$$\vec{E} = E_o \cos\left(\frac{\pi x}{2L}\right) \hat{e}_z \qquad (4.26)$$

A frequência de ressonância, para o modo dominante, na cavidade  $f_{10}$  está relacionada com a longitude efetiva do radiador através da seguinte expressão:

$$f_{10} = \frac{c}{4L_e \sqrt{\epsilon_{re}}} \qquad (4.27)$$

Este tipo de antena apresenta as seguintes diferenças em relação à de meio comprimento de onda:

- O diagrama do campo elétrico  $E$  do radiador de um quarto de longitude é mais largo.
- A energia armazenada neste tipo de radiador é metade da de um meio de comprimento de onda, já que a área deste é também metade.
- A largura de banda é idêntica à do radiador de meia onda.
- O campo elétrico dominante  $E_z$  é zero no plano de curto-circuito e é muito grande no bordo oposto da antena. Isto origina uma distribuição não uniforme perpendicular na superfície.

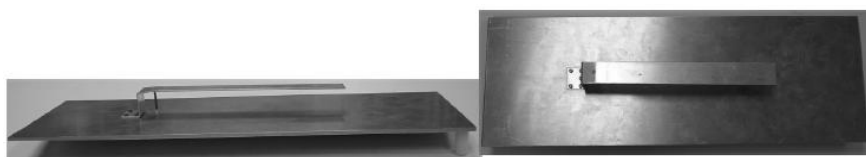


Figura 4.13 - Exemplo duma antena PIFA.

Uma vez que a configuração da antena é obtida através do radiador de meia onda, as características destas antenas podem ser deduzidas facilmente.

Um outro tipo de antena existente e muito usada atualmente, pelos sistemas de comunicação móveis, é a antena F invertida IFA. Apesar do princípio de funcionamento ser semelhante à antena PIFA difere em vários aspetos.

O ponto de partida começa na antena bipolar. O campo elétrico formado apresenta valores máximos nos extremos e nulo no centro do dipolo. Portanto, curto circuitando este ponto ao plano de massa não vai alterar a distribuição do campo elétrico.

Da mesma forma que na antena PIFA a antena IFA apresenta um menor comprimento sendo de  $\lambda/4$ .

Outra característica que torna interessante este tipo de antena é a fácil aplicação em ambientes onde existem, na proximidade, muitos objetos metálicos.

Exemplo de aplicação típica de antenas IFA:

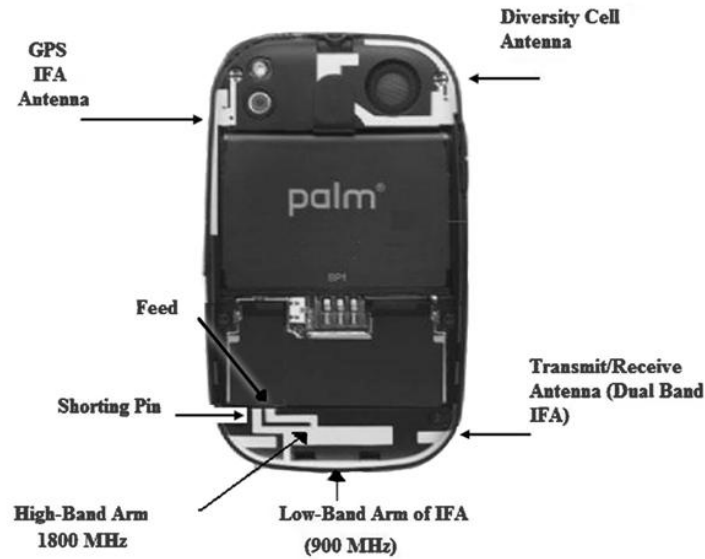


Figura 4.14 - Exemplo da aplicação de antenas IFA num telemóvel [5].

#### 4.13.- Diagrama de radiação duma antena PIFA

As componentes do campo elétrico, para este tipo de antena, é dado através das seguintes expressões [6, pag.310-311]:

$$E_{\theta}(r, \theta) = -ik_o V_o W \frac{e^{-ik_o r}}{2\pi r} \sec\left(\frac{k_o h \sin \theta}{2}\right) \quad \phi = 90^{\circ} \quad (4.28)$$

$$E_{\phi}(r, \theta) = 0 \quad \phi = 0^{\circ} \quad (4.29)$$

$$E_{\theta}(r, \theta) = -iV_o \frac{k_o L}{\pi} \frac{e^{-ik_o r}}{2\pi r} F_h(\theta) \quad \phi = 90^{\circ} \quad (4.30)$$

$$F_h(\theta) = \sec\left(\frac{k_o W \sin \theta}{2}\right) \quad (4.31)$$

$$E_{\phi}(r, \theta, \phi) = -iV_o \frac{k_o L}{\pi} \frac{e^{-ik_o r}}{2\pi r} F_H(\theta) \quad \phi = 90^{\circ} \quad (4.32)$$

$$F_H(\theta) = \sec\left(\frac{k_o W \sin \theta}{2}\right) \cos \theta \quad (4.33)$$

É possível referir, nestas expressões, que a polarização cruzada é tanto maior quanto maior for a longitude  $W$ .

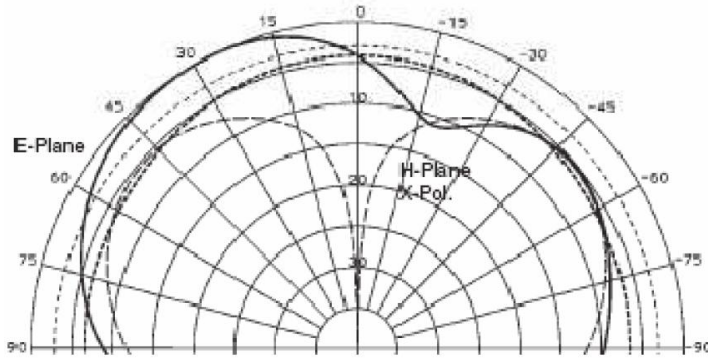


Figura 4.15 - Diagrama de radiação duma antena plana de  $\lambda/4$  [6].

O diagrama de radiação apresenta um valor mínimo no bordo do plano de curto-circuito e um valor máximo no lado oposto.

Os parâmetros fundamentais para determinar as características do funcionamento da antena são:

- Tamanho do curto-circuito  $W_s$ , variando a distribuição da corrente.
- Relação de  $W/L$ .
- Altura  $h$  da antena ou *patch* sobre o plano de massa.

A título de exemplo se diminuirmos  $W_s$  então diminuimos a frequência de ressonância, por outro lado se aumentarmos a relação  $W/L$ , a altura  $h$  ou  $W_s$  a largura de banda aumenta.

Quando a relação  $W/L$  diminui, o máximo do diagrama de radiação tende a dirigir-se na direção perpendicular à superfície.

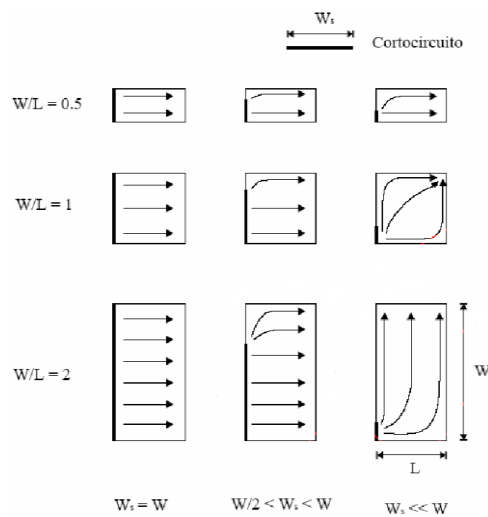


Figura 4.16 - Distribuição da corrente numa antena PIFA em função da largura do curto-circuito.

A diretividade da PIFA é dada pela equação 3.8.

## 4.14.- Alimentação das antenas *patch*

Basicamente existem quatro formas de alimentar uma antena *patch*, podendo ser dividida em dois grupos. Um grupo de contato direto e um outro de acoplamento de energia. Cada uma das formas de alimentar apresenta vantagens e desvantagens pelo que será feita uma pequena abordagem de cada uma delas e depois é feita uma análise final em relação aos dois grupos.

### 4.14.1.- Alimentação por sonda coaxial

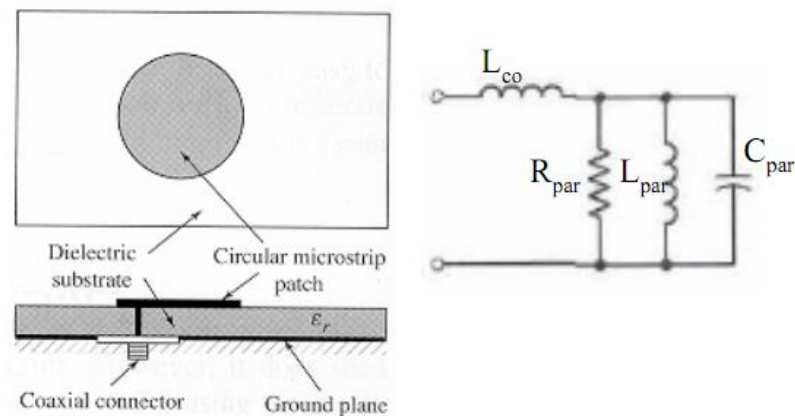


Figura 4.17 - Esquema elétrico duma antena plana alimentada por uma sonda coaxial.

Este tipo de alimentação apresenta as seguintes características:

- É necessário realizar soldadura.
- Apresenta uma impedância indutiva com dielétrico grosso.
- A radiação espúria é muito baixa.
- A largura de banda é limitada.
- Para substratos grosso é difícil a sua aplicação ( $h > 0,02\lambda$ ).

Este tipo de alimentação apresenta como grande vantagem a possibilidade de colocar a sonda em qualquer ponto do radiador de modo a obter a impedância desejada.

#### 4.14.2.- Alimentação por linha *microstrip*

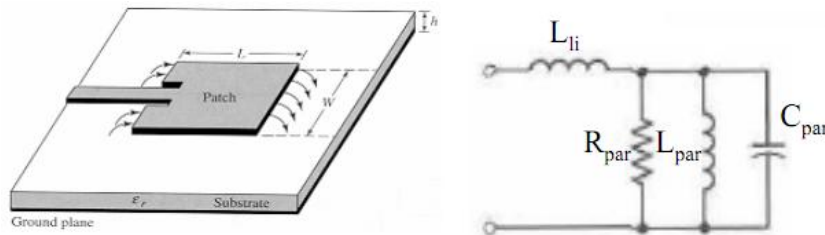


Figura 4.18 - Esquema elétrico duma antena plana alimentada por uma linha *microstrip*.

Nesta outra forma de alimentar podemos assinalar as propriedades:

- É mais simples,
- Pode-se controlar a impedância de entrada,
- A linha e a antena *patch* têm o mesmo substrato,
- Para substratos grossos existe radiação espúria da linha e ondas de superfície,
- O acoplamento entre a linha e o *patch* implica geração de grandes níveis de energia contra polar,
- A largura de banda é tipicamente entre 2% e 5%.

#### 4.14.3.- Alimentação por abertura

Este tipo de alimentação, pertencente ao grupo de acoplamento de energia. Este é um método indireto de alimentação. Os campos eletromagnéticos são acoplados da linha de alimentação *microstrip* ao radiador através duma abertura eletricamente pequena feita no plano de massa.

A abertura de acoplamento é usualmente centrada por baixo do radiador conduzindo a uma distribuição da polarização cruzada por causa da simetria da configuração.

O tamanho, a forma e a localização da abertura determinam a quantidade de energia acoplada ao radiador, isto pode aumentar a largura de banda.

Como propriedade podem destacar-se as seguintes:

- É a que sofre menos contaminação por radiação espúria,
- Apresenta boa pureza de polarização,
- O substrato é diferente para a linha e para a antena *patch*, sendo tipicamente usado material com constante dielétrica grande para a linha e constante dielétrica menor para a antena,
- A longitude da abertura determina o nível de acoplamento, tipicamente utiliza-se rácios de longitude/largura igual a 10,
- A abertura deve ser colocada perpendicular à linha e centrada com esta.

Linhas de transmissões estreitas são melhores para este tipo de alimentação.

Outra vantagem é que o elemento radiador está protegido da alimentação pelo plano de massa. Em contrapartida o processo de fabrico é difícil e pode alterar facilmente as características da antena por pequenos erros de alinhamento das diferentes partes.

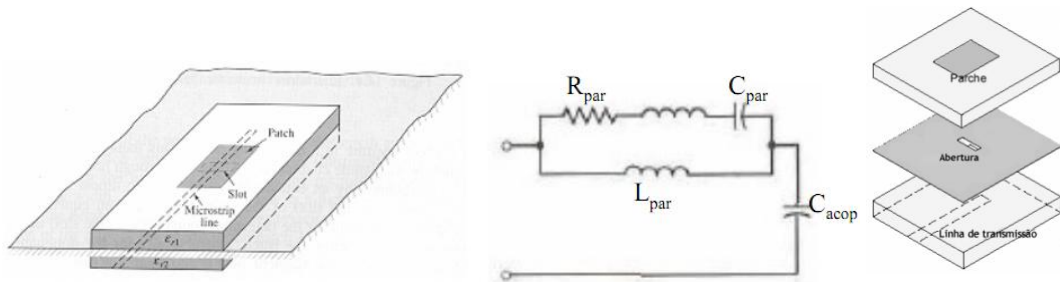


Figura 4.19 - Esquema elétrico duma antena plana alimentada por uma abertura.

#### 4.14.4.- Alimentação por proximidade

Também conhecida por alimentação capacitiva, existem algumas variantes neste tipo de alimentação. Uma consiste num condutor coaxial em que o núcleo é ligado a um disco que está localizado muito próximo do elemento radiador. Outro tipo, chamado de sonda em L, sendo uma linha *microstrip*, fica localizado muito próxima do elemento radiador.

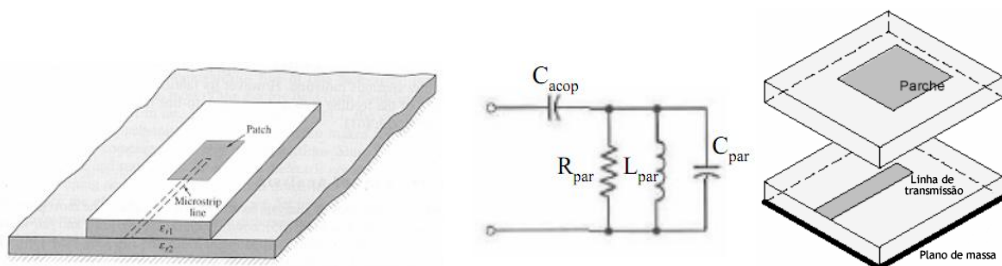


Figura 4.20 - Esquema elétrico duma antena plana alimentada por aproximação.

Por último, também do segundo grupo, salienta-se:

- Apresenta boa pureza de polarização,
- Existe ausência de radiação contra polar,
- Apresenta maior largura de banda que pode ir até os 13%,
- Baixa radiação espúria,
- É utilizado normalmente diferente tipo de substrato para a linha e para a antena *patch*.

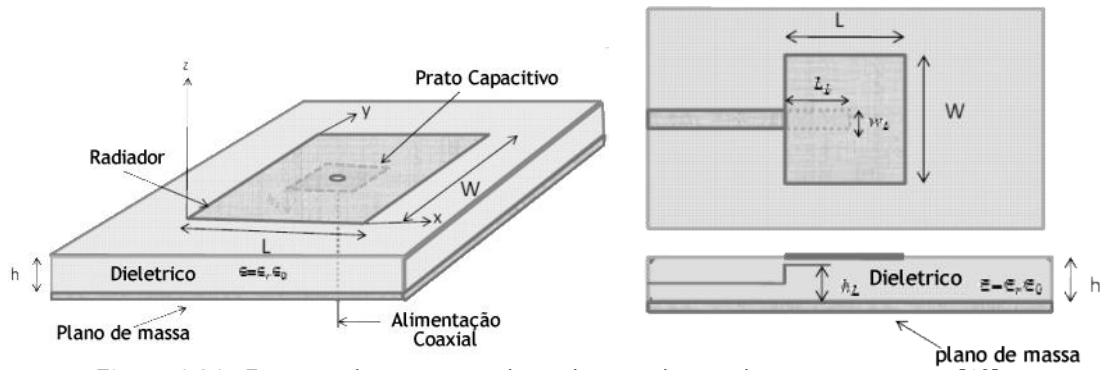


Figura 4.21 - Esquema duma antena plana alimentada por elemento capacitivo [10].

Estes dois últimos tipos de alimentadores apresentam como principal desvantagem a complexidade de construção.

#### 4.14.5.- Vantagens e inconvenientes

Tabela 4.2 – Comparação entre alimentação direta e por aproximação.

Alimentação direta	Alimentação por acoplamento
Normalmente são adaptadas para apresentar uma impedância de $50\Omega$ .	Não existe ligação física entre a alimentação e o elemento radiante.
Apresentam uma banda estreita	Ausência de berbequim que originam difrações.
Apresentam radiações indesejadas	Pequenas radiações espúrias
Existe problemas na adaptação	Melhor na adaptação em agrupamentos de antenas
Os lóbulos secundários apresentam grandes níveis	Boa eliminação nos modos de ordem altas
Polarização cruzada de alto nível	Boa pureza de polarização
	Espessura global da antena muito grande

#### 4.15.- Técnicas de aumentar a largura de banda

É possível aumentar a largura de banda neste tipo antenas, já de si estreita.

- O método mais simples e direto é aumentar o volume, isto é, utilização de dielétrico mais grosso com constante dielétrica  $\epsilon_r$  mais baixa. Permite com isto, além do aumento da largura de banda, um aumento da eficiência, mas com o inconveniente de formação de ondas de superfície (*surface waves*) implicando menor potência do diagrama de radiação e aumento dos níveis dos modos secundários.

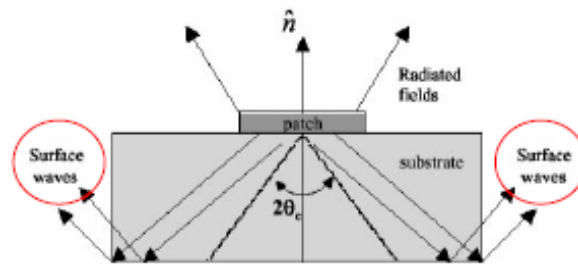


Figura 4.22 - Ondas de superfície em antenas planas.

- Utilização de *patch* parasita complanares, implicando mais frequências de ressonância,
  - Através de redes adaptadoras externas,
  - Perturbações ressonantes,
  - *Patch* empilhados,
  - Com configuração com múltiplas capas.

Além das técnicas já mencionadas existem outras maneiras de obter a largura de banda pretendida. Mas estas implicam uma mudança da forma da antena ou do tipo de alimentação.

Algumas formas de radiadores apresentam um menor fator de qualidade  $Q$  que outros, isto é devido à distribuição dos campos elétricos, originando uma maior largura de banda. Por exemplo: o radiador em forma de anel circular operando no modo  $TM_{12}$  tem 5 vezes mais largura de banda que um radiador retangular.

A forma de alimentar o radiador também influencia a largura de banda. Uma alimentação com acoplamento capacitiva apresenta maior largura de banda que a alimentação por sonda coaxial ou alimentação por *microstrip*.

A desvantagem de incrementar a largura de banda com esta última técnica está na dificuldade em modelar analiticamente e em construir antenas com esta alimentação.

#### 4.16.- Técnicas de aumento do diagrama de radiação

São várias as técnicas utilizadas para aumentar a largura do diagrama de radiação das antenas tipo *patch*.

Como exemplo temos:

Diminuir a largura  $W$  do *patch* aumenta a largura do diagrama de radiação no azimute. Em contrapartida se diminuirmos o substrato, diminuimos então o diagrama de radiação no azimute.

Um outro elemento que influencia é a utilização de plano de massa finito, diminuindo desta forma a largura do diagrama devido à difração existente nos bordos do plano de massa.

Com *patch* parasitas complanares, ao elemento radiante, temos que se afastarmos os *patch* parasitas do elemento radiante e aumentarmos a sua largura, é possível aumentar o diagrama de radiação no azimute.

## 4.17.- Polarização

À semelhança de outros tipos de antenas, também é possível obter os diferentes tipos de polarização nas antenas de *patch*. Para tal é necessário recorrer a técnicas simples e engenhosas permitindo que estas obtenham o tipo de polarização desejada.

Para antenas *patch* de formas simples (figura 5.5) e de uma única alimentação, o campo de radiação origina uma polarização linear. As antenas analisadas nos capítulos anteriores são exemplos de antenas com polarização linear.

Para a polarização circular existem vários métodos dependendo se é alimentado num só ponto ou em múltiplos pontos. Nos agrupamentos de antenas também é possível obter a polarização circular dispondo e alimentando cada antena de modo estratégico.

Um outro tipo de polarização, muito usada nas comunicações por satélites geostacionários, é a polarização dual. Neste caso requerem alimentação múltipla.

### 4.17.1.- Polarização Circular, excitação única

Como vimos anteriormente, antenas com formas simples e uma só alimentação gera polarização linear. Portanto para obter a polarização circular devesse criar uma pequena perturbação na forma da antena para que esta gere dois modos de funcionamento com amplitudes iguais e ortogonais entre si.

Uma maneira é utilizar elementos radiadores com formas quasei simples como por exemplo:

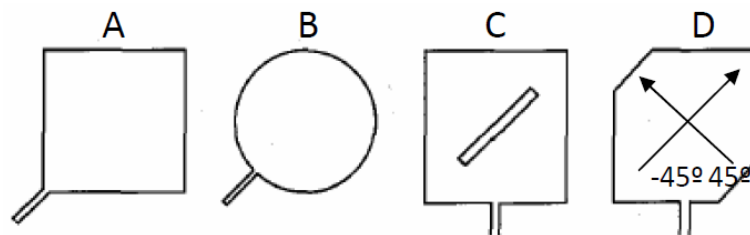


Figura 4.23 - Tipo de antenas com polarização circular.

- Ligeiramente retangular,
- Ligeiramente elíptica,
- Quadrada com uma abertura ou ranhura,
- Quadrada com as esquinas cortadas.

Este tipo de antenas consiste na criação duma excitação com 2 modos ortogonais quasei degenerados, isto é, com frequências de ressonância muito parecidas a trabalhar ortogonalmente.

A alimentação pode ser realizada por qualquer método já analisado sendo mais comum a alimentação através de *microstrip* ou através de sonda coaxial. O ponto de excitação é crítico para gerar os 2 modos com idêntica amplitude.

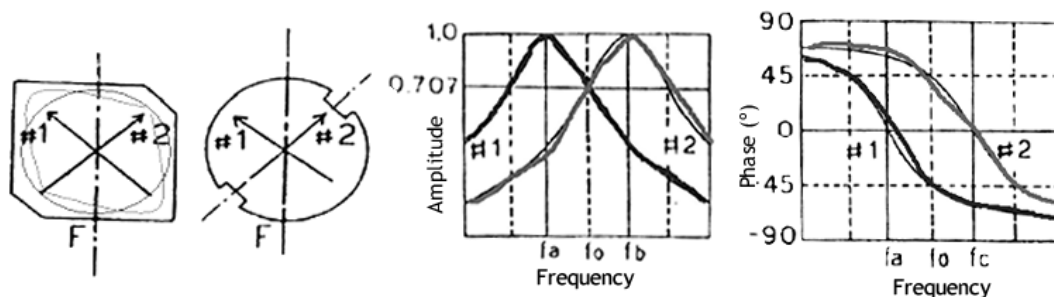


Figura 4.24 - Frequências geradas nas antenas de polarização circular.

A condição de polarização circular é verificada para uma frequência intermédia entre as duas ressonâncias. Isto significa uma largura de banda muito estreita!

A análise do radiador ligeiramente retangular e do radiador de cantos cortados é idêntica tendo como diferença que ao primeiro é acrescentada uma pequena área a um radiador quadrado e o segundo é retirada a mesma área nos cantos dum radiador quadrado.

O sentido da polarização circular, é definido através da posição da perturbação criada em relação ao ponto de alimentação do radiador.

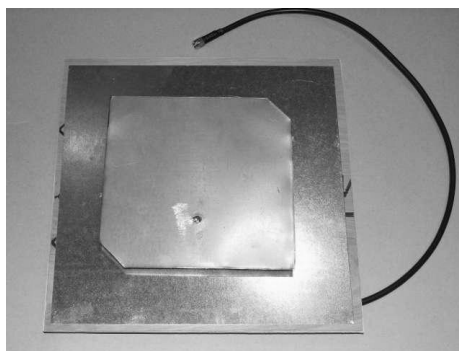


Figura 4.25 - Exemplo duma antena *patch* com cantos cortados.

Para o exemplo dum radiador quadrado com os cantos cortados temos polarização circular direita quando a perturbação criada (cantos cortados), mais próxima da alimentação, estiver à esquerda, estando a outra perturbação no canto oposto. Para a polarização circular esquerda mantemos o mesmo sítio da alimentação mas as perturbações realizasse nos outros vértices.

#### 4.17.2.- Polarização Circular, excitação múltipla

Para este tipo de polarização utilizam-se radiadores simétricos, podendo ser circulares ou quadrados.

Da mesma maneira que no caso anterior a alimentação pode ser feita por qualquer dos métodos de alimentação vistos anteriormente, sendo as mais utilizadas as sondas coaxiais ou as *microstrip*.

Para conseguir a polarização circular a alimentação deve estar separada de  $90^\circ$ , uma da outra, e tem que existir um desfasamento de fase de  $90^\circ$

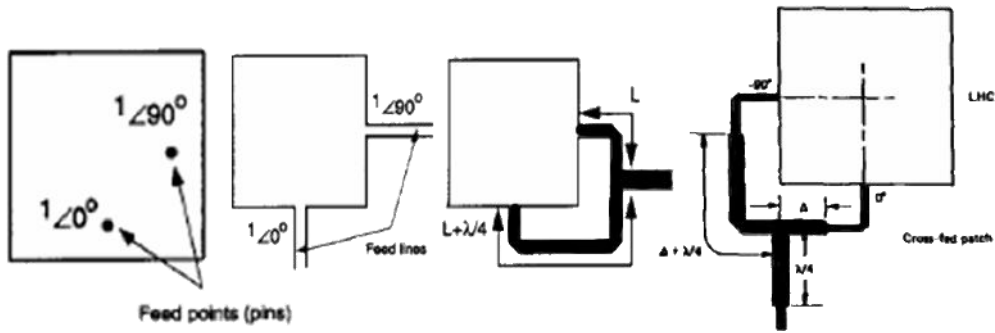


Figura 4.26 - Geração de polarização circular através dum divisor de potência.

Uma característica neste tipo de configuração é que se consegue uma maior largura de banda.

Para obter o desfasamento da alimentação recorre-se a um dos seguintes métodos:

- Através dum divisor de potência e de linhas de alimentação com comprimento que diferem em  $\lambda/4$  comprimento de onda.
- Através de um circuito híbrido de  $90^\circ$

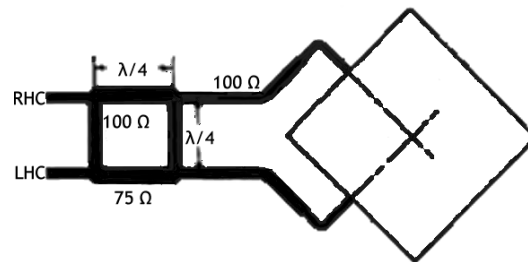


Figura 4.27 - Geração de polarização circular através do circuito híbrido de  $90^\circ$ .

#### 4.18.- Obtenção de polarização circular em antenas planas

Como descrito anteriormente existem vários métodos para implementar a polarização circular numa antena *patch*.

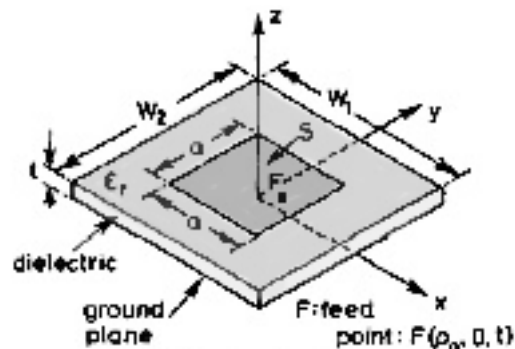


Figura 4.28 - Antena plana quadrada.

O método descrito é igualmente válido para antenas *patch* ligeiramente retangulares assim como antenas *patch* de cantos cortados. A razão depreende-se em que o objetivo é a criação duma perturbação numa antena *patch* quadrada fazendo com que o campo elétrico sofra desvios de modo a ter um movimento circular na superfície da antena. Portanto se acrescentarmos uma pequena área  $\Delta s$  na antena quadrada vai provocar o mesmo efeito que se retirarmos a mesma área nos cantos da mesma antena. A desvantagem da primeira opção em relação à segunda é a dificuldade em obter o ponto de alimentação de impedância característica igual à linha de transmissão [11].

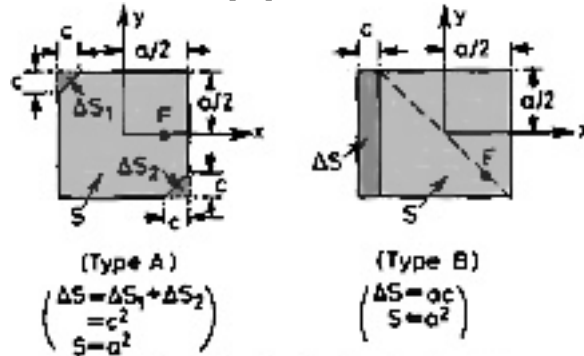


Figura 4.29 - Inserção ou remoção de perturbação na antena quadrada.

Como já foi dito o objetivo é criar uma perturbação no campo elétrico de modo a que este deixe de funcionar no modo linear e passe a funcionar no modo elíptico ou circular. A explicação analítica deste método encontra-se na referência [12, pag.122].

Numa explicação simplista, a alteração da área da antena quadrada vai originar dois modos de funcionamento ortogonais de amplitudes iguais ou quase iguais. Estes modos correspondem a duas frequências de ressonâncias que ficam muito próximas da frequência de ressonância desejada, sendo uma ligeiramente superior e outra ligeiramente inferior da frequência de ressonância pretendida, ver figura 4.24.

Como a perturbação vai alterar os valores próprios dos modos dos campos na cavidade, vai então, originar a polarização circular. Esta perturbação cria um novo modo, representado por  $\phi' = P\phi'_a + Q\phi'_b$ , sendo  $k'$  o valor próprio,  $S$  a área da total da antena e  $\Delta s$  a área que provoca a perturbação.

$$k'^2 = \frac{\int_{S+\Delta S} \nabla\phi' \cdot \nabla\phi' ds}{\int_{S+\Delta S} \nabla\phi'^2 ds} \quad (4.36)$$

Substituindo  $\phi'$  na expressão anterior e manipulando obtemos as seguintes expressões:

$$\frac{\partial U(P,Q)}{\partial P} - k'^2 \frac{\partial V(P,Q)}{\partial P} = 0 \quad (4.37)$$

$$\frac{\partial U(P,Q)}{\partial Q} - k'^2 \frac{\partial V(P,Q)}{\partial Q} = 0 \quad (4.38)$$

$$\det \begin{bmatrix} k^2 + q_1 - k'^2(1 + p_1) & q_{12} - k'^2 p_{12} \\ q_{12} - k'^2 p_{12} & k^2 + q_2 - k'^2(1 + p_1) \end{bmatrix} = 0 \quad (4.39)$$

Sendo os modos  $TM_{010}$  e  $TM_{100}$  duma antena *patch* dados por:

$$\phi_a = V_o \sin(kx) \quad (4.40)$$

$$\phi_b = V_o \sin(ky)$$

Sabendo que  $V_o = \sqrt{2}/a$ ,  $k = \pi/a$  e  $a = W = L$

Considerando as seguintes variáveis e resolvendo o determinante

$$q_1 = q_2 = q_{12} = 0$$

$$p_1 = p_2 = \frac{2\Delta S}{S} \quad (4.41)$$

$$p_{12} = \frac{-2\Delta S}{S} \quad (4.42)$$

Obtemos os valores próprios  $k'_a$  e  $k'_b$ , relativos aos modos  $\phi_a$  e  $\phi_b$ .

Assim como a relação entre eles:

$$k'_a{}^2 = k^2 \left(1 + 4 \frac{\Delta S}{S}\right)^{-1} \quad (4.43)$$

$$k'_b{}^2 = k^2$$

Com isto constata-se que com uma pequena perturbação  $\Delta s$  alteram-se os modos de frequência

$$f_a = f_{or} + \Delta f'_a = f_{or} \left(1 - 2 \frac{\Delta S}{S}\right) \quad (4.44)$$

$$f_b = f_{or} + \Delta f'_b = f_{or} \quad (4.45)$$

Assim como também se verifica que a  $f_o$  é alterado para cada modo através da influência duma só frequência.

Representando o circuito equivalente elétrico da antena *patch*, para cada modo ortogonal, o esquema fica [6]:

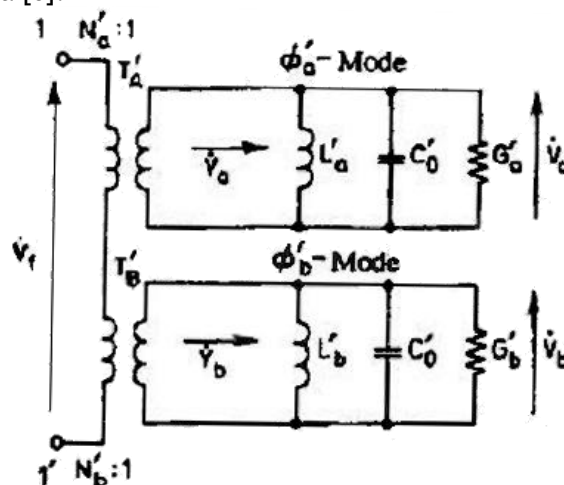


Figura 4.30 - Esquema elétrico equivalente duma antena de polarização circular.

Considerando que os transformadores de energia  $T'_A$  e  $T'_B$  têm uma relação de transformação igual a 1 e que  $k'_a=k'_b=k$ , deduz-se:

$$P_a = -Q_a = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (4.46)$$

$$P_b = Q_b = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (4.47)$$

$$\Phi'_a \approx \frac{V_0}{\sqrt{2}} (\sin(kx) - \sin(ky)) \Phi'_b \approx \frac{V_0}{\sqrt{2}} (\sin(kx) + \sin(ky)) \quad (4.48)$$

$$N'_a = \frac{\sqrt{S}}{a} (\sin(kx) - \sin(ky)) N'_b = \frac{\sqrt{S}}{a} (\sin(kx) + \sin(ky)) \quad (4.49)$$

Com isto obtém-se a relação entre a amplitude dos modos

$$\frac{V_b}{V_a} = \frac{N'_b V'_a}{N'_a V'_b} = \frac{N'_b \frac{f_a}{Q_0} + j \left( f - \frac{f_a^2}{f} \right)}{N'_a \frac{f_b}{Q_0} + j \left( f - \frac{f_b^2}{f} \right)} \quad (4.50)$$

Em que  $Q_0$  é o fator de qualidade antes de qualquer perturbação.

Para criar polarização circular a relação entre os modos deve ser  $\frac{V_b}{V_a} = \pm j$

Sendo assim a expressão fica

$$\frac{V_b}{V_a} = \frac{\frac{f_a}{Q_0} + j \left( f - \frac{f_a^2}{f} \right)}{\frac{f_b}{Q_0} + j \left( f - \frac{f_b^2}{f} \right)} \quad (4.51)$$

E simplificando, obtemos a seguinte relação que permite calcular a área necessária a ser removida ou acrescentada para provocar polarização circular.

$$\left| \frac{\Delta S}{S} \right| = (2Q_0)^{-1} \quad (4.52)$$

Por último, em relação ao sentido da polarização este é definido através da posição da alimentação da antena.

#### 4.19.- Fator de qualidade das antenas planas

Sendo, este, um parâmetro importante na caracterização das antenas, ele está interligado com a largura de banda e a eficiência de radiação nas antenas *patch*, pelo que não é possível alterar um deles sem alterar os outros.

O fator de qualidade é determinado através dos diversos fatores de qualidade da seguinte forma [13, cap.14]:

$$\frac{1}{Q_t} = \frac{1}{Q_{rad}} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{sw}} \quad (4.53)$$

Onde:

$Q_t$  é o fator de qualidade total

$Q_{rad}$  é fator de qualidade relativo às perdas por radiação (onda espacial)

$Q_c$  é o fator de qualidade relativo às perdas por condução.

$Q_d$  é o fator de qualidade relativo às perdas dielétricas

$Q_{sw}$  é o fator de qualidade relativo às ondas de superfície.

No caso das antenas *patch* em que a espessura do substrato é muito fina, as perdas provocadas pelas ondas de superfície, são muito pequenas pelo que podemos desprezar. O mesmo não podemos dizer dos substratos mais espessos.

Nos substratos muito finos, isto é,  $h \ll \lambda_0$ , é possível calcular os diversos fatores de qualidade através das seguintes formulas[14]:

$$Q_c = h\sqrt{\pi f \mu \sigma} \quad (4.54)$$

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta} \quad (4.55)$$

$$Q_{rad} = \frac{2\omega \epsilon_r}{h G_t/l} K = \frac{\pi}{4Z_o G_t} \quad (4.56)$$

Sendo

$\tan \delta$  é a tangente de fugas do material

$\sigma$  é a condutividade dos condutores

$G_t/l$  é a condutância total por unidade de comprimento L

e K é dado pela expressão:

$$K = \frac{\iint_{area} |E|^2 dA}{\oint_{perimetro} |E|^2 dl} \quad (4.57)$$

$$Z_o = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{reff}} \left( \frac{L_o}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left( \frac{L_o}{h} + 1.444 \right) \right)} \quad (4.58)$$

Se pretendermos uma abertura retangular no modo dominante  $TM_{010}^x$ , podemos simplificar as expressões da seguinte forma:

$$K = \frac{L}{4} \quad (4.59)$$

$$\frac{G_t}{l} = \frac{G_{rad}}{W} \quad (4.60)$$

A última expressão mostra que  $Q_{rad}$  é inversamente proporcional à h, a altura do substrato, sendo este, no caso dos substratos finos, o fator dominante.

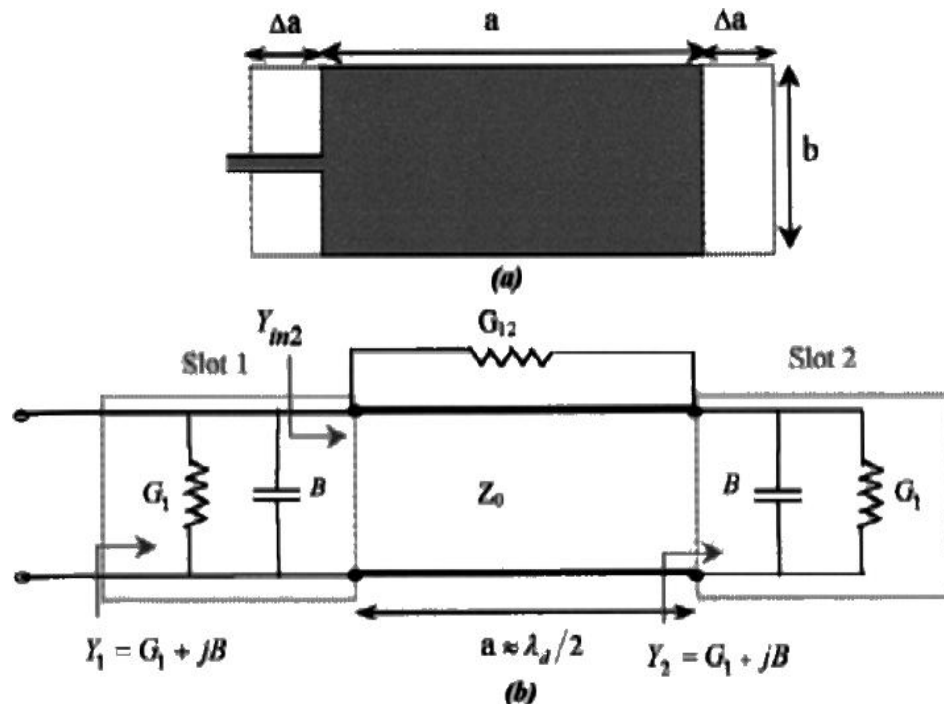


Figura 4.31 – Circuito equivalente de uma antena patch retangular [13].

Como a antena *patch* é representada como uma linha de transmissão em que existem duas ranhuras uma em cada lado a condutância total é então dada por a condutância  $G_1$  e por a condutância mútua provocada pela outra ranhura  $G_{12}$ .

$$G_t = G_1 + G_{12} \quad (4.61)$$

Para o cálculo destas condutâncias utilizam-se as expressões:

$$G_1 = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[ \frac{\sin\left[\frac{(K_0 \cdot W_0)}{2} \cos(\theta)\right]}{\cos(\theta)} \right]^2 \sin^3(\theta) d\theta \quad (4.62)$$

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[ \frac{\sin\left[\frac{(K_0 \cdot W_0)}{2} \cos(\theta)\right]}{\cos(\theta)} \right]^2 J_0(k_0 L_0 \sin(\theta)) \sin^3(\theta) d\theta \quad (4.63)$$

Sendo  $J_0$  a função de Bessel de ordem 0.

A largura de banda, esta está relacionada com o fator de qualidade da seguinte forma, sendo este último inversamente proporcional:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{Q_t} \quad (4.64)$$

Esta forma é um modo simples de obter a largura de banda, já que não tem em conta a impedância correspondente aos terminais da antena.

Para um cálculo mais preciso, definimos como um valor máximo para o VSWR e calculamos através da seguinte expressão:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{VSWR-1}{Q_t \sqrt{VSWR}} \quad (4.65)$$

$$VSWR = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (4.66)$$

$\Gamma$  representa o coeficiente de reflexão de tensão, nos terminais da antena.

Esta última expressão é proporcional ao volume da antena sendo, para o caso de antenas de *microstrip* e trabalhando à frequência de ressonância constante, dada pela expressão:

$$LB \sim volume = comprimento * largura * altura \sim \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.67)$$

Portanto, a largura de banda está relacionada com o inverso da raiz quadrada da constante dielétrica do substrato.

A eficiência de radiação é dada como a relação entre a potência radiada e a potência de entrada na antena. Podemos também determiná-la recorrendo aos fatores de qualidade da antena, sendo dado pela seguinte expressão:

$$e_{rad} = \frac{1/Q_{rad}}{1/Q_t} = \frac{Q_t}{Q_{rad}} \quad (4.68)$$

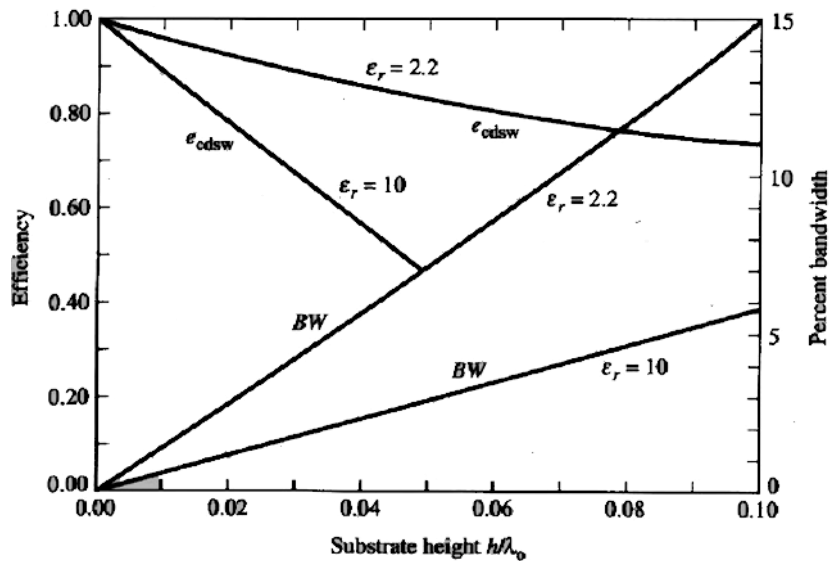


Figura 4.32 – Eficiência e largura de banda versus espessura do substrato numa antena retangular a uma frequência constante e dois substratos distintos [13].

## 4.20.- Eficiência de radiação nas antenas patch

Para o cálculo da eficiência de radiação nas antenas *patch* recorreu-se às expressões [6]:

$$e_r = \frac{P_r}{P_r + P_{sur}} \quad (4.69)$$

Onde

$$P_r = 40k_o^2(k_o h)^2 \left(1 - (\epsilon_r)^{-1} + \frac{2}{5\epsilon_r^2}\right) \quad (4.70)$$

$$P_{sur} = 30\pi k_o^2 \frac{\epsilon_r(x_o^2-1)}{\epsilon_r \left[ \left(\sqrt{x_o^2-1}\right)^{-1} + \frac{\sqrt{x_o^2-1}}{\epsilon_r-x_o^2} \right] + k_o h \left[ 1 + \frac{\epsilon_r^2(x_o^2-1)}{\epsilon_r-x_o^2} \right]} \quad (4.71)$$

$$x_o = 1 + \frac{1}{2} \left( \frac{\epsilon_r-1}{\epsilon_r} k_o h \right)^2 \quad (4.71)$$

$$k_o = 2\pi f_o \sqrt{\epsilon_o \mu_o} \quad (4.71)$$



# Capítulo 5

## Desenvolvimento do trabalho

O aspecto crucial e limitativo deste trabalho é o espaço disponível nas faces do nanossatélite. Como já foi referido, este tem três tipos de faces com características diferentes, pelo que é feita uma análise separada para cada uma delas.

Em cada face vai existir uma antena, de maiores dimensões, a operar a 1.575 GHz, para o sinal GPS, e 3 antenas, mais pequenas, a operar a 2.45 GHz, para os sinais de atitude e de telemetria.

Analisando a face quadrada (ver figura 5.2), esta fica num extremo do nanossatélite com configuração quadrada de dimensões 10x10 cm, e é de todas a menos problemática. Para as faces laterais, também designadas de faces retangular (ver figura 5.4), são as que apresentam maior área estando ocupadas pelas antenas e pelos painéis solares. Uma vez que a captação de energia é um fator de extrema importância, convém que as antenas sejam o mais pequeno possível e de grande rendimento. Por último a face quadrada com cilindro fica no outro extremo do nanossatélite (ver figura 5.14), é de configuração igual ao extremo oposto tendo como diferença a existência de um cilindro metálico que ocupa grande parte da área disponível, dificultando deste modo a colocação de qualquer tipo de antena.

Independentemente da área disponível, as antenas têm de ter as seguintes características, imprescindível ao tipo de comunicação que vão realizar, nomeadamente largura de banda e polarização.

Tabela 5.1 – Características das antenas.

Frequência de ressonância central	$f_o = 1.57542\text{GHz}$	$f_o = 2.45\text{GHz}$
Largura de Banda (LB)	$0.126\% \leq LB \leq 0.63\%$	$2\% \leq LB \leq 4\%$
Polarização	Circular Direita	Circular

Uma vez que as antenas vão trabalhar num ambiente onde a energia é um fator de extrema importância, estas devem ser o mais eficientes possível.

## 5.1.- Escolha do tipo de antena

A escolha do tipo de antena depende do espaço disponível nas faces do nanossatélite. E tendo presente que um dos requisitos, deste projeto, era a utilização de antenas, o mais pequenas possíveis, amovíveis, robustas, muito económicas e planas, a escolha recaiu, para 5 das 6 faces, sobre as antenas *patch*.

As dimensões deste tipo de antenas, como já foi explicado no capítulo anterior, depende dum conjunto de variáveis como são: a frequência central de ressonância, a constante dielétrica e a espessura do substrato pelo que as dimensões das mesmas vão depender duma solução de compromisso onde se sacrifica uma variável em benefício de outra.

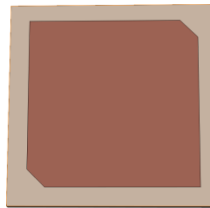


Figura 5.1 - Antena plana de cantos cortados.

A alimentação é feita através de um só ponto, optando-se pela alimentação coaxial. A escolha deste tipo, apesar de algumas desvantagens, é preferível porque é mais simples de realizar.

Outra característica/requisito, das antenas, é que devem transmitir o sinal com polarização circular, pelo que é usada em quase todas as faces a antena *patch* de cantos cortados [11] de alimentação coaxial única.

Este tipo de antena, além de todas as características mencionadas, apresenta uma geometria simples facilitando a análise matemática e a construção.

A análise é, sobretudo, feita para três tipos de substratos e diferentes espessuras. A razão da utilização dos substratos analisados, depreende-se em que, dois tipos, estavam disponíveis no laboratório, sendo um muito conhecido e usado, como é o caso do FR-4. O terceiro substrato foi escolhido como alternativa ao FR-4.

O objetivo da análise consistiu em encontrar soluções para antenas de pequenas dimensões e que respeitassem a largura de banda exigida, para a comunicação, assim como grande rendimento de radiação.

Nas tabelas 1 e 2, são apresentados os cálculos obtidos para diferentes variáveis tendo como base as frequências e diferentes materiais de suporte com diferentes espessuras.

Os materiais analisados foram o FR-4, um de constante dielétrica  $\epsilon_r=5$  e o Duroid 6010LM Rogers. O primeiro caracteriza-se por ser de fácil aquisição, já que é muito usado na elaboração de circuitos impressos na eletrónica. Como aspeto negativo, deste material, destacamos que os fabricantes não garantem a homogeneidade da constante dielétrica e da espessura, em toda a placa, pelo que para a sua utilização assume-se como valores médios 4,4 e 1.6mm respetivamente. O segundo é representação típica dum material de constante dielétrica semelhante ao FR-4. O último material, Tem como características a sua certificação pelo fabricante, pelo que o seu valor comercial é mais elevado e a sua aquisição normalmente é por encomenda.

Tabela 5.2 – Cálculos, para a antena de 2.45 GHz.

2.45 GHz		L=W	2%<LB<4%	$e_r$	Q
$E_r=4.4$ $\delta=0.002$ (FR-4)	h=1.6mm	28.8mm	0.99%	89.90%	73.97
	<b>2*h=3.2mm</b>	<b>28.1mm</b>	<b>2.18%</b>	<b>81.70%</b>	<b>46.05</b>
	<b>3*h=4.6mm</b>	<b>27.2mm</b>	<b>3.56%</b>	<b>74.90%</b>	<b>35.09</b>
	4*h=6.2mm	26.3mm	5.12%	69.40%	29.42
	5*h=7.8mm	25.3mm	6.85%	64.90%	26.17
$E_r=5$ $\delta=0.002$	h=1.6mm	27mm	0.9%	89.2%	80.14
	<b>2*h=3.2mm</b>	<b>26.4mm</b>	<b>1.99%</b>	<b>80.5%</b>	<b>50.54</b>
	<b>3*h=4.6mm</b>	<b>25.5mm</b>	<b>3.28%</b>	<b>73.4%</b>	<b>38.86</b>
	4*h=6.2mm	24.6mm	4.75%	67.7%	32.83
	5*h=7.8mm	23.7mm	6.39%	63%	29.32
$E_r=10.2$ $\delta=0.0023$ (RT/Duroid 6010LMRogers)	h=1.9mm	18.8mm	0.62%	84.30%	112.01
	2*h=3.8mm	18.0mm	1.49%	72.80%	78.90
	<b>3*h=5.7mm</b>	<b>17.1mm</b>	<b>2.44%</b>	<b>64.10%</b>	<b>65.35</b>
	<b>4*h=7.6mm</b>	<b>16.1mm</b>	<b>3.63%</b>	<b>57.3%</b>	<b>59.27</b>

Tabela 5.3 – Cálculos, para a antena de 1.57542 GHz.

1.57542 GHz		L=W	0.12%<LB<0.63%	$e_r$	Q
$E_r=4.4$ $\delta=0.002$ (FR-4)	<b>h=1.6mm</b>	<b>45.1mm</b>	<b>0.61%</b>	<b>93.25%</b>	<b>35.48</b>
	2*h=3.2mm	44.5mm	1.30%	87.37%	29.54
	3*h=4.6mm	43.8mm	2.09%	82.21%	25.58
	4*h=6.2mm	42.9mm	2.94%	77.66%	22.88
	5*h=7.8mm	42.0mm	3.88%	73.65%	20.95
$E_r=5$ $\delta=0.002$	<b>h=1.6mm</b>	<b>42.3mm</b>	<b>0.55%</b>	<b>92.75%</b>	<b>36.36</b>
	2*h=3.2mm	41.8mm	1.19%	86.50%	30.72
	3*h=4.6mm	41.1mm	1.91%	81.05%	26.87
	4*h=6.2mm	40.3mm	2.71%	76.28%	24.21
	5*h=7.8mm	39.4mm	3.58%	72.09%	22.31
$E_r=10.2$ $\delta=0.0023$ (RT/Duroid 6010LM Rogers)	<b>h=1.9mm</b>	<b>29.6mm</b>	<b>0.37%</b>	<b>89.30%</b>	<b>40.11</b>
	2*h=3.8mm	29.0mm	0.83%	80.65%	36.07
	3*h=5.7mm	28.2mm	1.36%	73.50%	33.21
	4*h=7.6mm	27.2mm	1.98%	67.51%	31.29

Para os cálculos de L=W, LB,  $e_r$ , e Q foram utilizados as seguintes expressões (4.10), (3.37), (4.69) e (4.53) respectivamente.

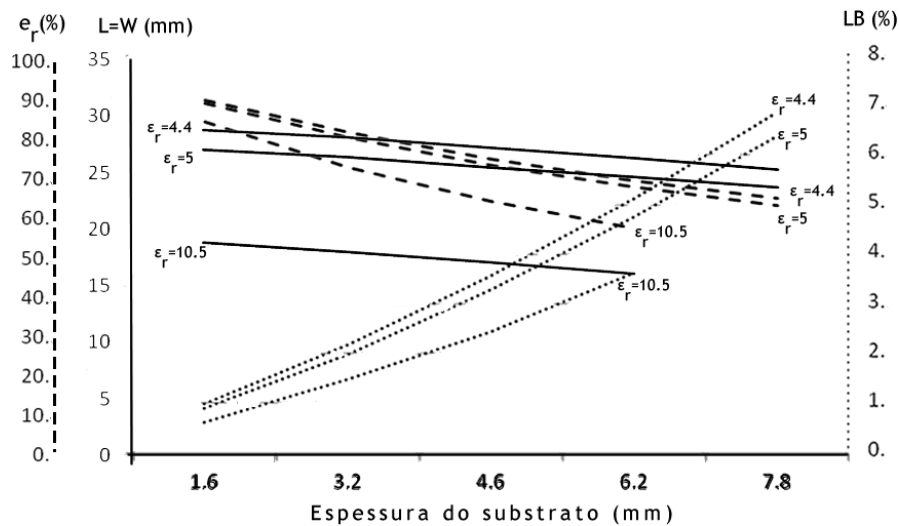


Figura 5.2 - Representação gráfica de valores para a frequência 2.45 GHz.

Uma característica observável, é que as variações do tamanho da antena, largura de banda e eficiência de radiação são quase lineares com a variação da espessura do material dielétrico.

A técnica usada, para as diferentes espessuras, foi a do empilhamento de placas de características idênticas, isto é, a espessura total é igual ao número de placas vezes a espessura da placa  $h$ .

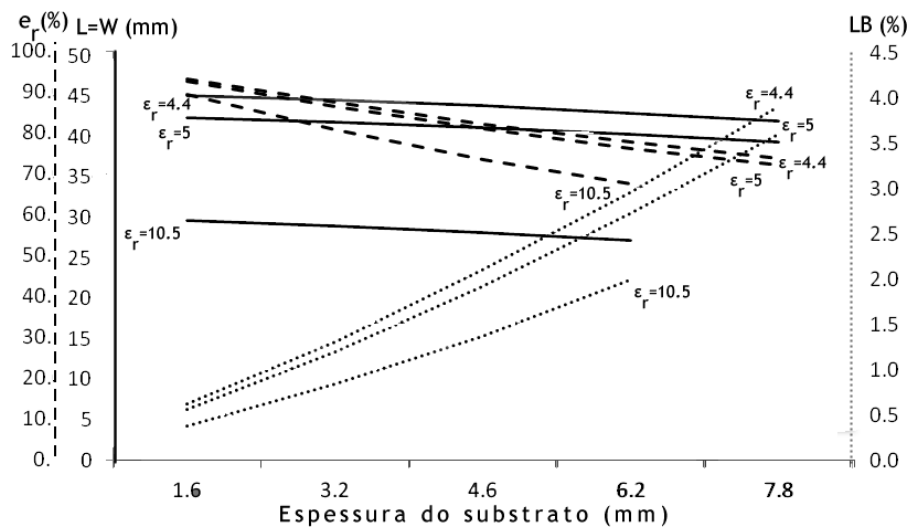


Figura 5.3 - Representação gráfica de valores para a frequência 1.575 GHz.

Usando o fator de qualidade  $Q$  e recorrendo à equação (4.52) determina-se a percentagem de área total a ser removida nos cantos opostos.

Como foi explicado no capítulo anterior, a remoção da área cria a perturbação no campo elétrico provocando a polarização circular. Esta remoção, de área, afeta o ponto de ressonância da frequência fundamental pelo que recorrendo a programas de simulações é feito o ajuste no tamanho das antenas de modo a que esta fique localizada na frequência desejada.

Tendo como referência os valores dos cálculos realizados, foram realizadas várias simulações no HFSS, variando ligeiramente a área removida assim como a localização do ponto de alimentação, de modo a obter o desenho da antena que apresente menor onda de retorno e uma impedância normalizada próxima da unidade.

Uma vez que a alimentação é feita através duma ligação coaxial verificou-se, através das várias simulações, que o diâmetro do núcleo do cabo de alimentação tem influência nas características de funcionamento da antena e na sua impedância. Esta influência é mais notória para as frequências mais elevadas. Recorrendo ao esquema de circuitos equivalentes, a alimentação é representada por um elemento indutivo, sendo o seu valor diretamente proporcional ao aumento da frequência, tornando mais difícil a obtenção do ponto de acoplamento ideal.

Tendo em mente as várias soluções calculadas, procedeu-se à seleção das melhores soluções para as faces do nanossatélite tendo sempre em mente a que tem melhor rendimento.

## 5.2.- Análise para a Face Quadrada

Tendo sido definido, no início do trabalho, a utilização de antenas planas, esta face é a que apresenta menos problemas.

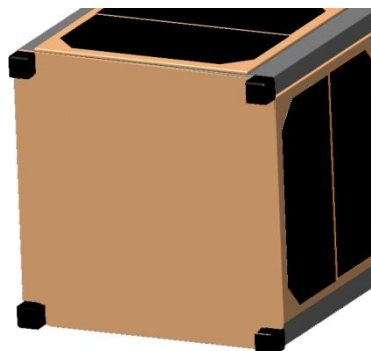


Figura 5.4 - Face do nanossatélite de secção quadrada.

Com uma superfície quadrada, de dimensões 10x10 cm, só é utilizada para as antenas e para uns batentes, existentes nos cantos.

As antenas a inserir são três a funcionar a 2.45 GHz e uma a funcionar a 1.575 GHz, ambas de polarização circular.

Os batentes são quatro cubos, de dimensões 8x8x8 mm, não constituindo nenhum obstáculo às antenas.

Recorrendo às tabelas 5.2 e 5.3 optou-se por seleccionar as antenas usando os critérios de eficiência de radiação e de largura de banda, uma vez que não existem condicionantes relativos ao tamanho destas.

A antena de GPS, como trabalha com uma frequência mais baixa, é a que apresenta as maiores dimensões, por conseguinte ocupa mais espaço. Mesmo optando pela que é criada com substrato FR-4, o que representa maior dimensão, o espaço que sobra é suficiente para inserir as outras antenas.

A largura de banda requerida para a comunicação do sinal de GPS, como é pequena, opta-se pela solução que permite maior eficiência de radiação.

Relativamente às três antenas de 2.45 GHz, como ainda dispomos de espaço na face, as dimensões destas não constitui qualquer problema. O sinal emitido por estas requer uma largura de banda muito superior à do GPS, sendo este o fator decisivo. Sendo assim optou-se por seleccionar antenas com espessuras de substrato duas vezes maior que a antena anterior em benefício da largura de banda e em prejuízo da eficiência de radiação.

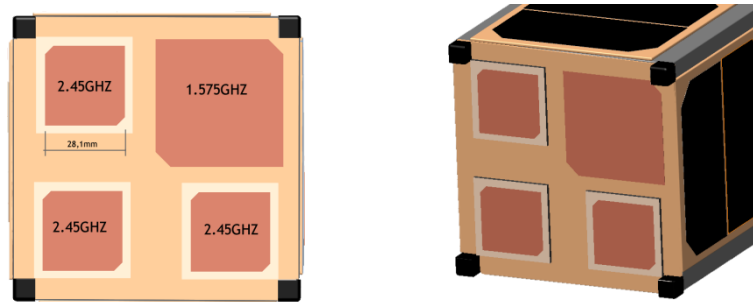


Figura 5.5 - Antenas na face quadrada do nanossatélite.

Nesta face é possível constatar que as dimensões das antenas não constituem qualquer problema, sendo, principalmente, a largura de banda a condicionante decisiva na escolha da antena. Esta variável é a que determina a eficiência de radiação e a espessura do substrato a usar.

Portanto, a solução recomendada baseia-se em critérios construtivos, utilizando uma placa de FR-4 para a antena de frequência 1.575 GHz, servindo também de base para a sobreposição duma outra placa FR-4 para as antenas de frequência 2.45 GHz, como descrito na figura 5.5.

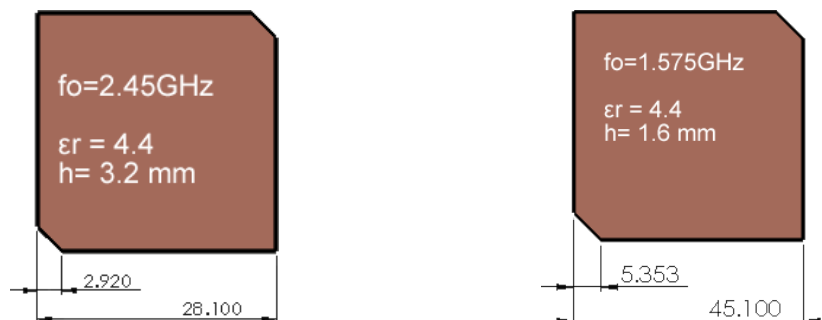


Figura 5.6 - Dimensões das antenas.

A razão de utilizar uma só placa de FR-4 para a antena de frequência 1.575 GHz e não duas deve-se a questões de eficiência de radiação da antena.

É de lembrar que se opta por uma alimentação capacitiva, isto é, por alimentação por aproximação, a largura de banda da antena seria muito maior, podendo ser mesmo muito superior a 5%, como visto no capítulo 4. O problema nesse tipo de alimentação é a dificuldade construtiva que representa.

### 5.3.- Análise para a Face Retangular

O nanossatélite apresenta 4 faces retangulares idênticas, de dimensões 10 x30 cm por face. É claro que nem toda esta área pode ser utilizada. Uma parte desta está reservada para a calha de deslizamento, do nanossatélite, na rampa de lançamento. Esta calha fica localizada nas arestas de maior comprimento, reduzindo a superfície para um retângulo de 8.4x30 cm. Mesmo assim, o espaço é compartilhado pelos painéis solares implicando que a área para as antenas se torna escasso.

Uma vez que a energia é um fator crucial, para o bom funcionamento do nanossatélite, torna-se impossível sacrificar o rendimento dos painéis solares, reduzindo o número de painéis ou a sua área, em benefício das antenas.

Com isto em mente, foi possível encontrar duas possíveis soluções.

É importante salientar que, como as quatro faces são iguais, a análise é feita para uma só face reportando esta para as outras faces.

#### Solução 1

A face retangular apesar de dispor de mais área, o espaço disponível para as antenas, é reduzido, devido à existência dos painéis solares para a captação de energia.

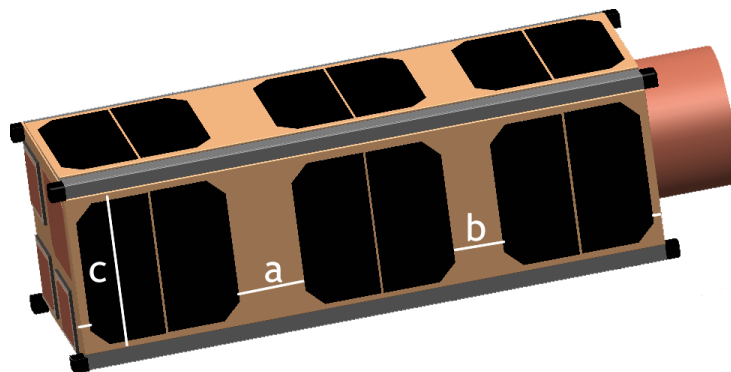


Figura 5.7 - Vista lateral do nanossatélite.

Cada painel tem uma configuração retangular, de 76.2 mm por 38.1 mm, com dois cantos cortados na aresta de maior comprimento.

Com isto determina-se que a área disponível, por face, é para a altura igual a  $c=84\text{mm}$  e para a largura é igual a  $300\text{mm}-(6*38.1\text{mm}+3\text{mm})=a+b=68.4\text{mm}$ .

A este último valor, é necessário subtrair o afastamento entre as antenas e os painéis solares mais próximos. Para tal estipulou-se um afastamento de 5mm.

Recorrendo às tabelas 5.2 e 5.3, constata-se que as antenas com menor tamanho são as de maior constante dielétrica. Obtendo-se, portanto, para a antena de GPS, uma largura de  $L=W=29.6\text{mm}$  e para a de 2.45 GHz uma largura de  $L=W=16.1\text{mm}$ .

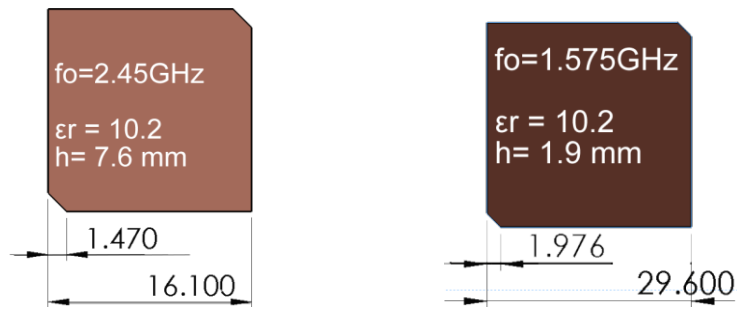


Figura 5.8 - Dimensões das antenas.

A antena de 2.45 GHz, apresenta uma espessura do substrato de  $h=7.6\text{mm}$ , reduzindo consideravelmente o seu rendimento mas garantindo a largura de banda desejada, em contrapartida a antena de GPS tem uma espessura de  $h=1.9\text{mm}$ .

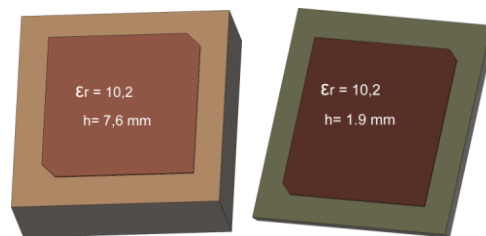


Figura 5.9 - Imagem das duas antenas a usar.

Apesar das regras impostas, pela ESA a espessura de 7.6mm da antena não constitui um obstáculo na construção do nanossatélite.

É possível exceder em 8mm nas faces do nanossatélite desde que as arestas do nanossatélite respeitem as medidas pré-definidas.

Por último, como três das quatro antenas são para transmitir o sinal que será usado para determinar a atitude do satélite, a disposição destas deve ser de modo a que fiquem localizadas nos vértices de um triângulo retângulo isósceles. Com esta disposição formam-se dois eixos ortogonais de igual distância, permitindo que a precisão no cálculo seja igual para os dois eixos.

Na figura 6.6 é possível visualizar uma possível solução, para o ordenamento das antenas e dos painéis solares.

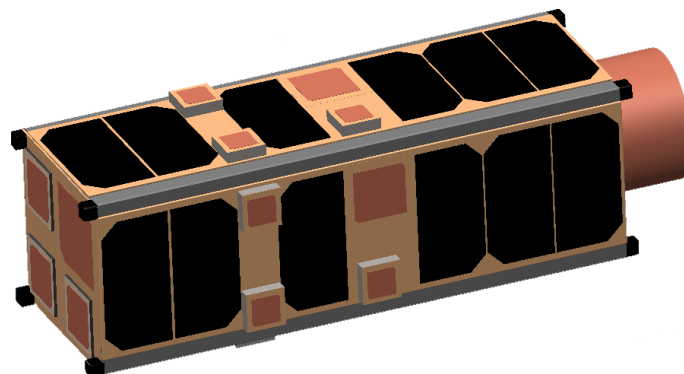


Figura 5.10 - Vista lateral com as antenas - solução 1.

Uma vez que a disposição das antenas de frequência 2.45GHz formam um triângulo retângulo isósceles, o algoritmo para o cálculo da atitude fica mais simples.

### Solução 2

Não focando a atenção só para as antenas, como únicos elementos a serem manipuladas, alargou-se o estudo para os elementos envolventes. Este estudo recaiu sobre os painéis solares.

Os painéis solares usados consistem numa película muito delgada de material semiconductor num dos lados e de material condutor no outro. A sua configuração é retangular de dimensões 76.2 mm por 38.1 mm com dois cantos cortados em 8.98 mm.

Os painéis, por serem muito delgados, por si só não constituem uma estrutura muito resistente apresentando alguma flexibilidade. A sua utilização implica uma base de suporte lisa e resistente. A base, onde normalmente é colado o painel solar, dá a resistência e a proteção necessária.

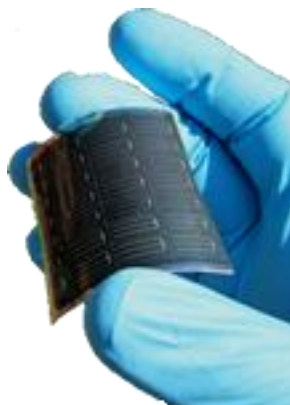


Figura 5.11 - Flexibilidade do painel solar [15].

Portanto, aproveitando esta propriedade de flexibilidade é possível colocar os painéis solares, na face do nanossatélite, ocupando uma área de implantação inferior à superfície de captação de energia.

Realizando alguns cálculos simples basta arquear o painel, pela aresta mais pequena, com um raio de curvatura igual  $r=32.8$  mm que a largura reduz dos 38.1mm para os ~36mm, permitindo um ganho de aproximadamente 2.1mm por painel e totalizando num ganho total de 12.6mm.

Este aparente pequeno ganho adicionado à longitude disponível totaliza numa longitude de  $12.6\text{mm}+68.4\text{mm}=81\text{mm}$ .

Relativo à altura do arco constata-se que este ronda os 5.388mm, sendo inferior aos 7.6mm da espessura da antena de 2.45GHz, da solução anterior.

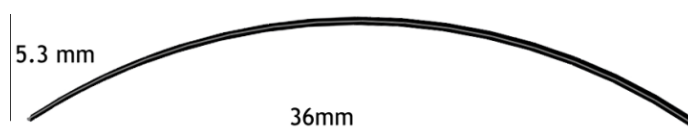


Figura 5.12 - Arqueamento do painel solar.

O aumento de espaço na face, especialmente a longitude, permite escolher antenas de maior dimensão.

Recorrendo novamente às tabelas 5.2 e 5.3, optou-se por manter a mesma antena usada na solução anterior para a que opera a 1.575 GHz, em contrapartida, para as antenas a operar a 2.45 GHz optou-se por usar antenas feitas com material FR-4, de dimensão 28.1mm e de espessura de substrato igual a 3.2mm. Esta alteração permite um aumento de eficiência de radiação de 64.10%, solução anterior, para 81.70%.

Portanto, colocando os painéis solares numa superfície lisa e com um raio de curvatura de  $r \approx 32.8\text{mm}$  obtemos uma melhoria na prestação das antenas do nanossatélite.

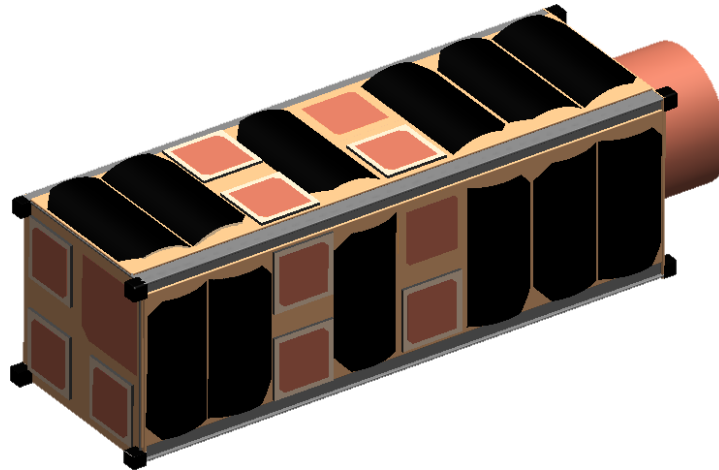


Figura 5.13 - Vista lateral com as antenas e painéis - solução 2.

#### 5.4.- Análise para a Face Quadrada com cilindro

Uma vez que esta face apresenta um cilindro metálico de grande dimensão no seu centro, não é possível implementar o mesmo tipo de antenas analisadas nas secções anteriores, como mostra a figura 6.12.

O espaço disponível, nesta face, é muito reduzido, mesmo para outros tipos de antenas.

As características de funcionamento das antenas devem ser semelhantes às outras faces, isto é, o sinal emitido deve ter polarização circular, o seu sentido deve ser perpendicular à superfície quadrada da face e as frequências de operação são as mesmas das outras faces.

Além das características já mencionadas anteriormente, também, não é permitido anexar nada ao elemento cilíndrico. Este deve estar livre e sem obstáculos em frente da base circular do cilindro.

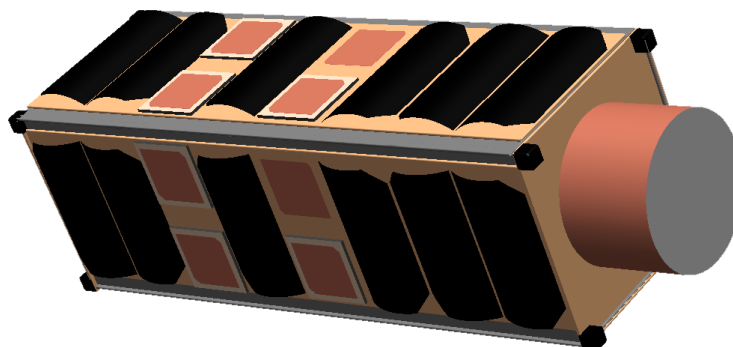


Figura 5.14 - Vista da outra face quadrada com o cilindro.

Perante estas características/restrições optou-se por utilizar um outro tipo de antena conhecida por antena de F invertido, IFA. Este tipo de antena, como já foi abordado no capítulo 4, apresenta um ótimo funcionamento em zonas onde existe metal por perto.

Uma vez que este tipo de antena, por si só, não permite obter a polarização circular, torna-se necessário juntar outra, de iguais características, em que os elementos condutores fiquem dispostos em esquadria. Por último passo, alimenta-se o par de antenas com o sinal elétrico desfasado de 90°, obtendo-se deste modo a polarização circular.

Como é possível observar esta solução permite acomodar quatro pares de antenas, o que representa quatro antenas com polarização circular, sem grandes dificuldades, podendo estar três pares destinadas para comunicações a 2,45 GHz e um par destinado para comunicações a 1.575 GHz.

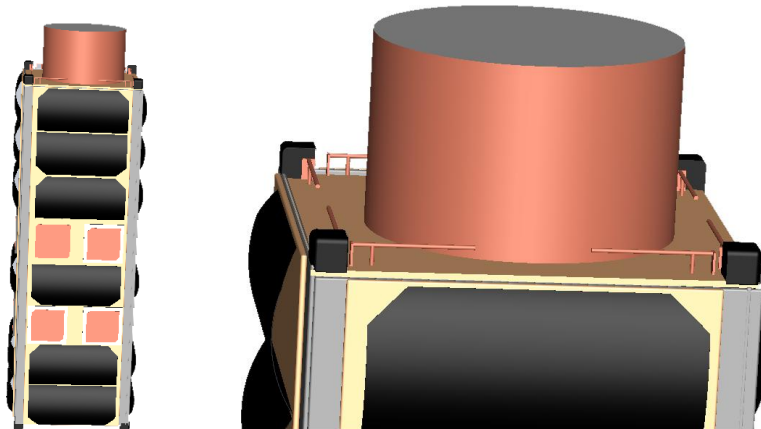


Figura 5.15 - Antenas na face quadrada com cilindro.

## 5.5.- Resultados das simulações

Para as simulações recorreu-se ao software HFSS versão 13. A utilização deveu-se às excelentes simulações possíveis de realizar para circuitos a trabalhar a altas frequências.

### 5.5.1.- Antena *patch* a 1.575GHz, FR-4, h=1.6mm, polarização circular direita

Antenas a operarem a 1.575GHz, feita em FR-4, de largura 45,1mm e espessura do substrato 1.6mm.

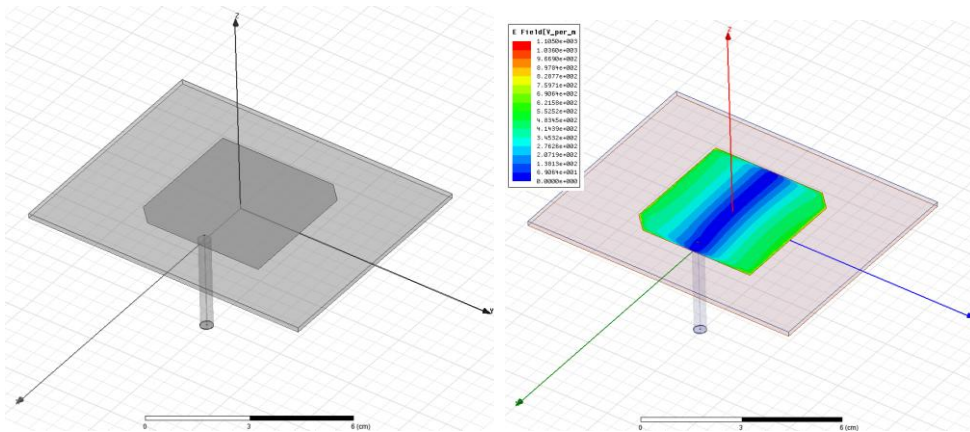


Figura 5.16 - Antena *patch* 1.575GHz em FR-4, configuração à esquerda e o campo elétrico na superfície da antena à direita.

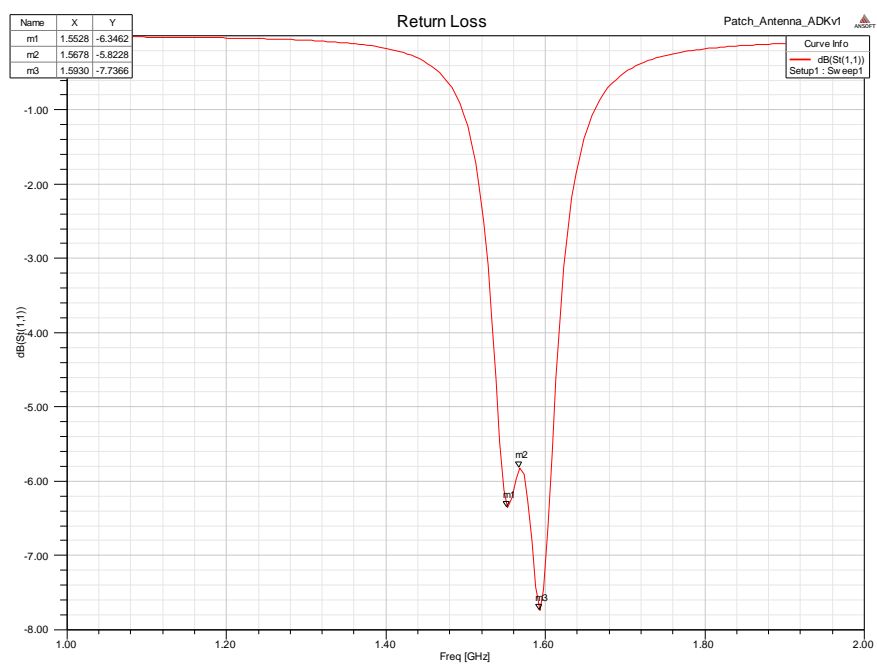


Figura 5.17 - Perda de retorno, S11.

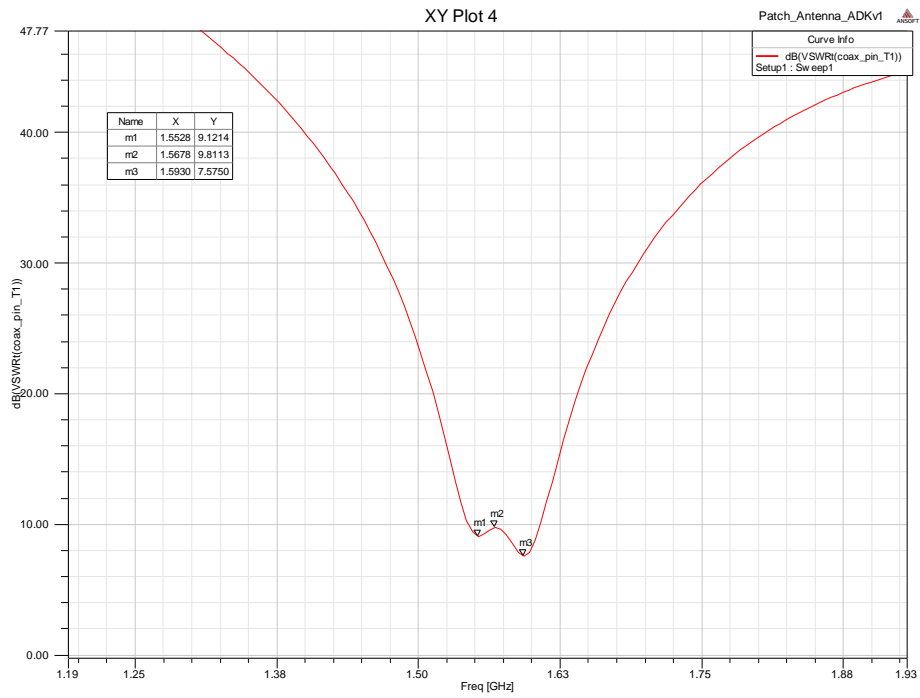


Figura 5.18 - Valor da relação da onda estacionária.

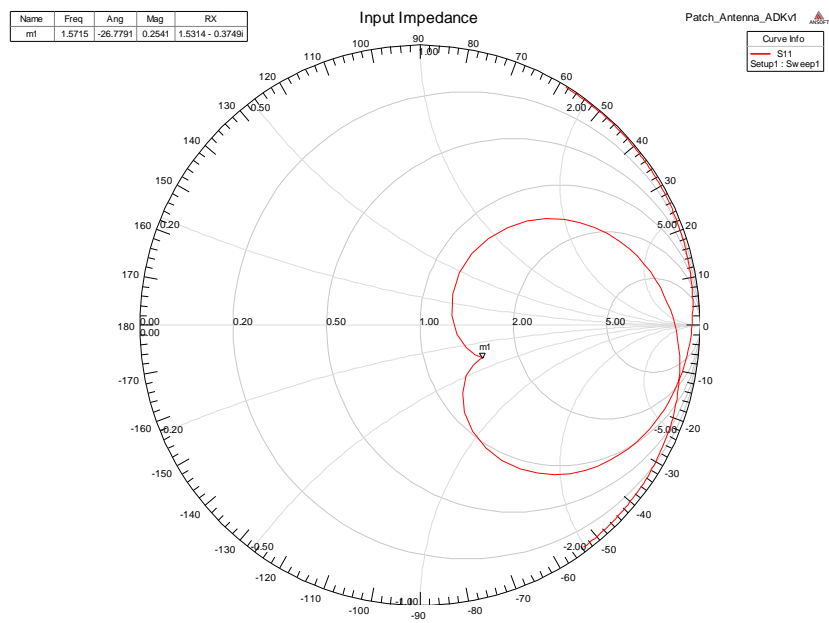


Figura 5.19 - Diagrama de Smith com o valor da impedância de entrada normalizada.

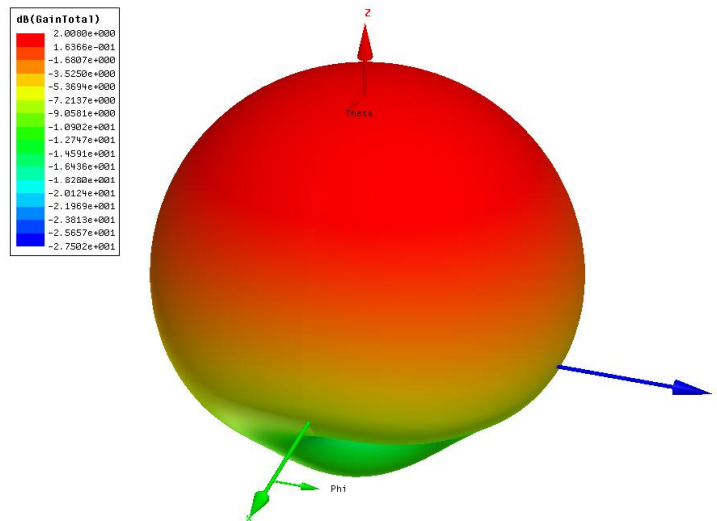


Figura 5.20 - Diagrama de radiação 3D da antena.

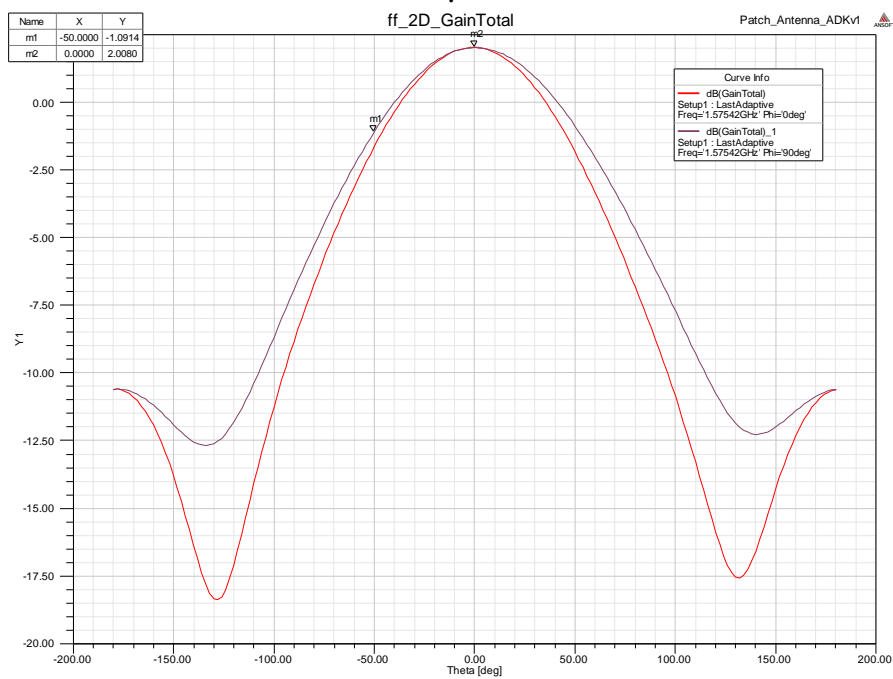


Figura 5.21 - Diagrama de radiação 2D da antena.

Analisando a simulação constata-se que existe um problema de ajuste da impedância de entrada. Esta falha provoca um funcionamento menos exato e menos eficiente da antena.

Para resolver esta situação é necessário ajustar o ponto onde a antena é alimentada, através de tentativas e erros.

### 5.5.2.- Antena *patch* a 2.45GHZ,FR-4, h=1.6mm,polarização circular direita,

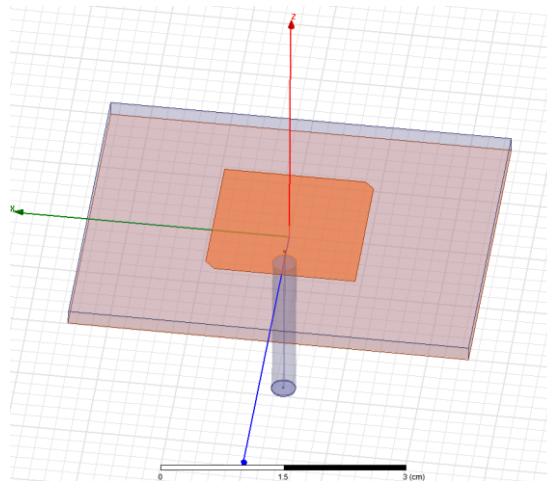


Figura 5.22 - Antena *patch* a 2.45Ghz em FR-4, polarização circular direita.

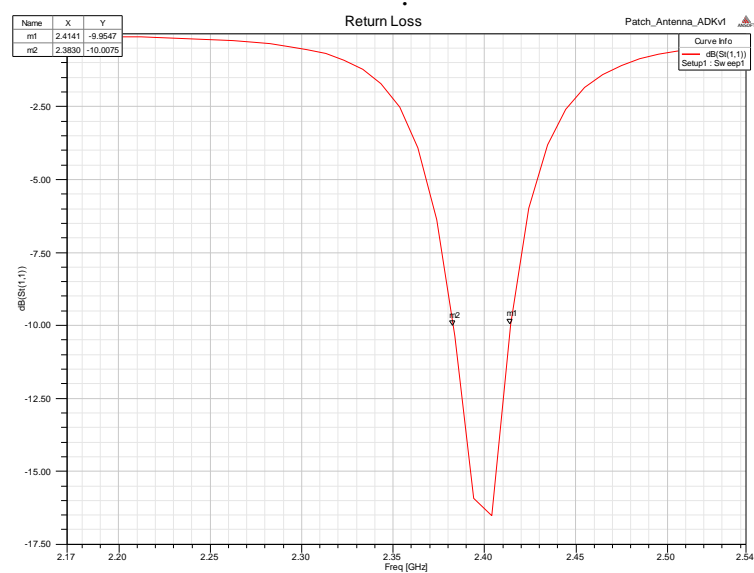


Figura 5.23 - Perdas de retorno,S11.

É possível verificar que a LB de simulada é 1.26%

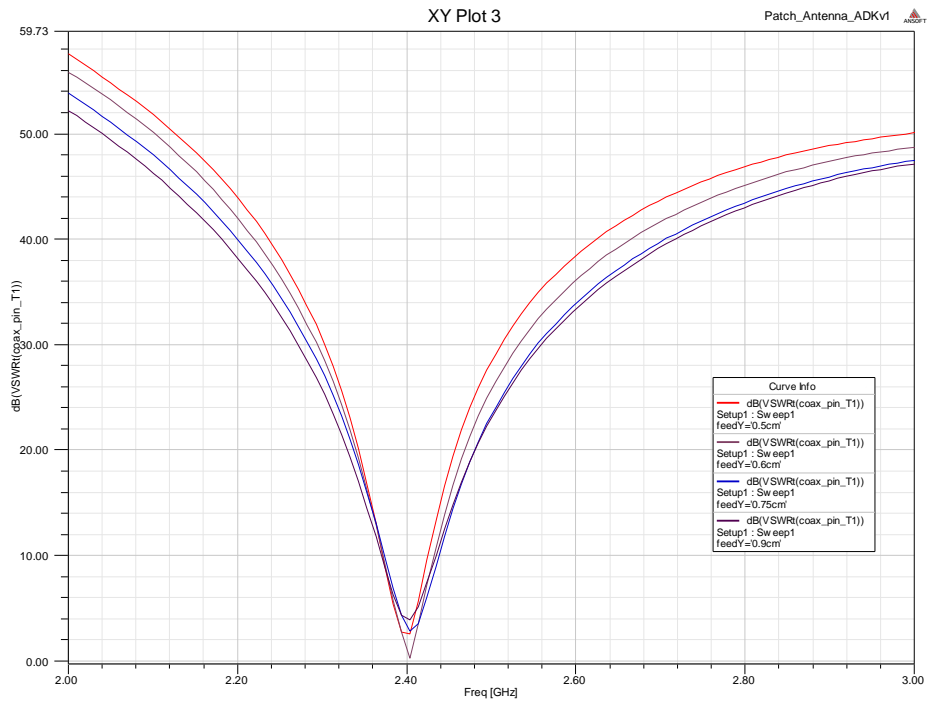


Figura 5.24 - Valor da relação da onda estacionária para vários pontos de alimentação.

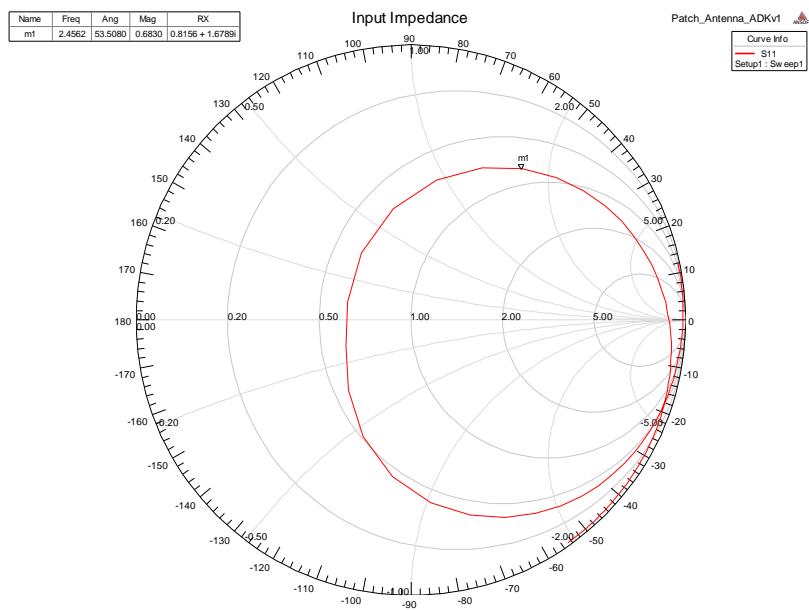


Figura 5.25 - Diagrama de Smith com o valor da impedância de entrada normalizada.

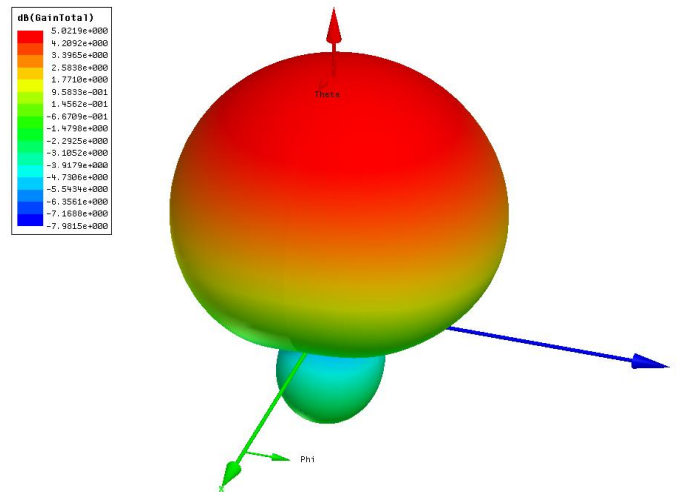


Figura 5.26 - Diagrama de radiação 3D da antena.

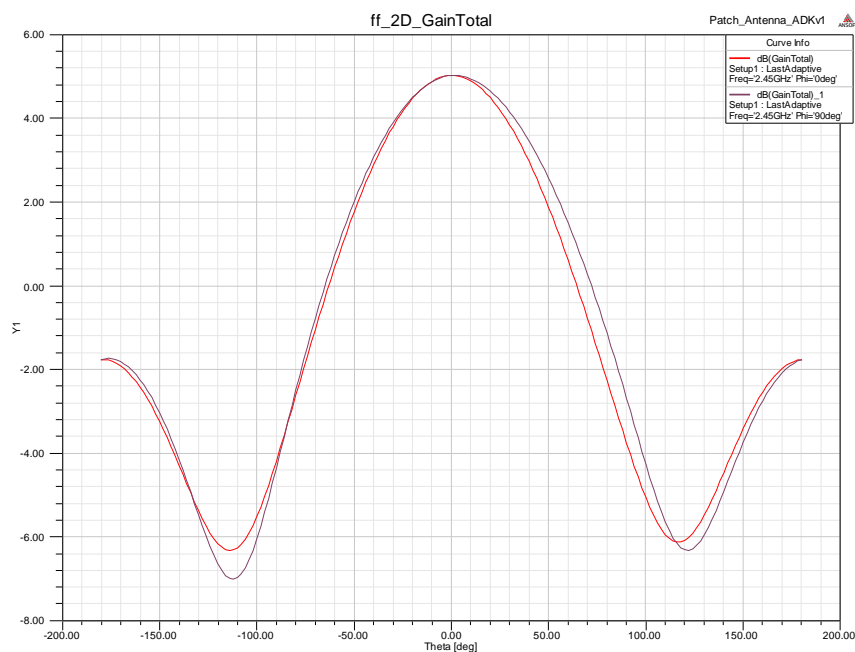


Figura 5.27 - Diagrama de radiação 2D da antena.

Nesta simulação, constata-se que o valor da LB é suficiente para a comunicação pretendida, contrastando com os valores teóricos.

Este resultado foi possível porque foi alterado o diâmetro do núcleo do cabo de alimentação. Uma vez que a antena é mais pequena, devido à frequência mais elevada, foi simulada esta com um cabo coaxial de diâmetro mais reduzido. Os resultados foram notoriamente diferentes e melhores. A razão depende-se em que, recorrendo ao circuito elétrico esquivamente, foi alterada a indutância de entrada na antena, pelo que os resultados foram manifestamente diferentes.

### 5.5.3.- Antena IFA a 2.45GHZ.

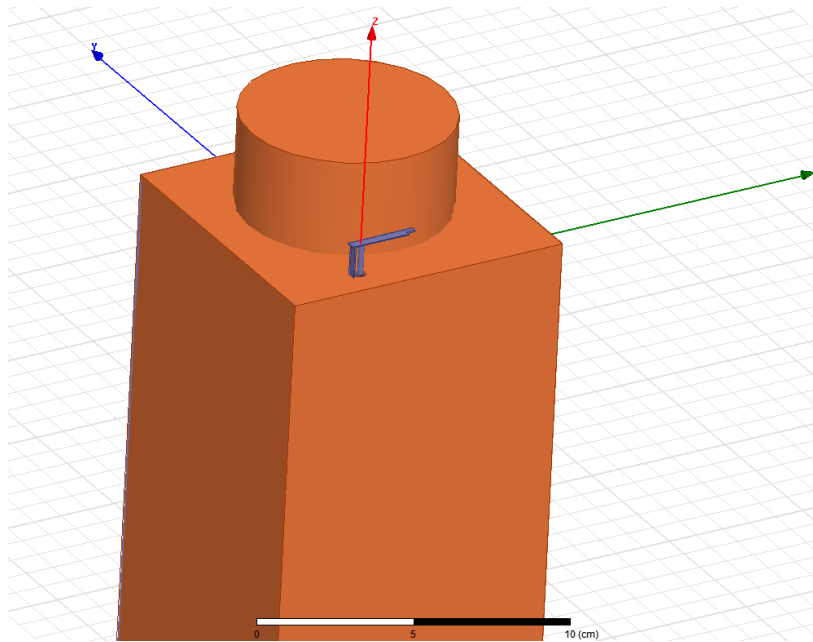


Figura 5.28 - Representação da antena IFA em HFSS.

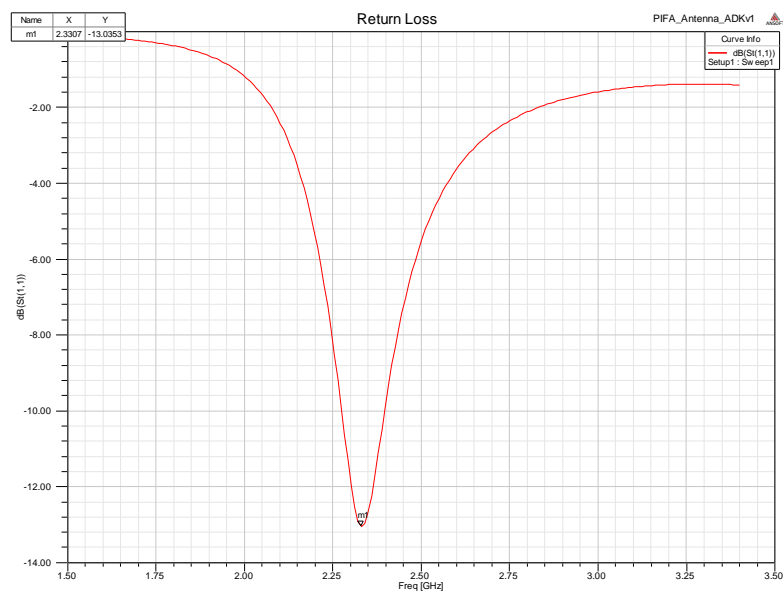


Figura 5.29 - Diagramas das perdas de retorno.

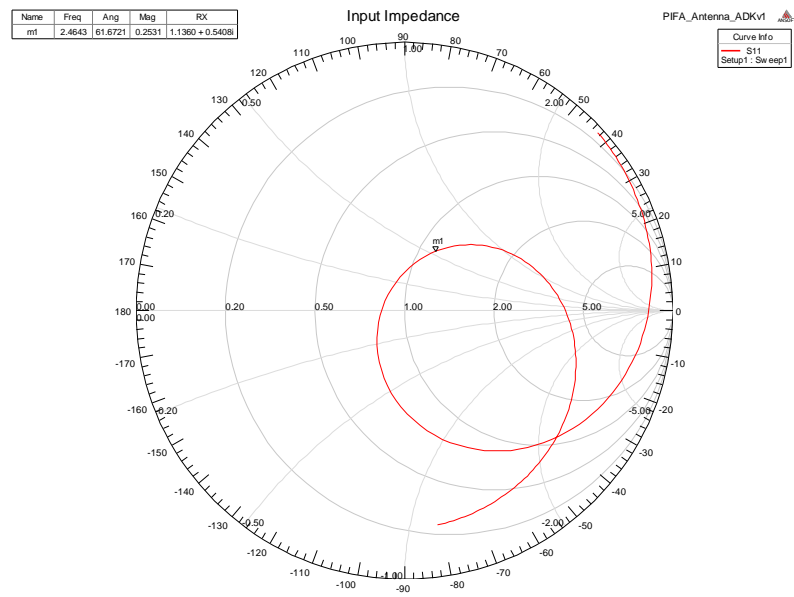


Figura 5.30 - Diagrama de Smith da impedância de entrada da antena.

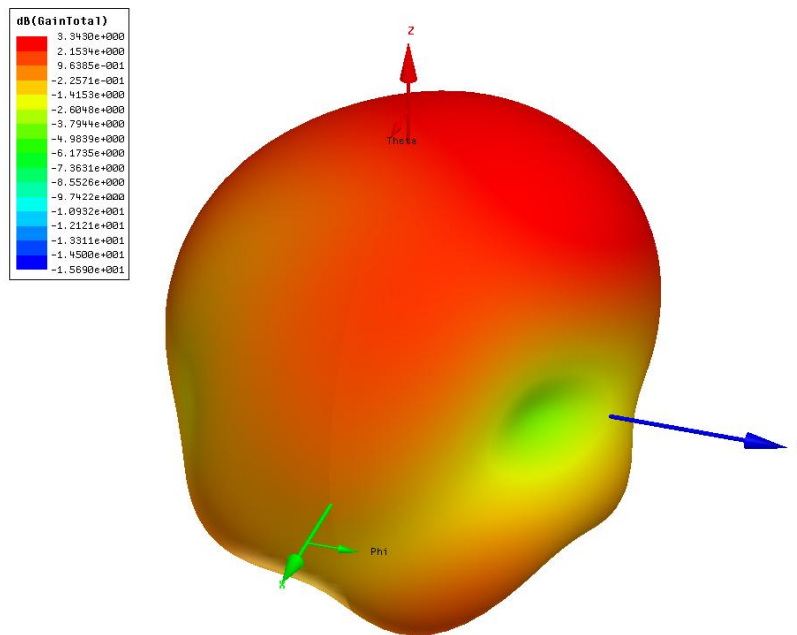


Figura 5.31 - Diagrama de radiação 3D da antena.

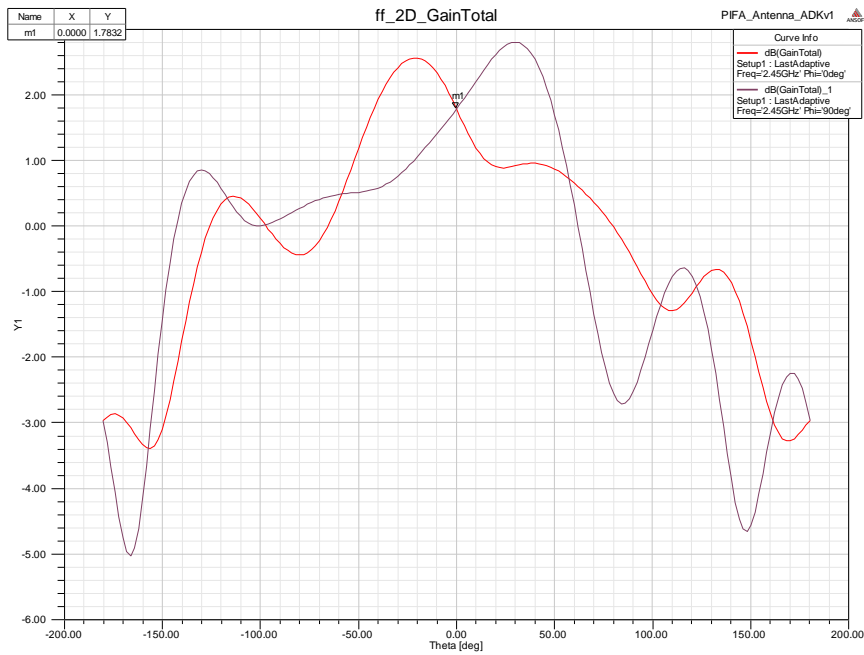


Figura 5.32 - Diagrama de radiação 2D da antena.

O ajuste desta antena é feito de modo diferente às anteriormente analisadas.

Para obter um determinado valor de impedância de entrada desloca-se o ponto onde a antena é alimentada. Isto é, se deslocarmos para a esquerda diminuímos a parte indutiva e aumentamos a parte capacitiva, acontecendo o oposto se realizar a operação inversa.

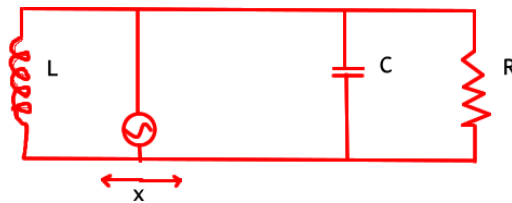


Figura 5.33 - Esquema elétrico da antena IFA.

Existe um ponto onde elas, a parte indutiva e a parte capacitiva, são iguais, cancelando e ficando só a carga resistiva.

A maneira de acertar, ou aproximar a carga resistiva, à impedância desejada, é alterando a espessura do fio condutor.

## 5.6.- Resultados experimentais

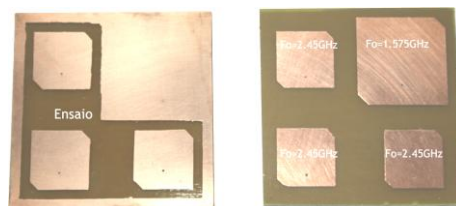


Figura 5.34 - Antenas patch em FR-4.

As dimensões exatas das antenas assim como a localização do porto de alimentação encontram-se no anexo D.

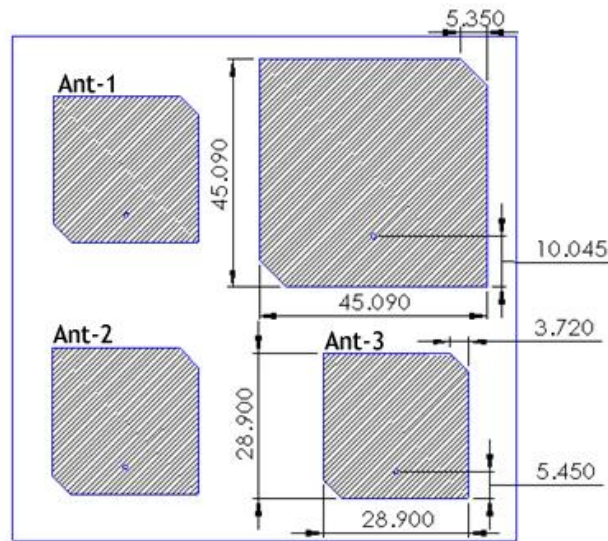


Figura 5.35 - Dimensões das antenas.

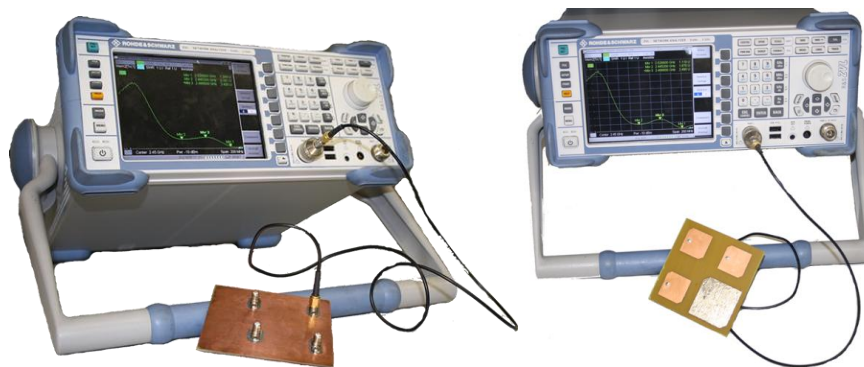


Figura 5.36 - Diagrama de radiação 2D da antena.

Recorrendo ao analisador de rede vetorial (VNA-*Vector Network Analyser*) da Rohde & Schwarz ZVL, procedeu-se ao teste de algumas características das antenas.

#### Resultados das antenas 2.45GHz

Para as antenas a operar a 2.45GHz foram testadas as três englobando o resultado num só gráfico.

Os seguintes gráficos representam o diagrama de Smith onde é determinada a impedância das antenas, o segundo gráfico refere-se à energia de retorno representado pelo valor  $S_{11}$  e por último é determinada a relação da onda estacionária SWR.

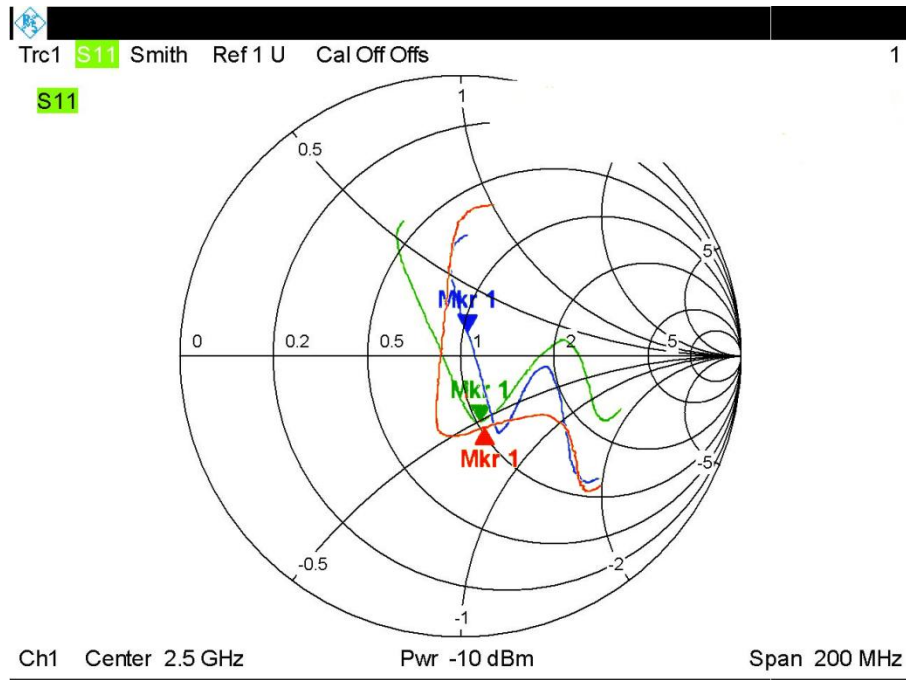


Figura 5.37 - Diagrama de Smith das três antenas de 2.45GHz.

Tabela 5.4 – Impedância de entradas das antenas.

	Frequência	Impedância
Antena -1 (verde)	2.514GHz	50,94-j25,5
Antena -2 (Azul)	2.555GHz	51,79+j8,95
Antena-3 (Vermelho)	2.486GHz	51,3-j28,29

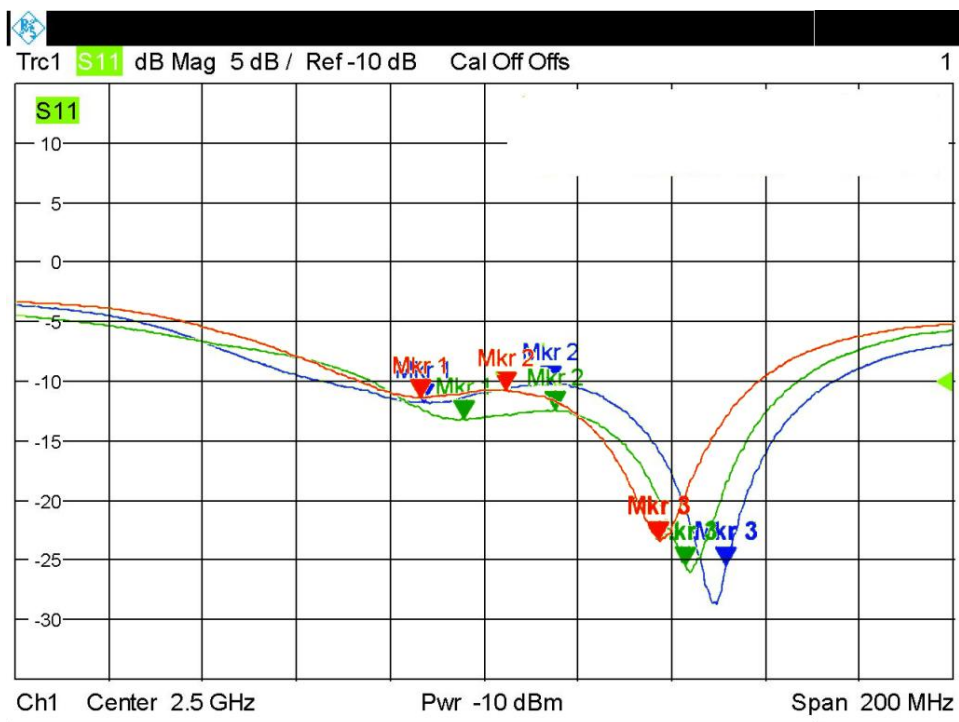


Figura 5.38 - S11 das três antenas de 2.45GHz.

Tabela 5.5 – Tabela S11 das antenas a 2,45GHz.

	Antena - 1		Antena - 2		Antena - 3	
Mark-1	2,495	-13,11	2,487	-11.81	2,486	-11,33
Mark-2	2,515	-12,43	2,514	-10.25	2,504	-10,75
Mark-3	2,543	-25,51	2,551	-25.50	2,537	-23,28

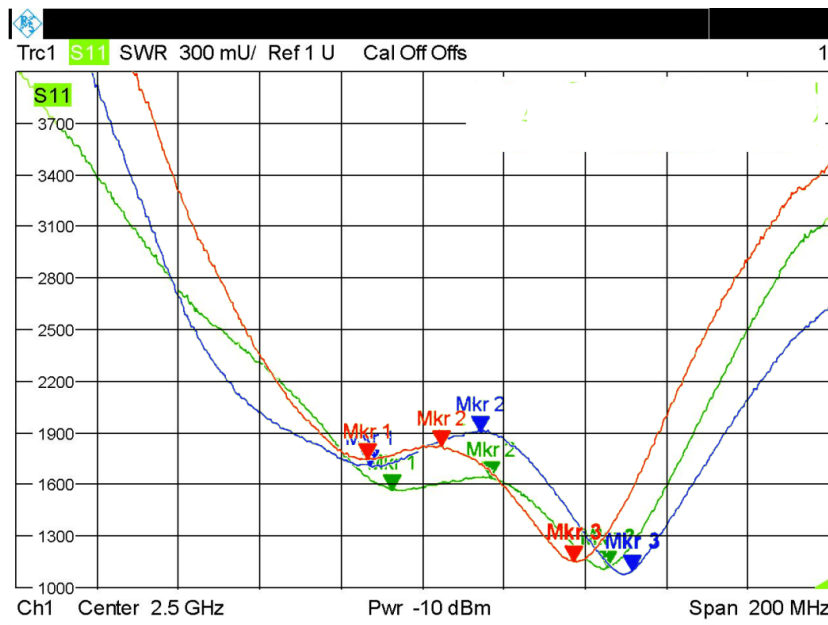


Figura 5.39 - SWR das três antenas de 2.45GHz.

Tabela 5.6 – Tabela SWR das antenas a 2,45GHz.

	Antena - 1		Antena - 2		Antena - 3	
Mark-1	2,495	1,569	2,487	1.710	2,486	1.743
Mark-2	2,515	1.643	2,514	1.908	2,504	1.820
Mark-3	2,543	1.119	2,551	1.096	2,537	1.149

Resultados da antena 1.57542Hz

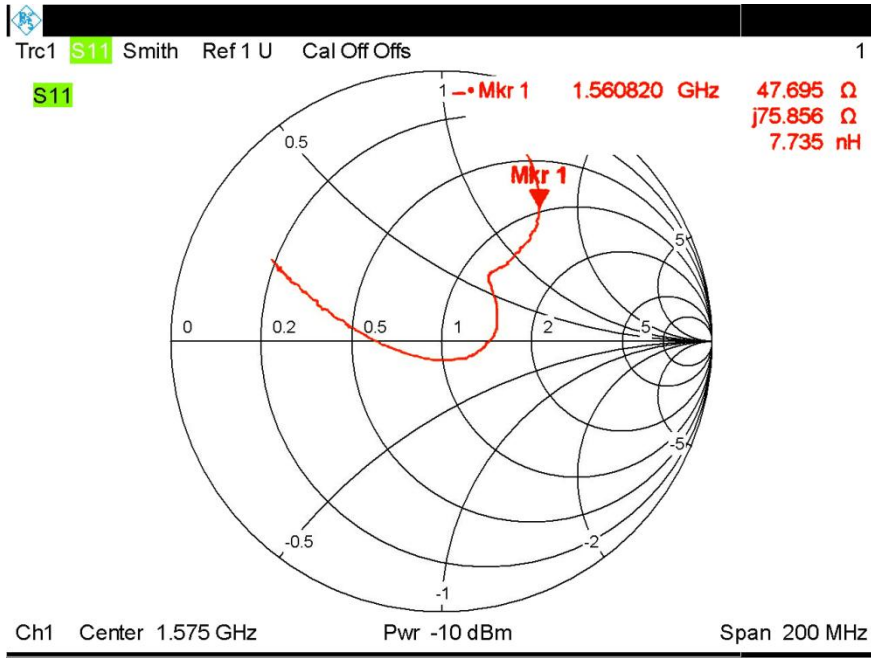


Figura 5.40 - Diagrama de Smith da antena de 1.575GHz.

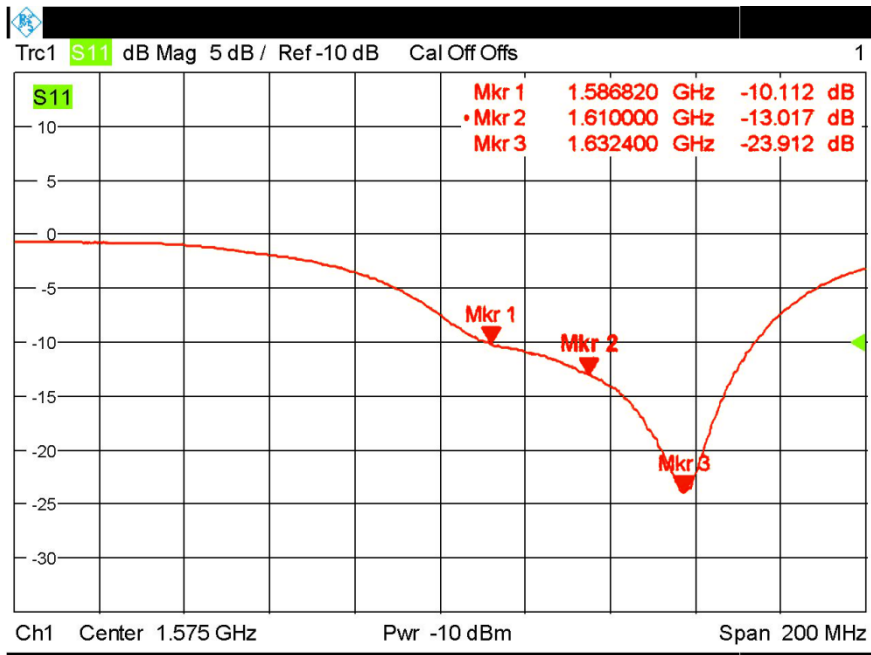


Figura 5.41 - Diagrama do S11da antena de 1.575GHz.

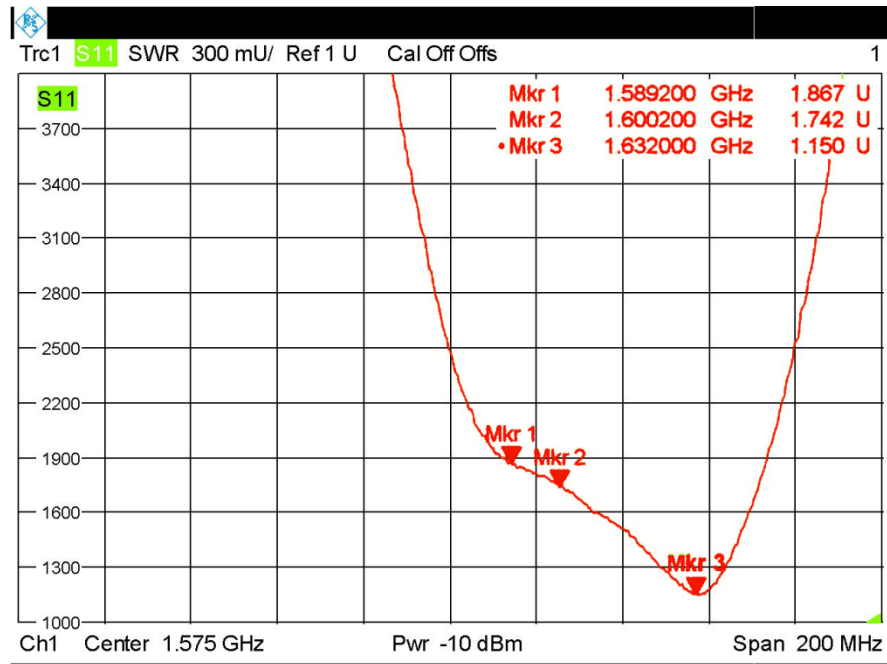


Figura 5.42 - Diagrama do SWR da antena de 1.575GHz.



# Capítulo 6

## Conclusão

Na elaboração deste trabalho recorreu-se a um estudo intenso, sobretudo de vários tipos de antenas, tendo sempre presente que as dimensões devem ser o mais pequeno possível para as frequências em causa.

Foram ensaiadas várias alternativas, desde dipolos, de várias formas e configurações, recaindo como possível solução as antenas *patch*.

Foi de igual forma analisado, analiticamente e por simulação, antenas *patch* com diversos substratos, chegando à conclusão que a eficiência destas depende da largura de banda e do tamanho das antenas.

Portanto, este é mais um dos casos de engenharia em que não existem soluções perfeitas mas sim soluções de compromisso.

A utilização das antenas, conforme foram calculadas, não é a melhor devido a que a eficiência não é das maiores, acima do 90%.

Conforme analisado se sacrificarmos a eficiência das antenas de 1.575GHz, isto é as antenas de maiores dimensões, podemos utilizar antenas ligeiramente maiores para as que trabalham a 2.45GHz. Este ligeiro aumento, no tamanho, implica um aumento na eficiência destas últimas, mesmo estando condicionadas pela largura de banda.

Alterando a constante dielétrica das antenas podemos obter um maior número de alternativas para o tamanho das antenas a operar à mesma frequência, permitindo acondicionar as várias antenas necessárias para o projeto nas faces do nanossatélite.

Uma vez que se considerou um afastamento entre antenas de 5mm e como estas trabalham alternadamente, não se notaram grandes alterações no funcionamento das mesmas, pelo que o efeito de aproximação não constituiu um fator crítico, apesar de ser considerado.

Como o método de construção das antenas não foi o mais preciso, já que se recorreu a um método caseiro, as dimensões reais das antenas não foram exatas às calculadas, daí a

discrepância do valor da frequência de ressonância. O valor obtido nas frequências foi ligeiramente superior ao pretendido, representando com isto que o tamanho das antenas ficou ligeiramente mais curto, na ordem de 1mm ou menos, pelo que é necessário calibrá-las acrescentando um pouco de cobre ou estanho à volta delas.

# Referências

- [1] <http://www.cubesatkit.com/>, Julho 2012.
- [2] <http://paginas.fe.up.pt/~cube/>, Julho 2012.
- [3] CubeSat [http://helpdesk.units.it/sites/atmocube/documenti%20pubblici/cds\\_rev11.pdf](http://helpdesk.units.it/sites/atmocube/documenti%20pubblici/cds_rev11.pdf), Julho 2012.
- [4] C.A. Balanis. *Antenna Theory: Analysis And Design*, 2Nd Ed. Wiley India Pvt. Ltd., 2007.
- [5] Lee K. F., Chen W. *Advances in Microstrip and Printed Antennas*. John Wiley& Sons. New York, NY. 1997.
- [6] Bahl I.J., Bhartia P., *Microstrip Antenna Design Handbook*. Artech House, Norwood, MA. 2001
- [7] <http://www.qsl.net/py4zbz/antenas/polarizacao.htm>, Julho 2012.
- [8] C.A. Balanis. *Antenna Theory: Analysis And Design*, 2Nd Ed. Wiley India Pvt.Ltd.,2007
- [9] Jackson D.R., Alexopoulos N.G. *Simple Aproximate Formulas for Input Resistance, andwidth, and Efficiency of a Resonant Rectangular Radiador*. IEEE Transactions on Antenna and Propagation.Vol. AP-39, pags. 407-410, March 1991.
- [10] Meshram M. K.. *Analysus of L- Strip Fed Rectangular Microstrip Antenna for Mobile Base Station*. Microwave and Optical Technology Letters. Vol. 49, N° 8. August 2007.
- [11] Y.T. Lo, B. Engst, and R.Q. Lee. Simple design formulas for circularly polarized microstrip antennas. *Microwaves, Antennas and Propagation*, IEE Proceedings H, 135(3):213 - 215, jun 1988.
- [12]
- [13] David M. Pozar, *Microstrip Antennas*, Proc. IEEE Vol.80, N°1, January 1992
- [14] Eng Gee Lim. *Circular Polarised Microstrip Antenna Using Segmental Methods*. PhD thesis, University of Northumbria at Newcastle, U.K -Division of Electrical and Electronic Engineering, 2002.

- [15] <http://www.alt-energy.info/wp-content/uploads/2011/05/Solar-cells-from-EMPA.jpg>,  
Julho 2012.

# Anexos

## Anexo - A

### Cálculo da distância entre o nanossatélite e a estação terrestre

Considerando a estação terrestre como o ponto de referência, já que esta é fixa, calcula-se a distância entre esta e a intersecção entre a linha reta de observação e a trajetória curva do nanossatélite. Este último viaja à volta do planeta terra descrevendo circunferências numa orbita LEO polar. A sua altitude rondará os 300Km.

Para obter a menor e a maior distância detectável consideram-se dois aspetos: que o nanossatélite efetua uma trajetória em que passa exatamente por cima da estação terrestre e é detectável até um ângulo mínimo de 5° de elevação em relação à superfície terrestre.

Por último, assumindo o planeta Terra como uma esfera perfeita de raio médio aproximado de  $6,36 \times 10^3$  km, calculamos o ponto de intersecção da seguinte forma.

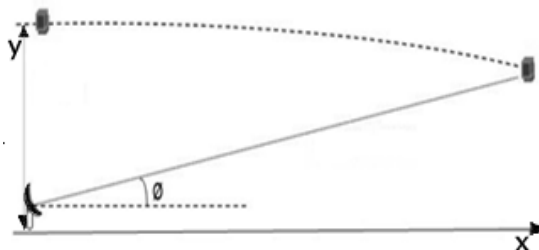


Figura A.1 - Passagem do nanossatélite sobre a estação terrestre.

Através da equação da reta e da circunferência, determinamos o ponto de intersecção  $(x_i, y_i)$ .

$$Y = R_T + m * X \quad (\text{A.1})$$

Onde  $R_T$  é o raio do planeta terra e  $m$  é a tangente do ângulo  $\emptyset$ .

$$X^2 + Y^2 = R_S^2 \quad (\text{A.2})$$

Onde  $R_S = R_T + \text{altitude do nanossatélite}$ , e representa o raio da orbita do nanossatélite.

Da equação (A.1) e (A.2) obtemos

$$X^2 + (R_T + m * X)^2 = R_S^2 \quad (\text{A.3})$$

Desenvolvendo a equação (2.3)

$$X^2 + R_T^2 + 2 * R_T * m * X + m^2 * X^2 = R_S^2 \quad (\text{A.4})$$

$$(1 + m^2) * X^2 + 2 * R_T * m * X + R_T^2 - R_S^2 = 0 \quad (\text{A.5})$$

$$X_i = \frac{-2 * R_T * m \pm \sqrt{(2 * R_T * m)^2 - 4 * (1 + m^2) * (R_T^2 - R_S^2)}}{2 * (1 + m^2)} \quad (\text{A.6})$$

Com o valor  $x_i$  e a equação da circunferência calculamos,  $y_i = \sqrt{R_S^2 - X_i^2}$ , o valor  $y_i$ .

Por último, com o ponto de intersecção  $(x_i, y_i)$  é fácil calcular a distância.

$$\text{Distância} = \sqrt{X_i^2 + (y_i - R_T)^2} \quad (\text{A.7})$$

## Anexo B

### Calculo do tempo de passagem do nanossatélite pela estação terrestre.

Para o cálculo do tempo de passagem do nanossatélite pela estação terrestre é fundamental saber a altitude e a velocidade linear que este tem ou o período de revolução (velocidade angular).

Estas variáveis não são conhecidas pelo que se assume que o nanossatélite demora aproximadamente 90 minutos a dar uma volta à Terra, sendo este o valor médio do período de revolução de satélites e nanossatélites a circular em órbitas LEO. Salienta-se que o período de revolução pode ir até 120 minutos se a altitude for maior. Quanto menor a sua altitude menor é o período de revolução. Com base neste valor de referência é possível determinar um tempo aproximado de passagem pela estação terrestre.

O conhecimento do tempo de passagem é importante uma vez que representa o tempo que o nanossatélite é detetável pela estação terrestre.

$$\varphi = \left( 90^\circ - \tan^{-1} \left( \frac{y_i}{x_i} \right) \right) * 2 \quad (\text{B.1})$$

Sabendo o tempo que leva a realizar uma rotação e aplicando uma simples regra de três obtemos o tempo de passagem.

## Anexo C

### Cálculo do afastamento longitudinal entre duas passagens consecutivas

Saber o afastamento longitudinal que o nanossatélite tem entre duas passagens consecutivas permitem saber se é possível detetá-lo na passagem seguinte.

Considerando que o planeta terra demora 23 horas e 56 minutos a realizar uma rotação sobre o seu eixo e que o nanossatélite demora em média 90 minutos a dar uma volta LEO polar é fácil concluir que o mesmo realiza aproximadamente 16 órbitas por dia.

$$23:54 \leftrightarrow 1436 \text{ minutos} \quad (\text{C.1})$$

$$\frac{1436}{90} = 15,95 > \approx 16 \text{ voltas} \quad (\text{C.2})$$

Valor idêntico se obtém se considerarmos a rotação do planeta Terra igual a 24 horas.

$$24 \text{ horas} \leftrightarrow 1440 \text{ minutos} \quad (\text{C.3})$$

$$\frac{1440}{90} = 16 \text{ voltas} \quad (\text{C.4})$$



**Figura A.2** - Representação de duas passagens sucessivas.

Considerando, mais uma vez, o planeta Terra como uma esfera perfeita e dividindo a linha equatorial em  $360^\circ$  determina-se:

$$\frac{360^\circ}{16} = 22,5^\circ \quad (\text{C.5})$$

Significa que quando o nanossatélite passa por um ponto do planeta na passagem seguinte vai ser a uma longitude superior em  $22,5^\circ$  para oeste.