

FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO



Agrupamentos de antenas planares

Paulo Daniel Barbosa da Silva

Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Artur Manuel de Oliveira Andrade Moura

Co-orientador: Mário Rui Silveira Pereira

25 de Julho de 2016

Resumo

O grande crescimento das comunicações móveis impulsionou uma evolução muito significativa na área das antenas, impondo requisitos de bandas de operação e de dimensões reduzidas. Várias topologias de antenas impressas foram propostas e a associação de materiais **EGB** permitiu melhores eficiências e redução de tamanho. Além disso, técnicas fratais permitiram reduzir também o tamanho e conferir características multi-banda. A miniaturização das antenas possibilita o desenvolvimento de agrupamentos compactos de ganho elevado. Nesta dissertação explora-se este aspeto desenvolvendo-se um agrupamento de antenas para ser utilizado num radar marítimo (**FMCW**) operando na banda X de 9.3 a 9.4 GHz. Para além da componente teórica o trabalho desenvolvido teve uma componente de simulação, tendo-se utilizado para tal o *software* **HFSS**, não deixando contudo de ter uma componente prática de implementação da antena. Os resultados experimentais obtidos estão em boa concordância com as simulações realizadas e demonstram a possibilidade de realizar um agrupamento compacto para a aplicação radar em causa.

Abstract

The exponential growth of mobile communications that we have seen for the past years caused a significant impact on the antennas that must have multiband communication capabilities while being of reduced size. Several topologies of patch antennas were proposed and the introduction of electromagnetic bandgap (**EGB**) materials contributed to increased efficiency and reduced layout area. Fractal techniques were also employed in order to achieve multiband performance with reduced layout. With the advances in antenna miniaturization it is now possible to implement very compact arrays exhibiting high gain. In this thesis we explored these possibilities and built a low-cost compact marine radar (**FMCW**) antenna for operation in the X band, between 9.3 GHz and 9.4 GHz. Besides the theoretical component, extensive simulations using HFSS software were performed and then compared with measurements of the implemented antenna array done in FEUP's anechoic chamber. There was close agreement between simulated and measured results showing that it is feasible to implement a low-cost array for the radar application considered.

Agradecimentos

Em primeiro lugar, agradeço aos meus pais, Maria José Silva e Carlos Silva pela oportunidade que me deram de estudar nesta faculdade.

Além disso, é imprescindível destacar os meus orientadores Prof. Dr. Artur Moura e Dr. Mário Pereira pelo apoio que me prestaram ao longo da realização da dissertação quer na **FEUP** quer no **INESC-TEC**.

Paulo Daniel Barbosa da Silva

“A imaginação é mais importante que o conhecimento.”

Albert Einstein

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Motivação	1
1.2	Objetivo do trabalho	2
1.3	Estrutura da dissertação	2
2	Radars	3
2.1	Preliminares - Contextualização Histórica	3
2.2	Sistemas Radar	3
2.2.1	Princípios básicos de funcionamento	3
2.2.2	Classificação dos Sistemas Radar	5
2.2.3	Bandas de operação	9
2.2.4	Antenas utilizadas em radares	9
3	Antenas planares	13
3.1	Introdução	13
3.2	Conceitos gerais	13
3.2.1	Definição de antena	13
3.2.2	Regiões de radiação	13
3.2.3	Diagrama de radiação	14
3.2.4	Parâmetros fundamentais	14
3.2.5	Equação de transmissão de <i>Friis</i>	18
3.2.6	Equação Radar - Demonstração	20
3.3	Topologias de antenas <i>microstrip</i>	21
3.3.1	Patch antenna retangular	21
3.3.2	Antena planar de comprimento $\lambda/4$ – monopolo	26
3.3.3	Antena planar F invertida – PIFA	26
3.3.4	<i>Slot Antenna</i>	28
3.3.5	Antenas fratais	30
3.3.6	Estruturas EBG	31
4	Agrupamentos de Antenas	35
4.1	Contextualização	35
4.2	Agrupamento de duas antenas	35
4.3	Agrupamento linear uniforme	38
4.3.1	Fator de Agrupamento	38
4.3.2	Diretividade Máxima	41
4.4	Agrupamentos lineares não uniformes	42
4.4.1	Cortina de radiação binomial	43

4.4.2	Cortina de radiação de <i>Dolph-Tschebyscheff</i>	44
4.4.3	Outras distribuições de corrente	45
4.5	Cortinas de radiação planares	46
4.6	Alimentação de agrupamentos em <i>microstrip</i>	47
4.6.1	<i>Tapers</i>	48
4.6.2	Elementos parasitas	52
5	Simulações, Implementação e Resultados	55
5.1	Processo de aprendizagem	55
5.1.1	Simulações <i>HFSS</i>	55
5.1.2	Resultados obtidos - <i>slot antenna</i>	58
5.1.3	<i>Slot Antenna</i> implementada - Fotografias	61
5.2	Agrupamento para Radar	62
5.2.1	Antena elementar	62
5.2.2	Malha de alimentação	66
5.2.3	Dimensões do agrupamento de antenas	70
5.2.4	Resultados Finais	73
5.2.5	Agrupamento implementado - Fotografias	77
5.2.6	Discussão dos resultados obtidos	78
6	Trabalho Futuro	81
A	Código <i>Matlab</i>	83
A.1	Capítulo 3	83
A.2	Capítulo 4	85
	Referências	87

Lista de Figuras

2.1	Sinal emitido e recebido por um radar pulsado	6
2.2	Frentes de onda de um comboio a apitar	7
2.3	Sinal modulador (vermelho) e desmodulado (verde)	8
2.4	Diagrama de radiação polar de uma antena utilizada num radar (plano horizontal)	10
2.5	Antena parabólica utilizada num radar para deteção de asteroides	10
2.6	<i>Patch Antenna Array</i> de um FMCW radar marítimo	11
2.7	<i>Phased Array Antenna</i>	11
3.1	Regiões de radiação de uma antena	14
3.2	Resposta em frequência do coeficiente de reflexão à entrada de uma antena ($f_0 = 10\text{ GHz}$, $BW \approx 230\text{ MHz}$)	18
3.3	Transmissão entre uma antena emissora e outra recetora	18
3.4	Radar e a deteção de um objeto	20
3.5	<i>Patch</i> antena retangular vista de cima	22
3.6	<i>Patch</i> antena retangular vista de lado	22
3.7	Campo elétrico na antena	23
3.8	Modelo elétrico equivalente (incluindo fonte)	24
3.9	Distribuição de corrente e tensão na antena (note: a corrente e a tensão encontram-se normalizadas pelo seu valor máximo)	24
3.10	Resistência normalizada ao longo da antena (a normalização é efetuada pela resistência máxima)	25
3.11	Antena <i>microstrip</i> vista de topo após os cortes	25
3.12	Monopolo planar visto de perfil	26
3.13	Antena planar F invertida (vista de perfil)	27
3.14	Modelo elétrico equivalente (incluindo fonte)	27
3.15	Antena planar F invertida com otimização de espaço (vista de perfil)	28
3.16	<i>Slot Antenna</i> vista de baixo	28
3.17	Distribuição de tensão e corrente	29
3.18	<i>Slot Antenna</i> vista de perfil	29
3.19	Dois iterações da construção da curva de <i>von Koch</i>	30
3.20	Dois iterações (geometria <i>Cohen-Minkowski</i>)	31
3.21	Representação das estruturas <i>EBG</i> (<i>mushroom-like EBG structure</i>): (a) parâmetros e (b) modelo <i>LC</i>	32
3.22	Interferência construtiva ($h = \lambda/4$)	33
3.23	Interferência construtivas utilizando estruturas <i>EBG</i> ($h \ll \lambda/4$)	33
4.1	Agrupamento linear e uniforme – 2 dipolos	36
4.2	Agrupamento linear e uniforme aproximado – 2 dipolos	36

4.3	Agrupamento linear e uniforme, 2 dipolos: $\alpha = -90^\circ$, $d = \lambda/4$	37
4.4	Agrupamento linear e uniforme, N antenas	38
4.5	Agrupamento uniforme, $N = 8$, $d = \lambda/2$, $\alpha = 0^\circ$	39
4.6	<i>Broadside array</i> ($\alpha = 0^\circ$, $d = \lambda/4$)	40
4.7	<i>Broadside/End-Fire array</i> ($\alpha = 0^\circ$, $d = \lambda$)	41
4.8	Agrupamentos lineares não uniformes	42
4.9	Triângulo de Pascal	44
4.10	Agrupamento linear com distribuição de corrente não uniforme, $N = 8$, $d = \lambda/2$ e $\alpha = 0^\circ$	45
4.11	Agrupamento planar linear uniforme	46
4.12	Alimentação em série - <i>series feed</i>	47
4.13	Alimentação em paralelo - <i>parallel feed</i>	47
4.14	Alimentação em paralelo e série - <i>parallel and series feed</i>	48
4.15	Impedância ao longo da linha	48
4.16	Divisão em linhas elementares	49
4.17	Impedância ao longo da linha - <i>Exponential Taper</i>	50
4.18	Coefficiente de reflexão à entrada de um <i>taper</i> de comprimento L - <i>Exponential Taper</i>	50
4.19	Impedância ao longo da linha - <i>Triangular Taper</i>	51
4.20	Coefficiente de reflexão à entrada de um <i>taper</i> de comprimento L - <i>Triangular Taper</i>	51
4.21	Coefficiente de reflexão à entrada de um <i>taper</i> de comprimento L - T : <i>Triangular</i> , K : <i>Klopfenstein</i> , E : <i>Exponential</i>	52
4.22	Compensação de elementos parasitas – canto: aumento da indutância	52
4.23	Compensação de elementos parasitas – canto: redução da capacidade	53
4.24	Compensação de elementos parasitas – junção T: aumento da indutância	53
4.25	Compensação de elementos parasitas – junção T: redução da capacidade	54
5.1	Modelo de simulação - <i>Slot Antenna</i>	57
5.2	Dimensões da <i>Slot Antenna</i> - Vista de topo	57
5.3	Dimensões da <i>Slot Antenna</i> - Vista por baixo	58
5.4	Resposta em frequência do coeficiente de reflexão à entrada da <i>Slot Antenna</i>	58
5.5	Representação polar no plano \mathbf{E} - <i>Slot Antenna</i>	59
5.6	Representação polar no plano \mathbf{H} - <i>Slot Antenna</i>	59
5.7	<i>Slot Antenna</i> implementada vista por cima	61
5.8	<i>Slot Antenna</i> implementada vista por baixo	61
5.9	Modelo de simulação - <i>Patch Antenna</i>	63
5.10	Dimensões da <i>Patch Antenna</i> - Vista de topo	64
5.11	Resposta em frequência do coeficiente de reflexão à entrada da <i>Patch Antenna</i> ($f_0 \approx 2.4 \text{ GHz}$)	64
5.12	Representação polar no plano \mathbf{E} - <i>Patch Antenna</i>	65
5.13	Representação polar no plano \mathbf{H} - <i>Patch Antenna</i>	65
5.14	Ganho em função da distância entre antenas - duas <i>patch antennas</i>	66
5.15	Modelo de simulação - <i>Patch Antenna</i> com linha de alimentação	67
5.16	Modelo de simulação - Duas <i>patch antennas</i> com rede de alimentação	68
5.17	Modelo de simulação - Quatro <i>patch antennas</i> com rede de alimentação	69
5.18	Modelo de simulação - Oito <i>patch antennas</i> com rede de alimentação	69
5.19	Modelo de simulação - Oito <i>patch antennas</i> com rede de alimentação completa	70
5.20	Dimensões da <i>Patch Antenna</i> presente nos extremos - Vista de topo	70
5.21	Dimensões da <i>Patch Antenna</i> presente nas restantes posições - Vista de topo	71
5.22	Dimensões da linha de transmissão de alimentação - <i>patch antennas</i> dos extremos	71

5.23 <i>Taper</i> 1 - próximo das <i>patch antennas</i> dos extremos	71
5.24 <i>Taper</i> 2 - próximo do centro do agrupamento	72
5.25 Junção T - centro do agrupamento	73
5.26 Resposta em frequência do coeficiente de reflexão à entrada do agrupamento . . .	74
5.27 Representação cartesiana no plano E - Agrupamento	74
5.28 Representação cartesiana no plano H - Agrupamento	75
5.29 Representação polar no plano E - Agrupamento	75
5.30 Representação polar no plano H - Agrupamento	76
5.31 Agrupamento implementado visto por cima	77
5.32 Agrupamento implementado visto por baixo	77
6.1 Esquema possível do arranjo entre a antena emissora e recetora	82

Lista de Tabelas

2.1	RCS de alguns alvos comuns	5
2.2	Bandas de sistemas radar	9
5.1	Dimensões - <i>Taper 1</i>	72
5.2	Dimensões - <i>Taper 2</i>	72
5.3	Comprimento total de cada <i>taper</i> utilizado	73

Abreviaturas e Símbolos

AF	Array Factor
EBG	Electromagnetic Band Gap
EF	Element Factor
FBR	Front-to-back ratio
FEUP	Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto
FBR	Front-to-Back Ratio
FEM	Finit Element Method
FNBW	First Null Beamwith
FM	Frequency Modulation
FMCW	Frequency-Modulated Continuous-Wave
FSK	Frequency Shift Keying
GPS	Global Positioning System
HFSS	High Frequency Structure Simulator
HPBW	Half Power Beamwidth
INESC-TEC	Instituto de Engenharia de Sistemas e Computadores, Tecnologia e Ciência
PCB	Printed Circuit Board
PLF	Polarization Loss Factor
RADAR	Radio Detection and Ranging
RCS	Radar Cross Section
RF	Radio Frequency
VNA	Vector Network Analyser
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio

Capítulo 1

Introdução

1.1 Motivação

A área das antenas tem tido nos últimos anos um interesse significativo, principalmente devido à proliferação das comunicações sem fios e o conseqüente uso em larga escala de equipamentos móveis. De facto, estes dispositivos requerem antenas que devem satisfazer diversos requisitos. Um dos mais importantes é a possibilidade de operarem em diversas bandas, pelo que tem existido uma investigação considerável centrada em antenas multi-banda [1, págs. 3 e 4]. Outro requisito muito relevante é a redução do tamanho da antena mantendo uma boa eficiência e operação adequada.

Normalmente, nos dispositivos móveis usam-se antenas impressas (*patch antennas*) de variadas configurações, por exemplo a antena **PIFA** [2]. Nestas, podem ainda ser utilizados materiais **EGB** para melhorar a sua eficiência e reduzir a sua dimensão [3, pág. 21]. Além disso, técnicas fractais também têm sido exploradas pois, para além da reduzir a dimensão, também permitem obter características multi-banda [1, págs. 3 e 4].

Uma vantagem da miniaturização das antenas é a possibilidade de desenvolver agrupamentos compactos e de baixo custo com os quais se podem obter diagramas de radiação de ganho elevado. Por sua vez, estes podem ser usados em diversas aplicações, salientando-se os sistemas radar que serão considerados no presente trabalho.

Os sistemas radar apresentam um leque de aplicações em diversas áreas distintas, tanto civis como militares, para deteção, localização e determinação da velocidade de objetos. O dispositivo radar baseia-se na emissão de uma onda rádio, pulsada ou contínua, e observação do instante de chegada e direção do eco proveniente de um objeto para a partir de aí determinar a sua localização. O desempenho adequado de um radar depende em grande medida da antena utilizada. Esta deve apresentar um ganho elevado e uma abertura do feixe do lobo principal pequena para poder discriminar bem a direção do eco. Além disso, a amplitude dos lobos secundários relativamente ao lobo principal, a razão frente trás e a polarização usada são também fatores relevantes. Por exemplo, a presença de lobos secundários significativos pode originar deteções erróneas de ecos em objetos que não se encontram na direção do lobo principal.

Neste contexto, desenvolver novas antenas compactas é um assunto aliciante e motivador, sendo uma área que cobre diversos aspetos quer teóricos e de simulação eletromagnética quer de implementação prática para verificação dos requisitos especificados.

1.2 Objetivo do trabalho

Uma área de aplicação dos radares á a navegação marítima para a deteção da costa ou de outras embarcações. Estes dispositivos operam nas bandas *S* ou *X*, sendo que nesta ultima podemos ter antenas de menor dimensão. Os radares usados são normalmente de onda contínua e tiram partido da modulação em frequência (**FMCW**), operando com potências relativamente baixas e usando antenas diferentes para a emissão e receção.

O objetivo deste trabalho é desenvolver uma antena para radar a operar numa sub-banda da banda *X* entre 9.3 GHz a 9.4 GHz. Pretende-se uma antena de baixo custo tendo-se optado por construir um agrupamento de antenas impressas e com polarização horizontal, a fim de se reduzir o efeito no diagrama de radiação da refletividade da superfície do mar [4, pág. 1].

1.3 Estrutura da dissertação

Para além deste capítulo introdutório, este documento contém mais 5 capítulos estruturados, os quais se descrevem a seguir:

- O capítulo 2 é dedicado aos radares, apresentando princípios de funcionamento, classificação de radares, bandas de operação e antenas típicas utilizadas.
- No capítulo 3 abordam-se as antenas planares, uma vez que o elemento que irá ser utilizado para o agrupamento é deste tipo. No início apresenta-se um conjunto de conceitos fundamentais da área das antenas, necessários para a boa compreensão dos assuntos tratados.
- De seguida, o capítulo 4 é dedicado a uma apresentação de agrupamentos de antenas, com especial incidência nos agrupamentos lineares (uniformes e não uniformes), pois foram os considerados para o *array* desenvolvido. Faz-se também uma introdução às suas técnicas de alimentação.
- No capítulo 5 descreve-se a antena desenvolvida, primeiro o elemento base usado e depois o agrupamento. Descrevem-se ainda os resultados obtidos através de simulações e comparam-se com as medidas efetuadas na câmara anecoica da **FEUP**.
- Relativamente ao capítulo 6 apresentam-se as conclusões relevantes do trabalho desenvolvido e discute-se o trabalho futuro.
- Nesta dissertação foram utilizados termos de terminologia inglesa nos casos de inexistência de termos adequados em português. Além disso, por convenção estão presentes conceitos em inglês em grande parte das imagens utilizadas.

Capítulo 2

Radares

2.1 Preliminares - Contextualização Histórica

Heinrich Hertz (1857 - 1894) sempre mostrou desde novo uma paixão pela teoria das ondas eletromagnéticas, bem como os fenômenos associados à sua propagação. A fim de provar toda esta teoria de forma experimental, formulada previamente por *James Clerk Maxwell* (1831 - 1879), através das equações do eletromagnetismo, decidiu realizar um conjunto de experiências práticas e chegou à conclusão que, de facto as ondas eletromagnéticas se propagavam ao longo de diversos tipos de materiais, bem como podiam sofrer reflexões. Passados poucos anos, *Guglielmo Marconi* (1874 - 1937) obteve sucesso num conjunto de experiências de transmissão sem fios usando código *Morse* (1899). Posteriormente, o engenheiro alemão *Christian Hülsmeier* (1881 - 1957) conseguiu, tirando partido do eco das ondas rádio detetar navios. Neste sentido, implicitamente já se encontra presente o conceito de **RADAR** (*Radio Detection and Ranging*), ou seja, sistemas capazes de detetar, localizar e/ou determinar a velocidade de objetos-alvo. Também existem outros exemplos que aqui não serão referidos (estas descobertas não foram realizadas por uma identidade única). Alguns anos depois, por volta de 1940 já eram produzidos em grande escala vários equipamentos (radar) nos EUA, URSS (União Soviética), Alemanha, França e Japão com fins militares (2ª Guerra Mundial) [5]. Atualmente, os radares têm outras aplicações para além da área militar, destacando-se a navegação aérea e marítima, a deteção de velocidade e a meteorologia.

2.2 Sistemas Radar

2.2.1 Princípios básicos de funcionamento

O modo de funcionamento de um radar é muito semelhante ao princípio de reflexão de ondas sonoras. Efetivamente, quando se suspeita a presença de um determinado objeto envia-se um sinal de rádio sob a forma de uma onda eletromagnética e, se realmente existir, a antena do radar capta o respetivo eco, ou seja, uma onda refletida nesse mesmo objeto. Na verdade, durante a deteção podem existir erros devido, por exemplo à irregularidade da topografia terrestre (presença de objetos indesejados, locais com relevo mais acentuado ou menos pronunciado do que o desejável,

entre outros) e às condições atmosféricas da região alvo.

Para o caso da determinação da localização sabe-se *a priori* que a velocidade de propagação das ondas no ar que é aproximadamente igual à da luz no vácuo ($c \approx 3 \times 10^8 \text{ m/s}$), admitindo-se para todos os efeitos que o índice de refração do ar é constante e igual a 1, pelo que a distância d do objeto em relação à antena receptora é dada por:

$$d = \frac{c \Delta_t}{2} \text{ (m)} \quad (2.1)$$

É importante referir que Δ_t corresponde à duração temporal total em segundos entre a emissão e a receção. Conhecendo também a coordenada azimutal, isto é, o ângulo descrito no plano horizontal medido em relação à direcção para a qual a antena está apontada (sentido positivo para Este) e as coordenadas **GPS** (*Global Positioning System*) do radar determina-se facilmente a localização do objeto pretendido [6, pág. 4] [7, pág. 2].

2.2.1.1 Equação Radar

Além da deteção e localização é relevante conhecer a relação entre a potência captada proveniente do eco no objeto e aquela que foi emitida, a fim de assegurarmos a satisfação da sensibilidade do receptor (**SNR** - *Signal-to-Noise Ratio* - mínima) para um desempenho adequado do mesmo. Esta relação é dada pela equação radar seguinte [8, pág. 96], para o caso de se usar a mesma antena para emitir o sinal e receber o eco:

$$P_{rec} = S_{iso_{ant}} A_{ef} \approx \frac{P_{em} G^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} \sigma \text{ (W)} \quad (2.2)$$

em que P_{rec} é a potência de eco recebida em *watts*, P_{em} , a potência emitida na mesma unidade, G é o ganho da antena, λ , o comprimento de onda de operação em metros, R , a distância da antena do radar ao objeto na mesma unidade que a anterior e σ corresponde à área efetiva de eco do objeto (m^2).

Note-se que na *eq. 2.2*, a relação de potências é diretamente proporcional a $1/R^4$. Tal significa que para recebermos ecos de objetos distantes teremos de emitir um sinal de elevada energia para que após o percurso de comprimento $2R$ se receba ainda um sinal de eco acima da sensibilidade do receptor. Na *sec. 3.2.6* será apresentada uma explicação mais detalhada, após a compreensão dos parâmetros das antenas.

Outro aspeto interessante, ainda relacionado com este tema, é ter a perceção sobre valores típicos de σ , pois permite-nos caracterizar o objeto-alvo, como se mostra na *tab. 2.1* [8, pág. 99]:

Object	Typical RCSs	
	RCS (m^2)	RCS (dBsm)
Pickup truck	200	23
Automobile	100	20
Jumbo jet airliner	100	20
Large bomber <i>or</i> commercial jet	40	16
Cabin cruiser boat	10	10
Large fighter aircraft	6	7.78
Small fighter aircraft <i>or</i> four-passenger jet	2	3
Adult male	1	0
Conventional winged missile	0.5	-3
Bird	0.01	-20
Insect	0.00001	-50
Advanced tactical fighter	0.000001	-60

Tabela 2.1: RCS de alguns alvos comuns

2.2.2 Classificação dos Sistemas Radar

Os radares apresentam um conjunto de características que permitem fazer a distinção entre si. De facto, estes podem ser classificados de acordo com os tipos de emissão/receção, modulações utilizadas, funcionalidade das antenas, funções que desempenham, entre outros. A seguir destacam-se as classificações mais importantes:

1. Tipos de emissão/receção [7, pág. 30] [9, pág. 10] [10] [11] [12, págs. 2 e 4] [13, págs. 31, 32 e 36] [14]:
 - **Radares de impulsos:** estes radares emitem uma sequência periódica de impulsos de curta duração, τ , e aguardam por uma versão atenuada dos mesmos, que corresponde ao eco proveniente do objeto. Tal conclusão pode ser obtida analisando a *fig. 2.1* (cada impulso na receção poderá aparecer ligeiramente alargado devido a efeitos dispersivos do meio em que se propaga). O intervalo de tempo Δ_t da figura referida permite calcular a distância ao objeto através da *eq. 2.1*. Para objetos próximos do radar os ecos ocorrem dentro do intervalo de tempo τ , não sendo por isso recebidos pelo radar que está na fase de emissão. Tal implica uma distância mínima que o sinal tem de percorrer para ser convenientemente captado, que se denomina de região cega (*blind range*) do radar. Assim, este tipo de radares é mais adequado para deteções a longas distâncias, sendo necessário que a amplitude e a energia dos impulsos emitidos seja muito elevada para se satisfazerem os requisitos de sensibilidade na receção. A geração deste impulsos pode colocar dificuldades de implementação e torna estes equipamentos mais dispendiosos.

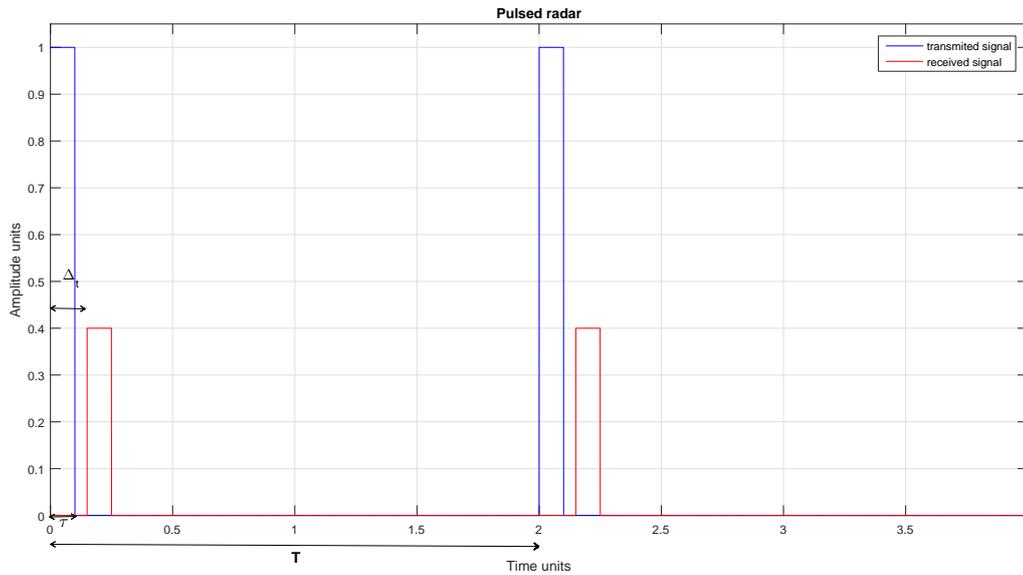


Figura 2.1: Sinal emitido e recebido por um radar pulsado

- **Radares de onda contínua:** ao contrário dos anteriores, estes radares emitem um sinal contínuo sinusoidal. Além disso, como o emissor está sempre ligado, temos de ter uma forma de separar o sinal emitido do eco recebido. Tal pode ser feito, por exemplo usando duas antenas bem isoladas, uma para emitir e a outra para captar o eco. Estes radares operam com potências muito menores do que os radares de impulsos sendo, por isso mais simples de implementar e de menor custo. No entanto, o seu princípio de funcionamento não permite medir a diferença temporal Δt , pelo que é impossível determinar a localização do objeto. Apenas determina a sua velocidade. Esta poder ser calculada recorrendo ao chamado efeito *Doppler* que a seguir se deriva.
 - Considere um alvo que se encontra em movimento e a uma distância R do radar. Seja f_t , a frequência transmitida e λ_t , o comprimento de onda transmitido. A razão de comprimentos de onda durante o percurso de ida e volta, n , é dada por:

$$n = \frac{2R}{\lambda_t} = \frac{2R}{c} f_t \quad (m/m) \quad (2.3)$$

- como se sabe, um comprimento de onda em termos de fase corresponde a $2\pi \text{ rad}$. Então, a fase acumulada durante todo o percurso pode ser obtida da seguinte forma:

$$\theta = 2\pi n = \frac{4\pi R}{c} f_t \quad (rad) \quad (2.4)$$

- Para determinar a frequência angular de *Doppler*, ω_D basta, por definição derivar a eq. 2.4 em ordem ao tempo, tal como a seguir se mostra:

$$\omega_D = \frac{d\theta}{dt} = \frac{4\pi v}{c} f_t \text{ (rad/s)} \quad (2.5)$$

em que, v , corresponde ao módulo da velocidade relativa do alvo, medida em relação ao radar.

- Por conseguinte, de uma forma bastante simples chega-se à expressão da respetiva frequência (f_D):

$$f_D = \frac{\omega_D}{2\pi} = \frac{2v}{c} f_t \text{ (Hz)} \quad (2.6)$$

- E, portanto:

$$f_r = f_t \pm f_D = f_t \left(1 \pm \frac{2v}{c} \right) \text{ (Hz)} \quad (2.7)$$

em que, f_r , é a frequência do sinal captado pelo radar.

- resolvendo a eq. 2.6 em ordem a v obtém-se:

$$v = \frac{c}{2} \frac{f_D}{f_t} \text{ (m/s)} \quad (2.8)$$

que permite calcular v através da medição da frequência de *Doppler*:

$$f_D = f_r \pm f_t \quad (2.9)$$

Note-se que o sinal da velocidade obtida permite distinguir se o objeto se aproxima ou afasta, *fig. 2.2*.

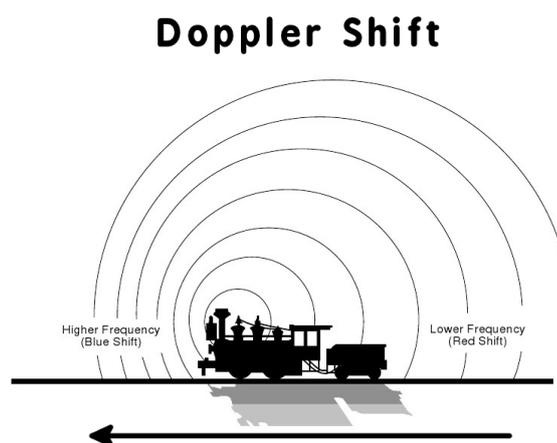


Figura 2.2: Frentes de onda de um comboio a apitar

2. Modulações utilizadas [15]:

- **Radares de onda contínua – modulação em frequência (FMCW):** a modulação em frequência gera um sinal do tipo *chirp* que vem ao encontro do problema anteriormente referido (da localização de objetos). Um *chirp* de frequência é um sinal periódico no qual, em cada período, a frequência cresce gradualmente com o tempo, começando num valor mínimo e atingindo um valor máximo. Este sinal pode ser gerado por uma modulação em frequência na qual o sinal modulador é do tipo dente de serra, como se mostra na *fig. 2.3*. Nesta, identifica-se claramente que o sinal desmodulado proveniente do eco apresentará um atraso temporal, Δt , que pode ser medido. Recorrendo à *eq. 2.1* consegue-se, assim calcular a que distância o objeto se encontra, e portanto a sua localização. Além disso, a *fig. 2.3* contém informação que permite medir a frequência de *Doppler* e, logo calcular a velocidade do objeto. Alternativamente ao *chirp* de frequência, também se pode usar, por exemplo um sinal *FSK* (*Frequency-Shift-Keying*) que alterna entre duas frequências (corresponde a utilizar como sinal modulador uma onda quadrada).

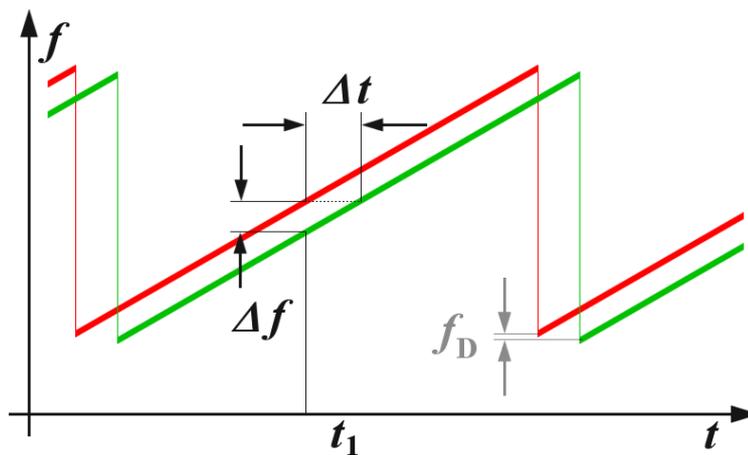


Figura 2.3: Sinal modulador (vermelho) e desmodulado (verde)

3. Funcionalidades das antenas [7, pág. 4] [9, pág. 17]:

- **Radar monoestático:** a sua antena é utilizada para emissão e receção. Para tal, existe um *duplexer* responsável pela comutação (conceitualmente muito semelhante a um interruptor) entre o emissor e o recetor. Após a deteção do objeto pretendido, a antena roda para uma nova direção. É adequado para radar de impulsos.
- **Radar bi-estático:** neste caso, existem duas antenas, uma responsável pela emissão (ligada ao emissor) e outra pela receção (ligada ao recetor). Deste modo, exige sincronização entre ambas. Além disso, ao contrário do anteriormente referido apresenta a particularidade de garantir emissão e receção simultâneas, pelo que é mais adequado para radares de onda contínua.

- **Radar multi-estático:** este último pode ser visto como um sistema que engloba os anteriormente referidos e, como tal devem estar sincronizados a diversos níveis (posição das antenas, tempo, entre outros) de forma a garantir emissão e receção de forma adequada.

4. Funções desempenhadas [9, pág. 11]:

- **Primário:** destina-se apenas à captação de ecos passivos em que, neste caso, o objeto não tem qualquer participação ativa. Permite deteção e localização de objetos e/ou sua velocidade.
- **Secundário:** além do que foi referido anteriormente, neste caso o objeto a detetar tem parte ativa no processo, respondendo a interrogações (*interrogation and reply signals*) enviadas pelo radar. Para tal o objeto, por exemplo um avião, dispõe de um dispositivo denominado de *transponder* capaz de receber os sinais do radar e enviar respostas. Neste sentido, os radares secundários possuem uma funcionalidade adicional que permite identificar e, portanto caracterizar melhor os objetos detetados.

2.2.3 Bandas de operação

Tal como qualquer dispositivo **RF**, os radares operam em diversas banda de frequência. Na *tab. 2.2* apresentam-se as bandas de operação possíveis [7, pág. 3] [16].

Bandas de sistemas de radar	
Banda UHF	0,3 - 1 GHz
Banda L	1 - 2 GHz
Banda S	2 - 4 GHz
Banda C	4 - 8 GHz
Banda X	8 - 12 GHz
Banda Ku	12 - 18 GHz
Banda K	18 - 27 GHz
Banda Ka	27 - 40 GHz

Tabela 2.2: Bandas de sistemas radar

Tal como já foi referido, a banda de operação do agrupamento desenvolvido encontra-se dentro banda X (*tab. 2.2*).

2.2.4 Antenas utilizadas em radares

2.2.4.1 Características/especificações requeridas

As antenas utilizadas em radares, de um modo geral são muito diretivas, isto é, têm um ganho/-diretividade muito elevado/a numa dada direção desejada. Deste modo, apresentam um **HPBW**

(*Half Power Beamwidth*, também designado em português como largura de feixe 3 dB) pequeno e um **FBR** (*Front-to-Back Ratio* elevado. O valor de **FBR** é dado pela razão entre o ganho, em escala linear, na direção de máximo e na direção oposta (desviado de 180°). Além disso, os lobos secundários deverão ter um ganho muito reduzido, muitos dB abaixo do ganho na direção do máximo [17] [18] [19].

A *fig. 2.4* apresenta um diagrama de radiação típico de uma antena para aplicações radar, onde se podem identificar as características acima descritas[20].

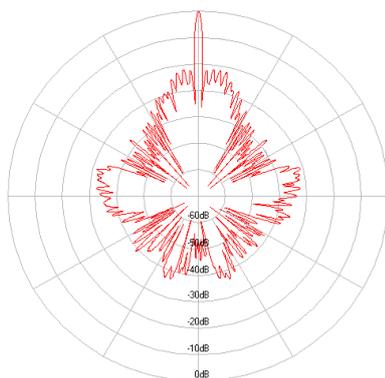


Figura 2.4: Diagrama de radiação polar de uma antena utilizada num radar (plano horizontal)

2.2.4.2 Exemplos mais comuns

- **Antena parabólica:** de todos os tipos de antenas para radar é a que, provavelmente abrange um maior leque de aplicações. Um bom exemplo é o que a seguir se ilustra na *fig. 2.5* [21]. Neste caso, a antena roda permitindo localizar a direção espacial de onde provém o eco.



Figura 2.5: Antena parabólica utilizada num radar para detecção de asteroides

- **Patch Antenna Array:** as *patch antennas* tal como outras topologias de antenas elementares podem ser devidamente agrupadas de forma a obter um ganho elevado numa direção pretendida. No contexto dos radares, segue-se um exemplo na *fig. 2.6* [22]:



Figura 2.6: *Patch Antenna Array* de um **FMCW** radar marítimo

- **Phased Array:** estes agrupamentos de antenas apresentam a particularidade de se poder controlar o desfasamento das correntes de alimentação das antenas. É assim possível aplicar rotações no diagrama de radiação da antena, mudando a orientação espacial do seu máximo sem, contudo alterar a posição física das antenas. A *fig. 2.7* ilustra este princípio de funcionamento [23] [24]:

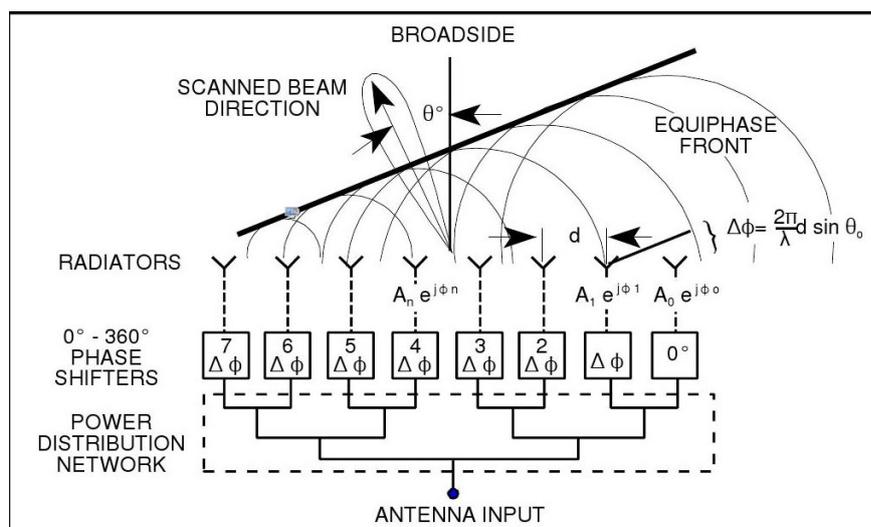


Figura 2.7: *Phased Array Antenna*

Capítulo 3

Antenas planares

3.1 Introdução

Este capítulo está organizado em duas secções. Na primeira, apresentam-se diversos conceitos essenciais à compreensão do modo de funcionamento das antenas, nomeadamente os seus parâmetros fundamentais, a equação de transmissão de Friis e a equação de radar. Na segunda, faz-se uma breve introdução sobre as antenas planares e suas vantagens e em seguida descrevem-se algumas das topologias mais usadas para estas antenas. Apresentam-se ainda técnicas que possibilitam reduzir a dimensão das antenas e/ou melhorar a sua eficiência.

3.2 Conceitos gerais

3.2.1 Definição de antena

Uma antena é responsável pela mediação entre a propagação guiada (exemplo: cabo coaxial) e a propagação em espaço livre (fenómeno de radiação). Efetivamente, para se obter uma antena a operar de forma adequada a uma frequência desejada (frequência de ressonância) esta deve ter dimensões que são uma fração do comprimento de onda de operação (exemplo: dipolo - tamanho: $\lambda/2$) [1, pág. 1].

3.2.2 Regiões de radiação

O espaço circundante de uma antena está dividido em três regiões distintas: a região reativa de campo próximo, a região de radiação de campo próximo (*near-field*, *Fresnel*) e a região de campo distante (*far-field*, *Fraunhofer*), como se pode ver na *fig. 3.1*. Genericamente, a região de interesse, na maior parte dos casos é *far-field*. Esta região começa a partir de uma distância em relação à antena de $2D^2/\lambda$, em que D corresponde à maior dimensão da antena. Nessa região, temos uma onda eletromagnética transversal ou plana (campos elétrico e magnético perpendiculares entre si e situados no plano perpendicular à direção de propagação). Além disso, os dois campos variam

com $1/r$ e estão relacionados através da sua impedância de onda, η . Esta é a região que será considerada neste trabalho [8, pág. 34].

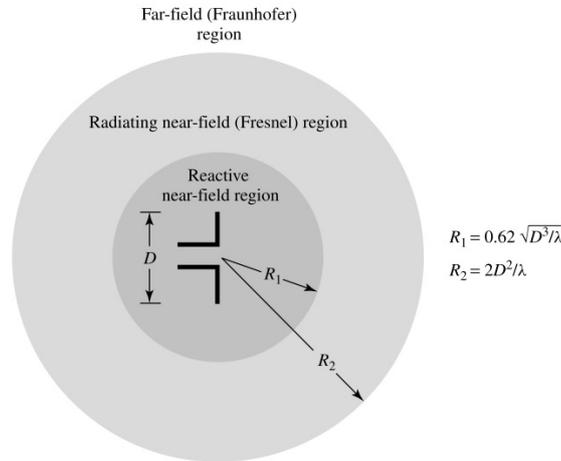


Figura 3.1: Regiões de radiação de uma antena

3.2.3 Diagrama de radiação

É uma função tridimensional, normalmente apresentada num sistema de coordenadas esféricas e com a antena na origem do sistema de coordenadas. Por questões de simplicidade de representação, habitualmente fazem-se cortes da mesma nas direções de interesse: campo elétrico (diagrama do plano \mathbf{E} ou também designado por diagrama polar – no sentido da polarização da antena) e campo magnético (diagrama do plano \mathbf{H} ou denominado por diagrama contra-polar – ortogonal à polarização da antena). Elementos característicos do diagrama são os lobos principais (máximos do ganho), lobos secundários e direções dos nulos. Partindo do lobo principal pode ser calculado o **HPBW** (*Half Power Beamwidth*, isto é, a largura angular medida até a densidade de potência decair para metade do seu valor máximo) e o **FNBW** (*First Null Beamwidth*, ou seja, a amplitude angular medida até que a densidade de potência se anule pela primeira vez) [8, págs. 29, 30 e 33].

3.2.4 Parâmetros fundamentais

3.2.4.1 Densidade de potência radiada e potência radiada

O vetor de *Poynting* é uma grandeza vetorial que representa a densidade instantânea de potência (W/m^2) num dado ponto do espaço. A fim de determinarmos toda a potência radiada pela antena é necessário calcular o valor do fluxo do seu vetor médio, estendido a uma superfície esférica fechada, tal como a equação seguinte sugere [8, pág. 39]:

$$P_{rad} = \oint_S \vec{S}_{med} \cdot d\vec{a} = \frac{1}{2} \oint_S \Re\{\vec{E} \times \vec{H}^*\} \cdot d\vec{a} \quad (W) \quad (3.1)$$

3.2.4.2 Intensidade de radiação

É um parâmetro relativo apenas ao campo distante e representa a potência radiada por unidade de ângulo sólido (W/Sr). Relaciona-se com S_{med} por:

$$U = r^2 S_{med} (W/Sr) \quad (3.2)$$

Note-se que S_{med} é proporcional a $1/r^2$, então U não depende de r , pelo que normalmente é usado nos diagramas de radiação. Neste sentido, a potência radiada também pode ser expressa à custa da intensidade de radiação por [8, pág. 41]:

$$P_{rad} = \oint_{\Omega} U d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} U \sin\theta d\theta d\phi (W) \quad (3.3)$$

em que $d\Omega = \sin\theta d\theta d\phi$ corresponde ao ângulo sólido elementar. Para o caso de uma antena isotrópica, isto é, que radia uniformemente em todas as direções, pode-se escrever o seguinte [8, pág. 41]:

$$P_{rad} = \oint_{\Omega} U_0 d\Omega = 4\pi U_0 (W) \quad (3.4)$$

e, portanto a sua intensidade de radiação, U_0 é dada por [8, pág. 41]:

$$U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi} (W/Sr) \quad (3.5)$$

3.2.4.3 Diretividade

É uma grandeza adimensional dada pela razão entre a intensidade de radiação numa dada direção e a intensidade de radiação correspondente a uma fonte isotrópica. Concretizando este conceito numa equação, obtém-se [8, pág. 44]:

$$D(\phi, \theta) = \frac{U(\phi, \theta)}{U_0} = \frac{4\pi U(\phi, \theta)}{P_{rad}} \quad (3.6)$$

Quando a direção não é especificada assume-se, para todos os efeitos que é a direção do máximo da intensidade de radiação, donde vem [8, pág. 44]:

$$D_{max} = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (3.7)$$

3.2.4.4 Eficiência de radiação e eficiência total

Nem toda a potência entregue a uma antena, P_{in} , é radiada, P_{rad} . Parte é desperdiçada em perdas no condutor e no dielétrico. Define-se a eficiência de radiação, e_{cd} , pela razão entre as duas potências [8, pág. 65]:

$$e_{cd} = \frac{P_{rad}}{P_{in}} \quad (3.8)$$

Considerando também as perdas por desadaptação define-se a eficiência total como [8, pág. 65]:

$$e_0 = e_r e_{cd} = e_{cd}(1 - |\Gamma_{in}|^2) \quad (3.9)$$

Γ_{in} é o coeficiente de reflexão à entrada da antena, dado por:

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (3.10)$$

em que Z_{in} é a impedância de entrada da antena em *Ohms* e Z_0 , a impedância característica da linha de alimentação da antena, expressa na mesma unidade (normalmente costuma a ser um cabo coaxial) [25, pág. 400].

3.2.4.5 Ganho de uma antena

É a relação entre a intensidade de radiação numa dada direção e a que teríamos se a potência entregue à antena fosse radiada de forma isotrópica, isto é [8, pág. 66]:

$$G(\phi, \theta) = 4\pi \frac{U(\phi, \theta)}{P_{in}} \quad (3.11)$$

Recorrendo à eq. 3.8, pode-se obter uma relação entre o ganho e a diretividade, tal como a seguir se apresenta [8, pág. 66]:

$$G(\phi, \theta) = e_{cd} \frac{4\pi U(\phi, \theta)}{P_{rad}} = e_{cd} D(\phi, \theta) \quad (3.12)$$

Para a direção de máximo vem [8, pág. 66]:

$$G_{max} = e_{cd} D_{max} \quad (3.13)$$

sendo este ganho normalmente expresso em *dBi* e *i* significa que antena de referência é isotrópica. O ganho de uma antena também pode ser calculado em relação a uma outra antena de referência. Nesse caso é costume tomar como referência o ganho máximo do dipolo de meio comprimento de onda, $G_d \approx 2.15 \text{ dBi}$. Assim, o ganho da antena expresso *dBd* (d – referência dipolo $\lambda/2$) relaciona-se com o ganho em *dBi* por:

$$G_{dBd} = G_{dBi} - G_d \approx G_{dBi} - 2.15 \quad (3.14)$$

3.2.4.6 Polarização

Corresponde à figura descrita ao longo do tempo pela extremidade do vetor campo elétrico num dado ponto do espaço e o sentido com que é traçada. Esta pode ser linear, destacando-se os casos de polarização vertical e horizontal ou elíptica (soma de duas ondas com polarização linear, em quadratura e com amplitudes diferentes) destacando-se o caso particular da polarização circular (assemelha-se ao caso anterior, com a exceção de as ondas apresentarem a mesma amplitude e um

desfasamento de 90°). Se a polarização da antena recetora não for igual à da onda incidente, proveniente da antena emissora, haverá perdas de polarização, **PLF** (*polarization loss factor*) dadas por [8, págs. 74, 75 e 76]:

$$PLF = |\hat{\rho}_t \cdot \hat{\rho}_r|^2 = |\cos\psi_p|^2 \quad (3.15)$$

em que ψ_p é o ângulo formado entre as duas polarizações em causa (da onda incidente e da antena recetora).

3.2.4.7 Área efetiva de uma antena

É uma grandeza que permite caraterizar o desempenho de uma antena recetora e tem dimensão de m^2 . De uma forma simples, pode-se afirmar que é a área que multiplicada pela densidade de potência incidente dá à potência que efetivamente é entregue à carga ligada a essa mesma antena. A relação com a diretividade da antena é dada por [8, pág. 93]:

$$A_{ef} = \frac{\lambda^2}{4\pi} D_{max} \quad (3.16)$$

em que A_{ef} é a área efetiva máxima e D_{max} corresponde à diretividade máxima da antena.

3.2.4.8 Impedância de entrada e largura de banda de uma antena

A impedância de entrada de uma antena apresenta uma parte real e uma parte imaginária, que variam simultaneamente com a frequência de operação. Diz-se que a antena opera em ressonância quando a sua impedância de entrada é puramente real, ou seja, quando o seu valor corresponde à série entre a resistência de radiação e a resistência de perdas. Na verdade, quando uma antena tem uma elevada eficiência de radiação (é o que acontece na maior parte dos casos), a resistência de perdas é muito menor face à de radiação. Neste sentido, para a frequência de ressonância e com muito boa aproximação diz-se que a impedância de entrada corresponde à resistência de radiação[26].

Para operar de forma adequada deve-se garantir uma boa adaptação entre o circuito ligado à antena e a impedância de entrada da mesma. O grau de desadaptação mede-se pelo coeficiente de reflexão, Γ_{in} , ou pelo fator de ondas estacionárias, **VSWR** (*Voltage Standing Wave Ratio*). A relação entre estas duas grandezas adimensionais é dada por [27]:

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma_{in}|}{1 - |\Gamma_{in}|} \quad (3.17)$$

Considera-se que uma antena se encontra bem adaptada quando $|S_{11}| = |\Gamma_{in}| \leq -10 \text{ dB}$, por outras palavras, $VSWR < 2$. Partindo desta condição, é que normalmente se calcula/mede a largura de banda de uma antena. O exemplo da *fig. 3.2* ilustra precisamente este conceito:

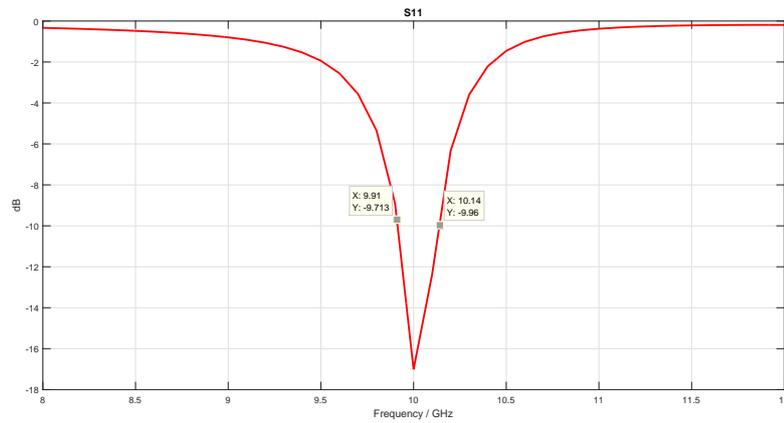


Figura 3.2: Resposta em frequência do coeficiente de reflexão à entrada de uma antenna ($f_0 = 10 \text{ GHz}$, $BW \approx 230 \text{ MHz}$)

Para reforçar, quando $|\Gamma_{in}| = -10 \text{ dB}$ significa que a potência refletida é $1/10$ do valor da potência incidente na antenna, portanto devemos utilizar a antenna numa banda de frequências para a qual 90 % ou mais da potência incidente é entregue à antenna.

Por fim, usando as resistências de radiação e de perdas é possível expressar a eficiência de radiação da antenna pela equação alternativa seguinte [8, pág. 86]:

$$e_{cd} = \frac{R_r}{R_L + R_r} \quad (3.18)$$

R_r - Resistência de radiação

R_L - Resistência equivalente responsável pelas perdas de Joule no condutor e dielétrico.

3.2.5 Equação de transmissão de Friis

Considere a figura seguinte com uma antenna emissora e uma antenna recetora [8, pág. 94]:

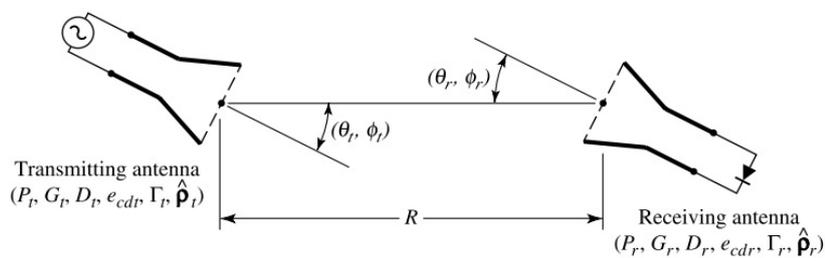


Figura 3.3: Transmissão entre uma antenna emissora e outra recetora

Para facilitar a compreensão da relação entre a potência emitida e captada é essencial deduzir, com uma abordagem simplificada, a equação *Friis*. Neste sentido, tome atenção às etapas que a seguir se mostram:

- Em primeiro lugar, por simplificação considere que as antenas estão devidamente alinhadas (para já, não se tem em consideração o **PLF**) e que estas são exatamente iguais. Além disso, sabendo que a potência emitida pela antena emissora é P_{em} (W) e que a distância entre antenas é a R (m), facilmente se consegue chegar ao resultado da densidade de potência isotrópica (pode pensar numa esfera) afastada de R (m) da antena emissora:

$$S_{iso} = \frac{P_{em}}{4\pi R_1^2} (W/m^2) \quad (3.19)$$

- Conhecendo o ganho direcional, G , deriva-se facilmente a densidade de potência direcional que chega à antena recetora:

$$S_{dir} = S_{iso} G = \frac{P_{em}}{4\pi R_1^2} G (W/m^2) \quad (3.20)$$

- Tal como vimos anteriormente, sabendo que $A_{ef} = (\lambda^2/4\pi) G$ (note que aqui é considerada a eficiência de radiação), consegue-se calcular a potência que é entregue à carga ligada à antena recetora, P_{rec} :

$$P_{rec} = S_{dir} A_{ef} = P_{em} \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G^2 (W) \quad (3.21)$$

- Reescrevendo a eq. 3.21 numa razão de potências obtém a equação de *Friis*:

$$\frac{P_{rec}}{P_{em}} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G^2 \quad (3.22)$$

- Tendo agora em consideração o desalinhamento das antenas, **PLF**, obtém-se o seguinte:

$$\frac{P_{rec}}{P_{em}} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G^2 |\cos\psi_p|^2 \quad (3.23)$$

Note: de forma muito semelhante ao que foi feito para as perdas de polarização, **PLF**, poderá acrescentar outros fatores como, por exemplo a contribuição da curvatura terrestre, caso seja conveniente.

O termo $\left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2$ denomina-se de atenuação no espaço livre e representa as perdas devido ao espalhamento esférico espacial da potência radiada pela antena emissora. As aproximações iniciais foram consideradas, pois sugerem a determinação do ganho e medição do diagrama de radiação numa câmara anecóica.

3.2.6 Equação Radar - Demonstração

Tal como foi referido na *sec.* 2.2.1.1, esta secção destina-se a uma compreensão mais aprofundada da equação em causa. Antes de apresentarmos a respetiva demonstração observe a *fig.* 3.4 [8, pág. 96]:

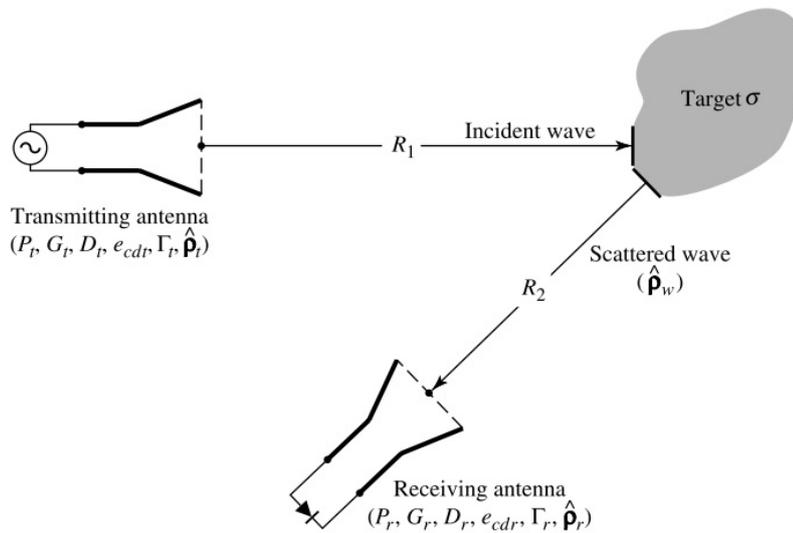


Figura 3.4: Radar e a deteção de um objeto

Agora, tendo apenas em consideração a contribuição dos termos mais relevantes, estamos em condições de acompanhar todos os passos da demonstração [28]:

- Considere, em primeiro lugar que a potência emitida pela antena emissora é P_{em} (W) e que a distância da antena ao objeto inicial corresponde a R_1 (m). Neste sentido, facilmente se consegue chegar ao resultado da densidade de potência isotrópica (pode pensar numa esfera) afastada de R_1 (m) da antena:

$$S_{isoobj.} = \frac{P_{em}}{4\pi R_1^2} \text{ (W/m}^2\text{)} \quad (3.24)$$

- Conhecendo o ganho direcional, G (W/W), deriva-se a densidade de potência direcional que chega ao objeto objeto:

$$S_{dirobj.} = S_{isoobj.} G = \frac{P_{em}}{4\pi R_1^2} G \text{ (W/m}^2\text{)} \quad (3.25)$$

- Se soubermos *à priori* a área efetiva do objeto, σ (m^2), determina-se a potência que, efetivamente é refletida:

$$P_{refobj.} = S_{dirobj.} \sigma = \frac{P_{em} G}{4\pi R_1^2} \sigma \quad (W) \quad (3.26)$$

- Analogamente ao que já foi feito anteriormente (eq. 3.25), sabendo a distância do alvo à antena após eco R_2 (m), pode-se inferir o seguinte:

$$S_{isoant} = \frac{P_{refobj.}}{4\pi R_2^2} = S_{dirobj.} \sigma = \frac{P_{em} G}{(4\pi)^2 R_1^2 R_2^2} \sigma \quad (W/m^2) \quad (3.27)$$

- Para todos os efeitos, se consideramos que as antenas estão muito próximas pode-se afirmar que $R_1 \approx R_2 \approx R$ (no caso em que existe uma antena para emissão e recepção tem-se uma relação de igualdade). Deste modo, concretizando o que foi referido é possível concluir:

$$S_{isoant} \approx \frac{P_{em} G}{(4\pi)^2 R^4} \sigma \quad (W/m^2) \quad (3.28)$$

- Finalmente só nos resta conhecer a potência captada pela antena recetora. Para tal, multiplica-se a eq. 3.28 pela área efetiva da antena recetora, A_{ef} (para simplificar considere que as duas antenas são iguais):

$$P_{rec} = S_{isoant} A_{ef} \approx \frac{P_{em} G^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} \sigma \quad (W) \quad (3.29)$$

Tal como na eq. 3.22 podem-se acrescentar outros termos como, por exemplo perdas de adaptação e de polarização (PLF).

3.3 Topologias de antenas *microstrip*

As antenas *microstrip* são bastante utilizadas nos dias de hoje particularmente nos dispositivos móveis. Estas, apresentam dimensões reduzidas, são de implementação simples e de baixo custo. Materiais **EBG** (*Electromagnetic Band Gap*) podem ser usados para melhorar a sua eficiência de radiação e/ou reduzir o seu tamanho. Também técnicas fratais podem ter interesse para a redução do tamanho e para adicionar características multi-banda [29].

3.3.1 Patch antenna retangular

Como primeiro exemplo vai ser apresentada a *patch antenna* mais simples em termos de implementação (uma antena planar retangular sobre um plano dielétrico assente num plano condutor e alimentada por uma linha de transmissão), como se mostra nas *figs.* 3.5 e 3.6 [29]:

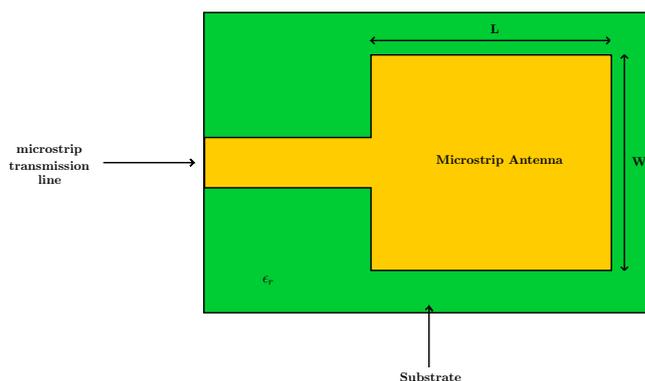


Figura 3.5: *Patch* antena retangular vista de cima

Tal como é evidente, todas as características da antena são dependentes das dimensões da *patch*, da linha de transmissão (adaptação de impedâncias) e do substrato. A fim, de se obter uma melhor percepção da antena vista de perfil apresenta-se uma imagem ilustrativa na *fig. 3.6* [29]:

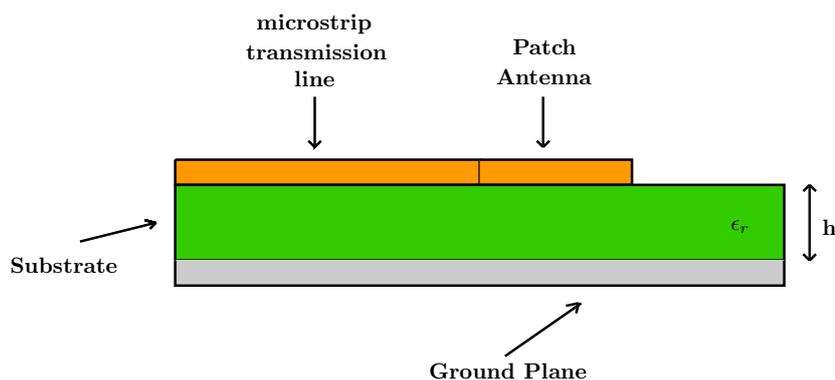


Figura 3.6: *Patch* antena retangular vista de lado

Partindo das *figs. 3.5* e *3.6*, sabendo que $L \approx \lambda/2$ e admitindo que o dielétrico é um meio não magnético (com muito boa aproximação), isto é, $\mu_r \approx 1$ facilmente se obtém a expressão da frequência de ressonância desta antena (o modo dominante corresponde à frequência mais baixa):

$$f_c = \frac{v}{\lambda} \approx \frac{v}{2L} \approx \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.30)$$

em que c é o módulo da velocidade da luz no vazio e ϵ_r corresponde à constante dielétrica do substrato usado.

Note: para um modo entrar em propagação num guia de onda sua frequência de operação deverá ser superior à frequência de corte. Neste caso, em particular pode-se dizer que a sua frequência de ressonância é ligeiramente superior, pelo que com muito boa aproximação é dada pela frequência de corte do modo dominante.

Outro aspeto a ter em linha de conta é de que forma conseguimos aumentar a largura de banda desta antena. Para tal, devemos aumentar o seu volume variando o W (largura da *patch*), mas mantendo L (comprimento do *patch*) fixo, com o intuito de não alterar a sua distribuição de corrente. Eventualmente, poderá optar por um substrato com uma constante dielétrica, ϵ_r mais baixa e uma espessura do substrato, h mais elevada. A *fig. 3.7* ilustra claramente o comportamento do campo elétrico [29].

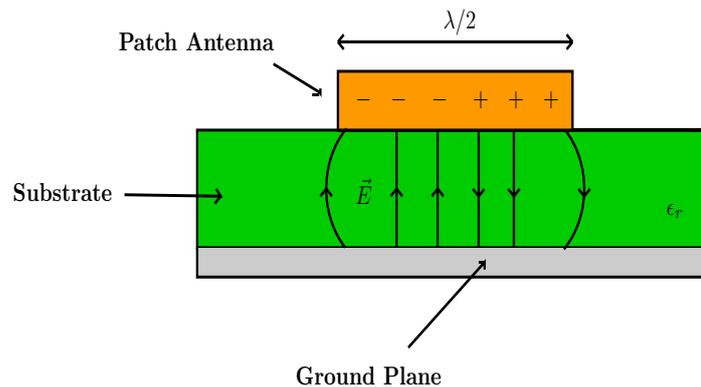


Figura 3.7: Campo elétrico na antena

Note: Na *Figura 3.7* não foi apresentada a linha de transmissão, com o objetivo de destacar o comportamento das linhas do campo elétrico na antena.

Um aspeto importante a ter em consideração é a geometria da *patch* antena que é muito semelhante à de um condensador de placas paralelas. Deste modo, podemos constatar que a corrente e a tensão na antena estão desfasadas de 90° , sendo a corrente que possui maior fase (intuitivamente faz-nos pensar assim). Outro aspeto muito relevante é o facto da radiação da antena dever-se principalmente aos campos laterais (*fringing E-fields*). Neste sentido, a seguir ilustra-se um modelo elétrico equivalente que mais se adequa a este tipo de antenas [30, pág. 5]:

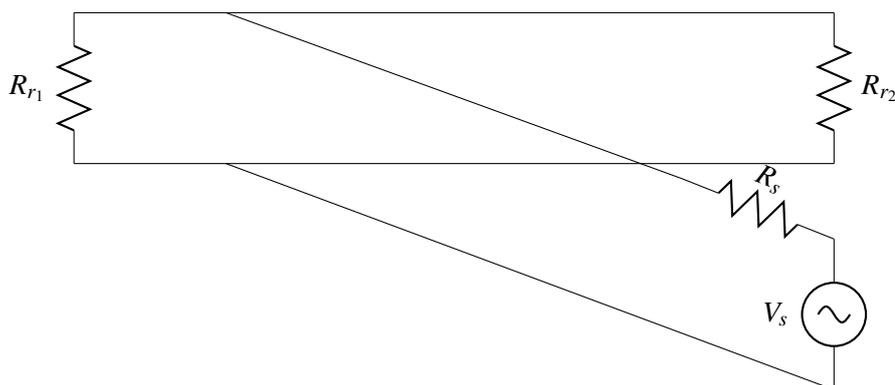


Figura 3.8: Modelo elétrico equivalente (incluindo fonte)

Devido à distribuição do campo elétrico radiante foram representadas duas resistências de radiação (R_{r1} e R_{r2}) que teoricamente dissipam por efeito de *Joule* uma potência equivalente à radiada por cada uma dos lados da *patch antenna*.

Como se sabe, a tensão e a corrente nas linhas de transmissão em circuito aberto encontram-se desfasadas de 90° , o que vem reforçar a análise intuitiva, anteriormente referida. A *fig. 3.9* apresenta a distribuição de tensão e corrente na antena.

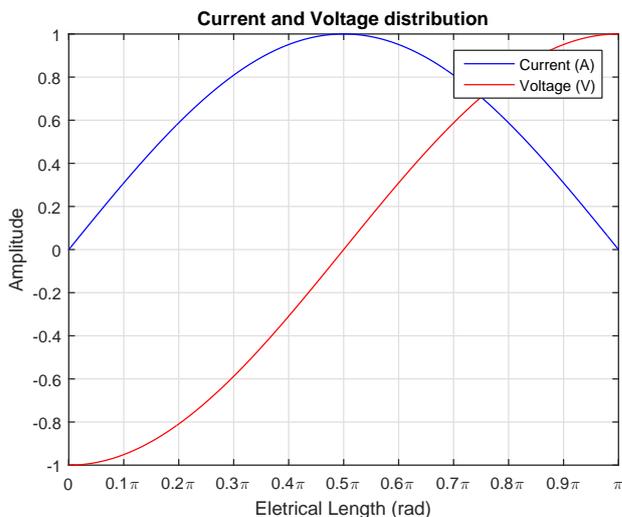


Figura 3.9: Distribuição de corrente e tensão na antena (note: a corrente e a tensão encontram-se normalizadas pelo seu valor máximo)

Outro resultado interessante é saber como varia a resistência ao longo da antena. Recorrendo à equação de cálculo da impedância de entrada de uma linha de transmissão e determinando o paralelo das duas impedâncias ao longo da linha podemos obter a *fig. 3.10* [8, pág. 824], a partir da qual podemos constatar que a resistência é elevada nos extremos da antena, $z = 0$ m e $z = \lambda/2$ m e nula no centro, $z = \lambda/4$ m (note que para cada ponto da linha calculou-se a parte real da sua impedância). Para mais detalhes pode consultar o código *Matlab* em anexo.

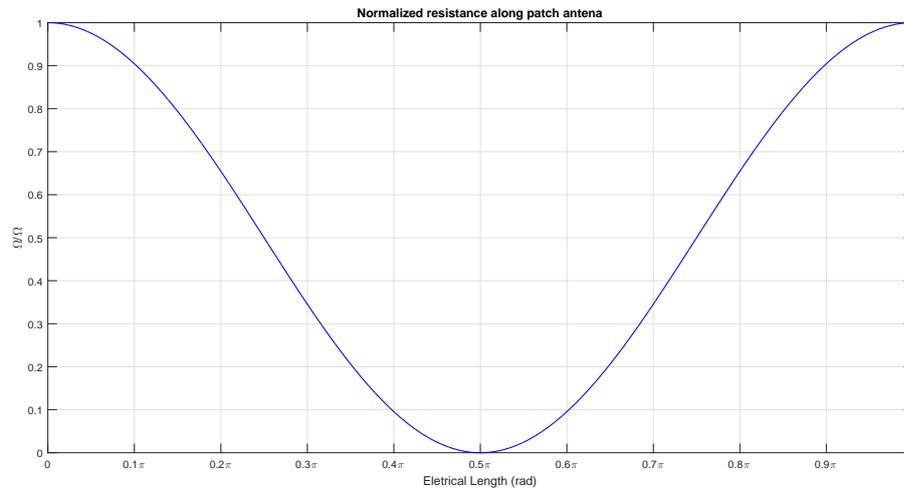


Figura 3.10: Resistência normalizada ao longo da antena (a normalização é efetuada pela resistência máxima)

Partindo da *fig. 3.10* podemos constatar que a resistência é elevada nos extremos da antena, ou seja, para $z = 0 m$ e para $z = \lambda/2 m$ e nula no centro $z = \lambda/4 m$. Pelo facto de a resistência à entrada ser elevada, muitas vezes se opta por fazer uns cortes na antena de forma a inserir a linha de transmissão num ponto de resistência de entrada mais baixa, tal como é evidenciado na figura que se segue:

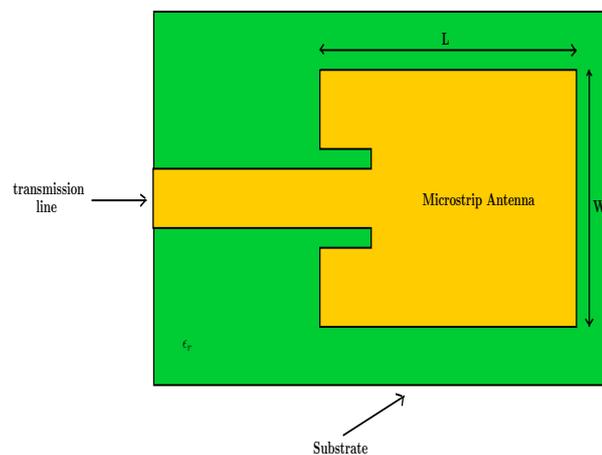


Figura 3.11: Antena *microstrip* vista de topo após os cortes

Também é importante referir que isto resolve o problema em termos de resistência de entrada. No caso em que a parte imaginária apresente um valor considerável pode-se colocar um *stub* em paralelo com a linha. Contudo, degrada ligeiramente o diagrama de radiação gerado pelas linhas de campo laterais da antena (*fringing E-fields*).

3.3.2 Antena planar de comprimento $\lambda/4$ – monopolo

O princípio de funcionamento desta antena é muito semelhante ao de um monopolo fino e linear. Efetivamente, visto de topo e de lado, as linhas do campo elétrico têm um comportamento próximo do monopolo convencional. Ao contrário da *patch antenna*, este apresenta uma componente significativa do campo elétrico perpendicular à antena. Daí, se ter retirado uma extensão de $\lambda/4$ de *ground plane*. O dielétrico em excesso (por baixo do monopolo) serve apenas como suporte para a antena (construção do *layout*). Neste sentido, é essencial tomar atenção à figura que a seguir se segue:

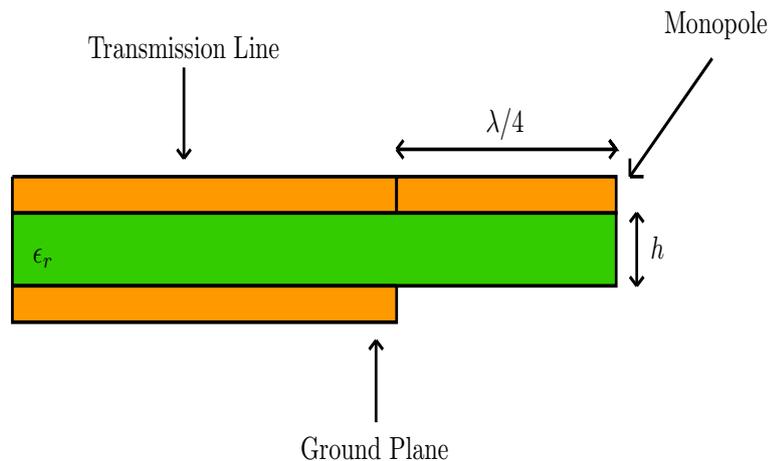


Figura 3.12: Monopolo planar visto de perfil

Relativamente às distribuições de tensão e corrente, estas são muito semelhantes à de uma *patch antenna*, mas para uma secção com metade do seu comprimento (note: uma forma simples de chegar a essa conclusão é partir do circuito-aberto que existe no extremo do monopolo e "andar para trás").

3.3.3 Antena planar F invertida – PIFA

Esta antena tem o mesmo comprimento físico que um monopolo planar. De facto, é bastante semelhante com uma *patch antenna*, com a notável exceção de apresentar um curto-circuito num dos seus extremos. Como é evidente, este irá impor ("forçar") um máximo de corrente e um nulo de tensão, garantindo a mesma distribuição de corrente e tensão, tal como vimos para a *patch antenna* (fig. 3.9), mas para metade do seu comprimento elétrico (considere apenas de 0 a $\pi/2$). Além disso, este tipo de antenas normalmente costumam a ser alimentadas com *probe feed* (também existem outros métodos de alimentação, mas este é o mais comum de todos). A seguir ilustra-se a representação geométrica de perfil (como se pode ver faz mesmo lembrar um "F" invertido, daí a designação atribuída)[2]:

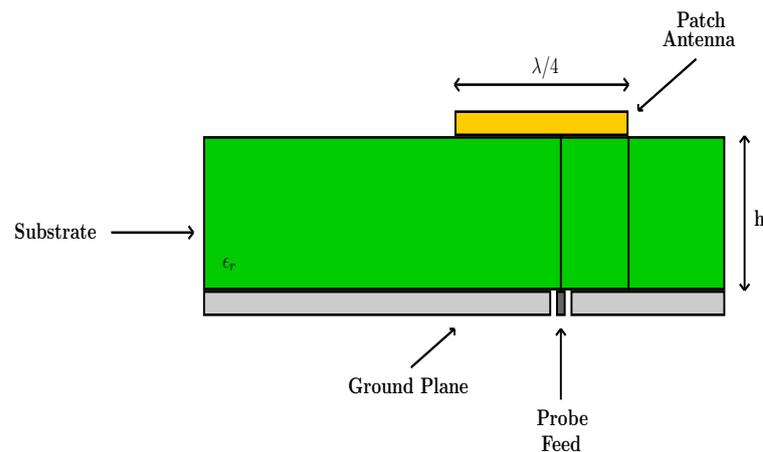


Figura 3.13: Antena planar F invertida (vista de perfil)

O principal interesse de utilizar esta configuração face à *patch antenna* reside essencialmente na redução da área do *layout*. Para facilitar a compreensão a seguir ilustra-se o respetivo modelo elétrico equivalente [30, pág. 5]:

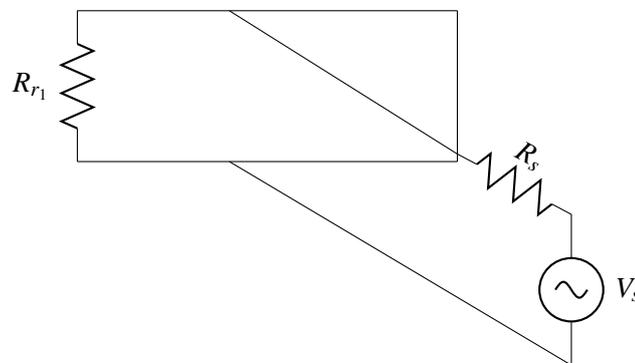


Figura 3.14: Modelo elétrico equivalente (incluindo fonte)

No caso desta PIFA, a redução do ganho e da diretividade é próxima de 50% face a uma *patch antenna* retangular, também alimentada com *probe feed*, cujo ganho é da ordem de 5 a 7 dBi [29].

Outra estratégia interessante de minimização do tamanho do *layout* é adicionar uma capacidade num extremo da antena (adiciona fase à corrente), como se mostra na *fig. 3.15*, mas deve-se garantir o mesmo comprimento elétrico efetivo a fim de não se alterar a distribuição de corrente e tensão na parte radiante.

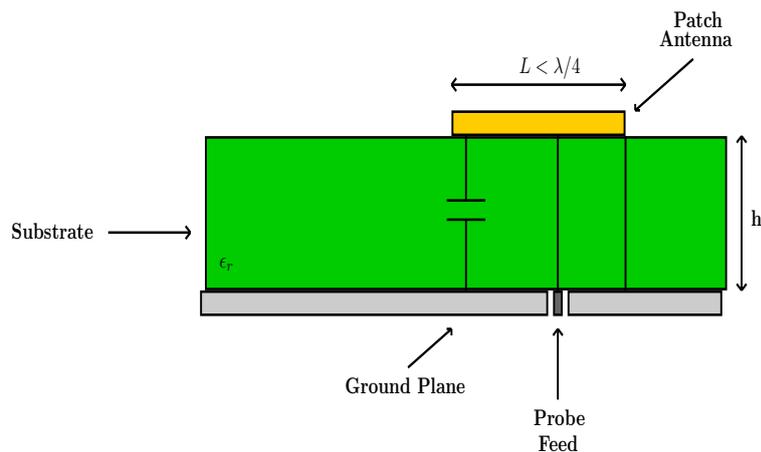


Figura 3.15: Antena planar F invertida com otimização de espaço (vista de perfil)

3.3.4 Slot Antenna

Trata-se de uma antena de abertura que se pode construir criando uma fenda, *slot*, retirando-se um pedaço de cobre de uma determinada região, que na maior parte dos casos é o plano de massa. Para melhor ilustrar considere a *fig. 3.16*:

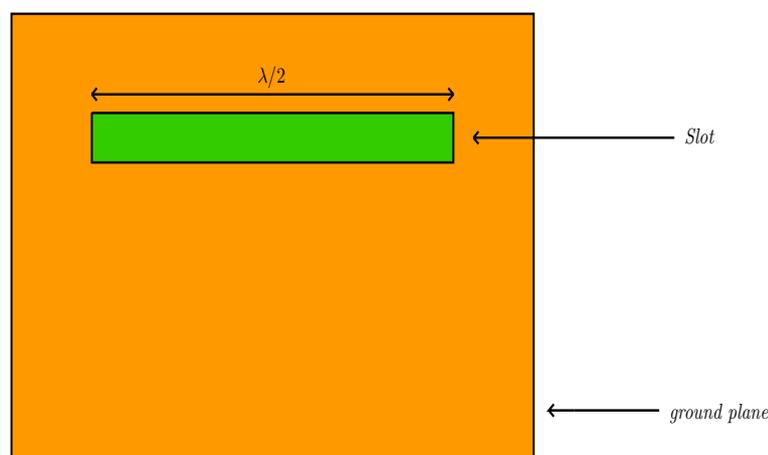


Figura 3.16: Slot Antenna vista de baixo

Ao contrário da *patch antenna* nos extremos da *slot* temos curto-circuitos em vez de circuitos-abertos, pelo que a distribuição de tensão e corrente será o dual da *patch*, ou seja, a curva de distribuição de tensão da *slot* tem o mesmo comportamento que a da corrente da *patch* e vice-versa. Efetivamente, podemos constatar que a *slot* tem um comportamento indutivo como se vê na *fig. 3.17* [31].

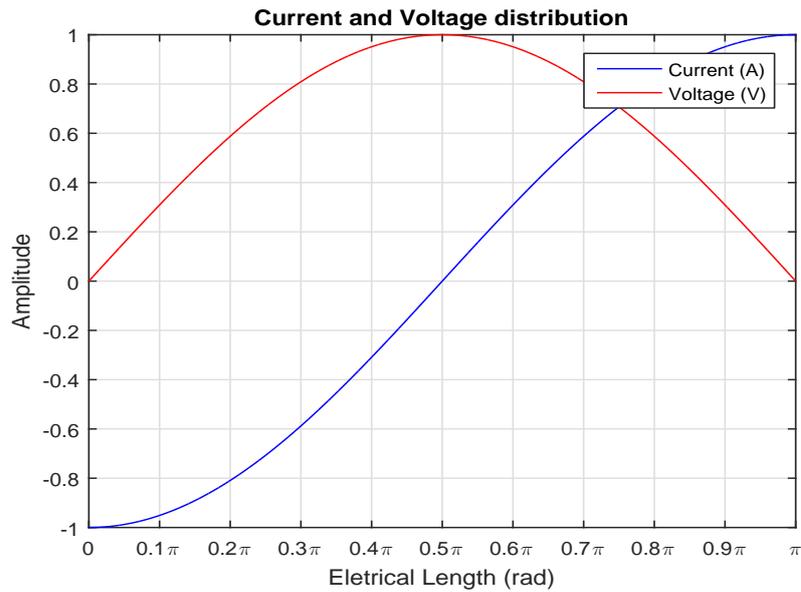


Figura 3.17: Distribuição de tensão e corrente

Relativamente à alimentação da *slot* esta é bastante simples: basta colocar uma linha em circuito aberto num extremos e andar para trás $\lambda/4$ (tem-se um curto-circuito, tensão nula na parte superior da *slot*) e prolongar com uma linha até ao porto de alimentação. Deste modo, podemos ver isto, como uma fonte de tensão, perpendicular à *slot*. Para tal, observe a figure que se segue [31]:

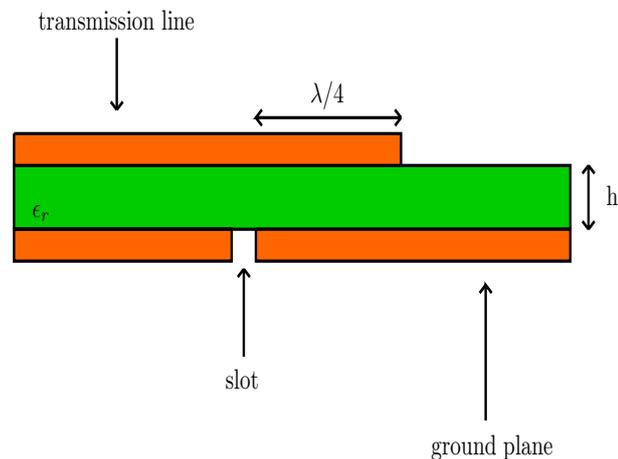


Figura 3.18: *Slot Antenna* vista de perfil

Outro aspeto interessante desta topologia, apesar da distribuição de corrente e tensão serem o dual da *patch*, intuitivamente levava-nos a pensar que a sua polarização estaria em quadratura com a da *patch antenna*. Na verdade, isso não se verifica, dado que a *slot* está rodada 90° em relação à orientação da *patch*. Deste modo, conclui-se que ambas têm a mesma polarização.

3.3.5 Antenas fratais

Um fractal pode ser visto como um conjunto de estruturas geométricas ligadas entre si que vão sendo sucessivamente divididas por um fator constante. De facto, têm sido ao longo dos tempos estudadas por matemáticos (*Cantor*, *von Koch*, entre outros) e que atualmente revolucionaram a configuração do *layout* das antenas [32, págs. 15 - 18] [33, pág. 20]. Revolução esta em termos de compactação de área, mantendo o comprimento elétrico efetivo dos elementos radiantes que constituem a antena. A seguir vai ser feita uma breve referência à matemática envolvida nestas estruturas, suficiente para esclarecer o conceito. Considere um elemento radiante de comprimento l e que vai sendo dividido sucessivamente por um fator 3 (construção da curva de *von Koch* – neste caso só serão apresentadas 2 iterações para ilustrar o processo iterativo) [34, págs. xii,xiv,xv] [32, págs. 18 e 19]:

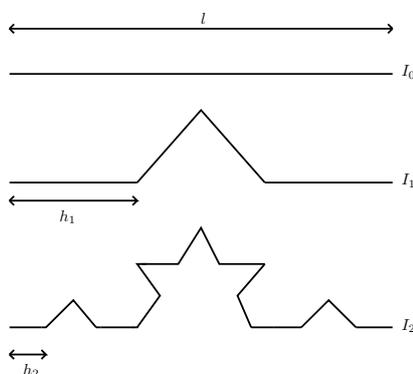


Figura 3.19: Duas iterações da construção da curva de *von Koch*

No contexto das antenas *microstrip* (exemplo: monopolo), o que se pretende é obter uma relação entre o perímetro numa dada iteração e o seu comprimento fixo, l . Sabendo que todos os lados são iguais em cada iteração (temos triângulos equiláteros) o número de lados na iteração de ordem n , N_n é dado por:

$$N_n = 4^n, \quad n \geq 0 \quad (3.31)$$

Por inspeção, o comprimento de cada lado pode ser expresso através da soma de 3 lados iguais (triângulo equilátero), pelo que o comprimento de um lado de ordem n , h_n calcula-se recorrendo à expressão seguinte:

$$h_n = \frac{h_0}{3^n} = \frac{l}{3^n}, \quad n \geq 0 \quad (3.32)$$

Deste modo, o perímetro da estrutura na iteração de ordem, n é dado por:

$$P_n = N_n h_n = l \left(\frac{4}{3} \right)^n, \quad n \geq 0 \quad (3.33)$$

Além disso, este tipo de análise não é só válida para esta geometria. Também pode ser utilizada para outras. Outro exemplo encontra-se presente na *fig. 3.20* (configuração *Cohen-Minkowski*) [32, pág. 22]:

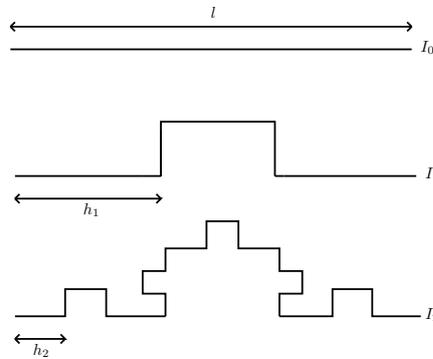


Figura 3.20: Duas iterações (geometria *Cohen-Minkowski*)

assim, de uma forma bastante sucinta será apenas apresentada a expressão que permite determinar P_n (neste caso são quadrados):

$$P_n = l \left(\frac{5}{3} \right)^n, \quad n \geq 0 \quad (3.34)$$

Note: para o caso de um monopolo planar, o perímetro da estrutura correspondente à iteração de ordem n , P_n , deverá ser muito próximo de $\lambda/4$.

Posteriormente estas estruturas, eventualmente poderão ser dobradas (após o número de iterações adotado) de forma a ocuparem uma área de *layout* desejada. Contudo, existe o inconveniente da degradação do diagrama de radiação (as correntes percorrem caminhos diferentes, o que pode levar a acoplamentos indesejados, cancelamentos, desfasamentos, entre outros fatores). Neste sentido, quando se pretende projetar este tipo de antena deve-se fazer uma gestão cuidada entre a área do *layout* e diagrama de radiação produzido, de forma a não comprometer a qualidade do produto final.

3.3.6 Estruturas EBG

As estruturas **EBG**, tal como se encontra exemplificado na *fig. 3.21*, são utilizadas em *patch antennas*, entre outras aplicações com o objetivo principal de aumentar o ganho da antena. Por conseguinte, as correntes de superfície (na *patch*) tornam-se mais desprezáveis face àquelas que contribuem efetivamente para a radiação. Assim, consegue-se também aumentar a eficiência de radiação da antena o que se traduz num aumento do ganho e numa melhoria do aspeto do seu diagrama de radiação (são eliminadas as interferências multi-percurso geradas por essas correntes residuais – correntes de superfície).

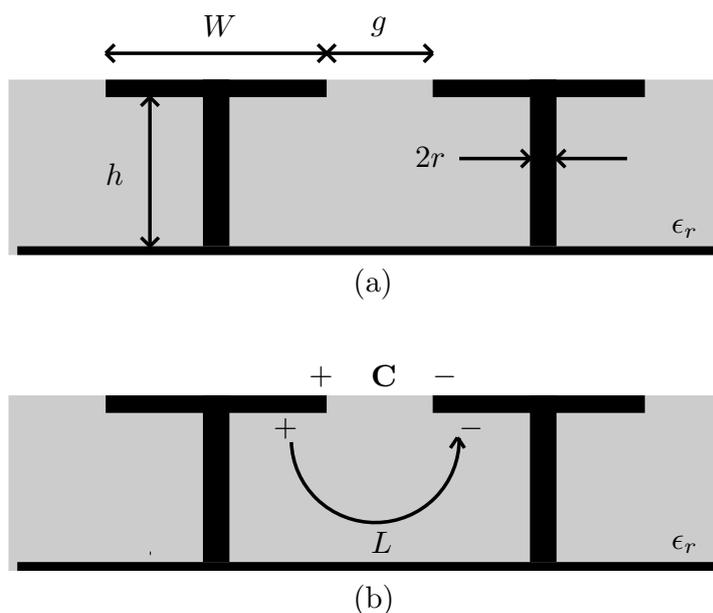


Figura 3.21: Representação das estruturas EBG (*mushroom-like EBG structure*): (a) parâmetros e (b) modelo LC

Outro aspecto interessante é o aumento da largura de banda. Se analisarmos a *patch antenna* como um guia de onda podemos chegar à conclusão que os modos responsáveis pelas interferências no diagrama de radiação são reduzidos e, portanto dão lugar a modos que contribuem para a radiação desejada [3, pág. 21].

Tal como se pode concluir através da *fig. 3.21*, estas estruturas têm um comportamento semelhante a um oscilador de 2ª ordem LC. Para as dimensionarmos corretamente podemos recorrer às equações que a seguir se apresentam [35, pág. 2]:

$$C = W \epsilon_0 \frac{(1 + \epsilon_r)}{\pi} \operatorname{arcosh} \left(\frac{W + g}{g} \right) \quad (3.35)$$

$$L = \mu_0 h \quad (3.36)$$

Sendo a respetiva frequência de ressonância dada por:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.37)$$

Outra aplicação possível destas estruturas ocorre quando queremos tirar partido ao máximo de uma superfície refletora plana. Para que ocorra interferência construtiva, a *patch* tem que se encontrar a uma distância de $\lambda/4$ do *ground plane* (espessura do substrato). Facilmente se consegue compreender isso observando com atenção a *fig. 3.22* [36, pág. 408]:

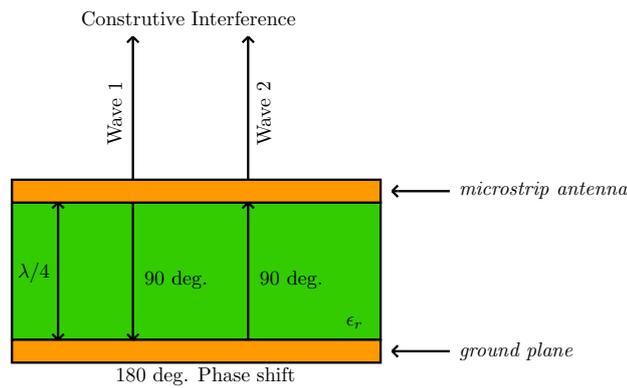


Figura 3.22: Interferência construtiva ($h = \lambda/4$)

Como é evidente nesta figura, as duas ondas direta e refletida interferem construtivamente, isto é, estão em fase, pois a onda refletida sofre uma redução de fase de $90^\circ + 180^\circ + 90^\circ = 360^\circ$, sendo os 180° devidos à reflexão paralela no plano de massa e os 90° devidos a cada um dos dois percursos de $h = \lambda/4$ (note que a fase acumulada por uma onda eletromagnética ao longo de um percurso linear tem sinal oposto à direção de propagação).

Contudo, existe o inconveniente de $\lambda/4$ ser um comprimento muito elevado para a espessura do substrato. Para além disso, analisando em termos de impedância, sabe-se que a impedância do *ground plane* é nula, pois para todos os efeitos podemos considerá-lo como um condutor ideal. Se andarmos $\lambda/4$ no diagrama de *Smith* em direção à *patch* obtemos uma impedância infinita. Neste sentido, as estruturas *EBG* vêm ao encontro deste problema, pois um paralelo *LC* à frequência de ressonância comporta-se como um circuito aberto, ou seja, apresenta também uma impedância infinita. Na verdade, existem algumas resistências parasitas nas estruturas *EBG* não sendo, por isso o seu fator de qualidade infinito. Daí, após se efetuar estes cálculos para uma situação ideal, ser necessário utilizar o *software HFSS* para se efetuar uma otimização. A seguir ilustra-se na *fig. 3.23* uma *patch antenna* com estruturas *EBG*, salientando-se a redução obtida na espessura do dielétrico ($h \ll \lambda/4$) [36, pág. 408]:

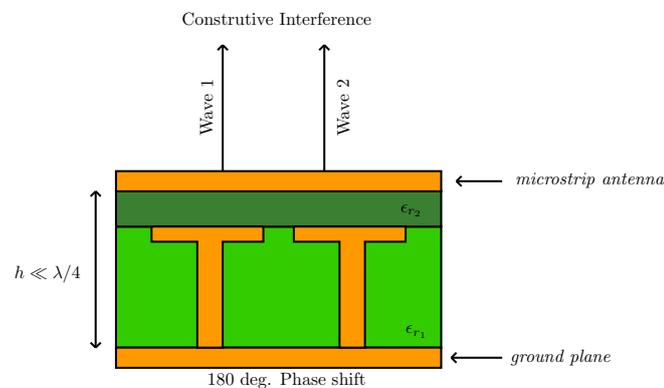


Figura 3.23: Interferência construtivas utilizando estruturas *EBG* ($h \ll \lambda/4$)

A introdução de um dielétrico adicional com permitividade elétrica relativa, ϵ_{r_2} , serve apenas para que a *patch* não fique curto-circuitada ao *ground plane*. Para terminar esta secção, o facto de as ondas interferirem construtivamente permite-nos intuitivamente concluir um aumento do ganho da antena para o dobro, ou seja, cerca de 3 dB. No caso de uma *patch antenna* a utilização de uma estrutura **EBG** permite aumentar a eficiência de radiação, largura de banda e reduzir as dimensões da antena [37, pág. 1].

Capítulo 4

Agrupamentos de Antenas

4.1 Contextualização

Em várias aplicações pretendem-se diagramas de radiação mais diretivos ou com máximos e/ou nulos em determinadas direções, que não se conseguem obter recorrendo apenas a um elemento radiante. De facto, uma alternativa é agrupar um conjunto de antenas idênticas e recorrendo ao princípio da sobreposição, podemos obter o campo distante do *array*, num dado ponto do espaço, adicionando os campos produzidos por cada elemento radiante. Além disso, o diagrama de radiação do agrupamento depende de vários fatores:

- tipo de antena elementar utilizada;
- configuração geométrica do agrupamento (exemplos: linear, não linear, circular, linear bidimensional ou planar linear, etc.);
- distâncias entre elementos do agrupamento;
- amplitudes das correntes de alimentação;
- diferença de fase entre as correntes de alimentação;
- acoplamentos entre elementos radiantes e rede de alimentação.

Note: nas secções que a seguir vão ser apresentadas não se vai ter em consideração nos cálculos os acoplamentos entre antenas e rede de alimentação, de modo a facilitar o tratamento matemático.

4.2 Agrupamento de duas antenas

Para começar considere o caso mais simples: um agrupamento de duas antenas finas e lineares e de comprimento físico, $l = \lambda/2$ (dipolos) [8, pág. 285]:

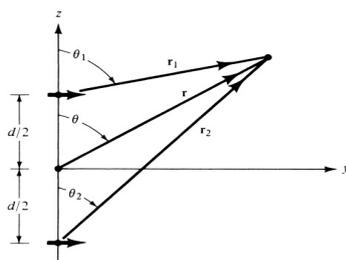


Figura 4.1: Agrupamento linear e uniforme – 2 dipolos

Aplicando o princípio da sobreposição é possível escrever o fasor do campo elétrico num ponto genérico P da forma que a seguir se apresenta [8, pág. 284]:

$$\vec{E}_t = \vec{E}_1 + \vec{E}_2 = j\eta \frac{kI_0l}{4\pi} \left\{ \frac{e^{-j[kr_1 - (\alpha/2)]}}{r_1} \cos\theta_1 + \frac{e^{-j[kr_2 + (\alpha/2)]}}{r_2} \cos\theta_2 \right\} \hat{u}_\theta \quad (\text{V/m}) \quad (4.1)$$

em que α corresponde à diferença de fase entre as correntes de alimentação de cada antena. Para um ponto P situado no campo distante, podemos considerar que os raios r_1 , r_2 e r são paralelos, e portanto $\theta_1 = \theta_2 = \theta$, como se vê na *fig. 4.2*.

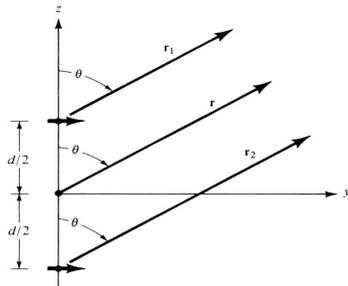


Figura 4.2: Agrupamento linear e uniforme aproximado – 2 dipolos

Daqui resulta que para as amplitudes dos campos (nos denominadores) podemos tomar $r_1 = r_2 = r$. Já para as fases devemos considerar os percursos distintos das duas antenas até ao ponto P . A partir da *figura fig. 4.2* podemos efetuar para as fases dos campos as duas aproximações seguintes [8, pág. 285]:

$$r_1 \approx r - \frac{d}{2} \cos\theta_1 \quad (m) \quad (4.2)$$

$$r_2 \approx r + \frac{d}{2} \cos\theta_2 \quad (m) \quad (4.3)$$

Deste modo, a eq. 4.1, pode ser reescrita da forma que se apresenta [8, pág. 285]:

$$\vec{E}_t = \vec{E}_1 + \vec{E}_2 \approx j\eta \frac{kI_0 l}{4\pi} \cos\theta \left\{ \frac{e^{-j[kr_1 - (\alpha/2)]}}{r} + \frac{e^{-j[kr_2 + (\alpha/2)]}}{r} \right\} \hat{u}_\theta \quad (V/m) \quad (4.4)$$

Concretizando os cálculos obtém-se ainda [8, pág. 285]:

$$\vec{E}_t \approx j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi} \cos\theta \left\{ 2 \cos \left[\frac{1}{2}(kd \cos\theta + \alpha) \right] \right\} \hat{u}_\theta \quad (V/m) \quad (4.5)$$

em que $\cos\theta$ corresponde ao fator do elemento EF normalizado (*Element Factor*) para um dipolo orientado segundo o eixo dos yy . Além disso, partindo da eq. 4.5 é possível extrair outro termo, AF , que a seguir se destaca na eq. 4.6 [8, pág. 285]:

$$AF = 2 \cos \left[\frac{1}{2}(kd \cos\theta + \alpha) \right] \quad (4.6)$$

e que corresponde ao fator de agrupamento destas duas antenas (AF – *Array Factor*). Outra forma possível de expressar esta grandeza é dividindo-a pelo seu valor máximo (número de antenas, $N = 2$), tal como a seguir se destaca [8, pág. 286]:

$$(AF)_{norm} = \frac{AF}{N} = \cos \left[\frac{1}{2}(kd \cos\theta + \alpha) \right] \quad (4.7)$$

Como é evidente, multiplicando o EF pelo $(AF)_{norm}$, obtém-se o diagrama de radiação do agrupamento normalizado pelo seu valor máximo. Um bom exemplo é o que a seguir se apresenta [8, pág. 292]:

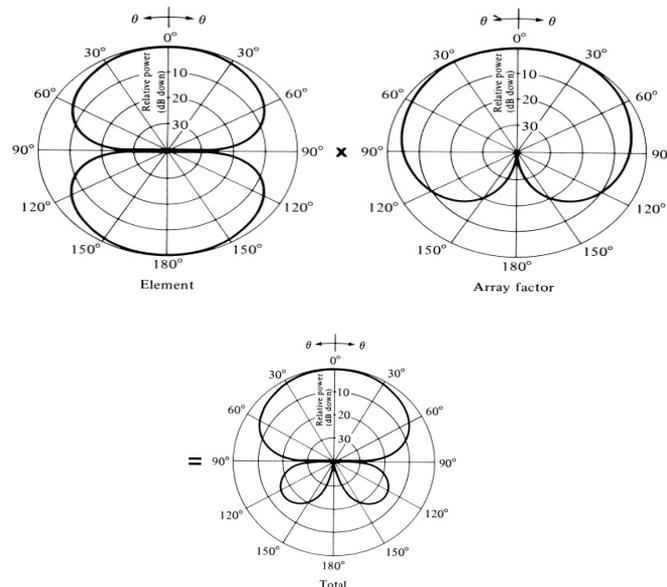


Figura 4.3: Agrupamento linear e uniforme, 2 dipolos: $\alpha = -90^\circ$, $d = \lambda/4$

4.3 Agrupamento linear uniforme

Em primeiro lugar é essencial esclarecer os conceitos linear e uniforme no contexto dos agrupamentos de antenas. Efetivamente, um agrupamento é linear quando todos os elementos radiantes estão dispostos na mesma direção. Além disso, a questão da uniformidade está relacionada com a distribuição da amplitude das correntes (ou potências) de alimentação e com os espaçamentos entre antenas. Se todas as correntes tiverem a mesma amplitude, então nesse caso diz-se que a distribuição de amplitudes é uniforme. De forma similar, se a distância entre antenas for constante para todo o agrupamento, então o seu espaçamento é uniforme. Para complementar, se forem satisfeitas ambas as especificações, pode-se afirmar que todo o agrupamento é uniforme [8, pág. 290]. Em segundo lugar, de uma forma geral (teoricamente) podemos variar, a distância entre antenas, a sua posição espacial, a amplitude e a fase das suas correntes de alimentação. No entanto, na prática nem todos estes parâmetros são usados ao mesmo tempo como variáveis de controlo. Um exemplo importante é o agrupamento linear uniforme. Neste caso, a distância entre elementos radiantes, d e o desvio progressivo de fases α constituem as variáveis de controlo do fator de agrupamento, AF .

4.3.1 Fator de Agrupamento

A figura seguinte mostra a geometria de um agrupamento linear e uniforme constituído por um número finito de antenas, N [8, pág. 293]:

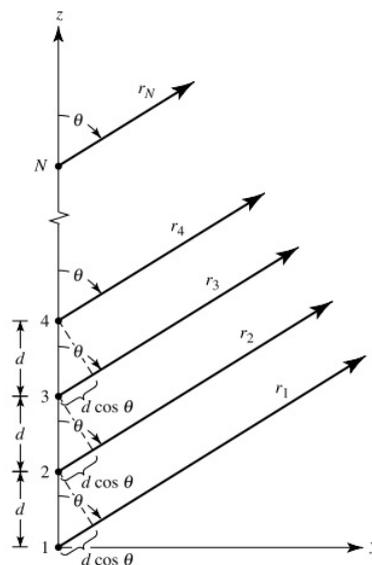


Figura 4.4: Agrupamento linear e uniforme, N antenas

De um modo análogo ao que foi efetuado na *sec.* 4.2 é possível obter a expressão do fator de agrupamento, AF da forma que a seguir se apresenta [8, págs. 292 e 293]:

$$AF = 1 + e^{j\psi} + e^{j2\psi} + \dots + e^{j(N-1)\psi} = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\psi} \quad (4.8)$$

em que:

$$\psi = kd \cos\theta + \alpha \quad (4.9)$$

Concretizando os cálculos, *eq.* 4.8, obtém-se o resultado que se segue [8, pág. 293]:

$$AF = \frac{1 - e^{jN\psi}}{1 - e^{j\psi}} = \frac{e^{jN\psi/2} \sin(N\frac{\psi}{2})}{e^{j\psi/2} \sin(\frac{\psi}{2})} = e^{j\frac{(N-1)\psi}{2}} \frac{\sin(N\frac{\psi}{2})}{\sin(\frac{\psi}{2})} \quad (4.10)$$

Normalmente costuma-se a representar o seu valor absoluto, tal como a seguir é mostrado:

$$|AF| = \left| \frac{\sin(N\frac{\psi}{2})}{\sin(\frac{\psi}{2})} \right| \quad (4.11)$$

Normalizando pelo respetivo valor máximo, N , chega-se à seguinte expressão:

$$|AF|_{norm.} = \frac{|AF|}{N} = \frac{1}{N} \left| \frac{\sin(N\frac{\psi}{2})}{\sin(\frac{\psi}{2})} \right| \quad (4.12)$$

A maneira com que é apresentado o AF na *eq.* 4.12 é muito útil, pois permite-nos conhecer o seu comportamento em magnitude (forma, aspeto). Deste modo ajuda-nos a comparar com outros diferentes. Um exemplo desta representação é o que a seguir se sugere:

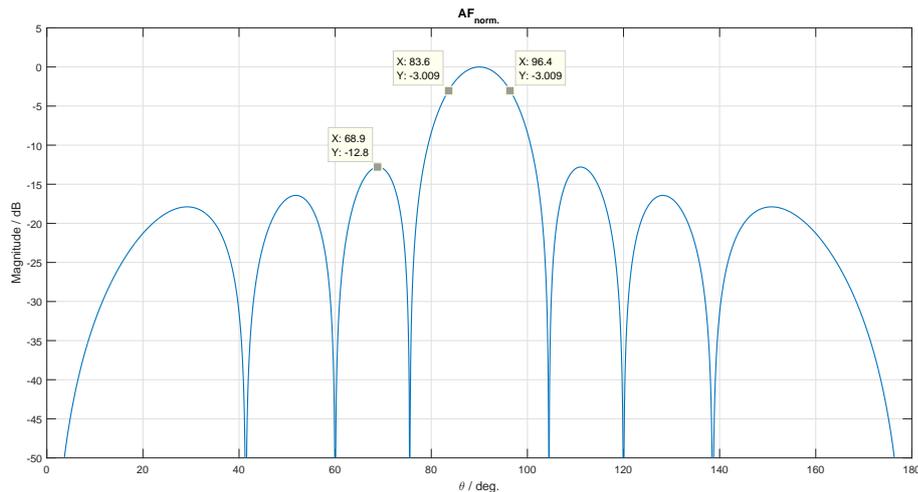


Figura 4.5: Agrupamento uniforme, $N = 8$, $d = \lambda/2$, $\alpha = 0^\circ$

A *fig.* 4.5 evidencia as seguintes propriedades do fator de agrupamento:

- Periódico com período 2π
- Máximos de valor N para $\psi = 2n\pi$, $n = 0, 1, 2, \dots$
- $N - 1$ nulos em cada período e regularmente espaçados
- $N - 2$ lóbulos secundários em cada período
- Lóbulo principal fica mais estreito quando N aumenta
- Máximos dos lóbulos secundários diminuem com o crescimento do valor de N

Para o caso particular da *fig. 4.5* tem-se ainda uma relação de aproximadamente 12.8 dB entre o máximo do *AF* e os lóbulos secundários de maior amplitude e $HPBW \approx 96.4^\circ - 83.6^\circ = 12.8^\circ$.

Para determinarmos os máximos, θ_{max} , e nulos, θ_{nulo} , do *AF* e, portanto do diagrama de radiação, temos de utilizar a relação entre θ e ψ , *eq. 4.9*. Sabendo que θ varia entre 0° e 180° , a gama de valores possíveis para ψ é dada por:

$$-kd + \alpha \leq \psi \leq kd + \alpha \quad (4.13)$$

que se denomina janela ou região visível do *AF*. A distância d controla a dimensão (largura) da região, enquanto que α é responsável pela localização do seu centro.

Uma escolha adequada de d e α permite então posicionar a região visível para se ter o(s) máximo(s) principal(ais) do *AF*, θ_{max} pretendido(s). Dois casos importantes, usados na prática, são a cortina de radiação transversal (*Broadside array*), $\theta_{max} = \pm 90^\circ$ (perpendicular à direção de agrupamento das antenas), e a cortina de radiação longitudinal (*End-Fire array*), $\theta_{max} = \pm 180^\circ n$, $n = 0, 1$ (na direção de agrupamento das antenas). As figuras seguinte apresentam os fatores de agrupamento de duas cortinas distintas, sendo a segunda um caso interessante, pois engloba os dois conceitos, previamente mencionados [8, pág. 298]:

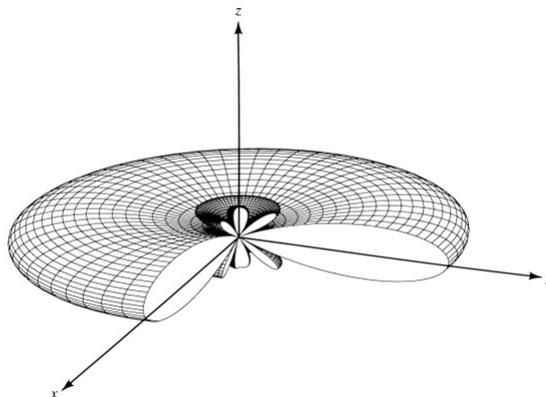


Figura 4.6: *Broadside array* ($\alpha = 0^\circ$, $d = \lambda/4$)

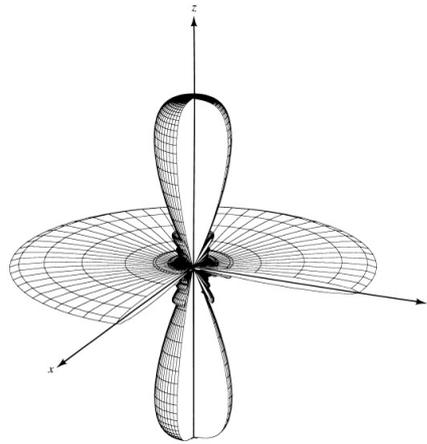


Figura 4.7: *Broadside/End-Fire array* ($\alpha = 0^\circ$, $d = \lambda$)

4.3.2 Diretividade Máxima

4.3.2.1 Cortina Transversal

A diretividade do AF obtém-se a partir da definição apresentada na eq. 3.7. Para o seu fator de agrupamento normalizado, sabe-se que $U_{max} = 1$. A intensidade de radiação isotrópica (eq. 3.5) é calculada pela expressão seguinte [8, págs. 314 e 315]:

$$U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi} = \frac{1}{2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}kd \cos\theta\right)}{\frac{N}{2}kd \cos\theta} \right]^2 \sin\theta d\theta \approx \frac{\pi}{Nkd} \quad (4.14)$$

Pela definição de diretividade, tem-se:

$$D_{max} = \frac{U_{max}}{U_0} \approx \frac{Nkd}{\pi} = 2N \left(\frac{d}{\lambda} \right) \quad (4.15)$$

Concretizando o cálculo para o agrupamento apresentado na fig. 4.5, temos o seguinte:

$$D_{max_{dB}} \approx 10 \log_{10} \left[2N \left(\frac{d}{\lambda} \right) \right] \approx 9 \text{ dBi} \quad (4.16)$$

4.3.2.2 Cortina Longitudinal

Analogamente ao caso anterior, para um *End-Fire array* serão apresentadas as respectivas equações. Para a intensidade de radiação isotrópica tem-se o seguinte [8, págs. 316 e 317]:

$$U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi} = \frac{1}{2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left[\frac{N}{2}kd (\cos\theta - 1)\right]}{\frac{N}{2}kd (\cos\theta - 1)} \right]^2 \sin\theta d\theta \approx \frac{\pi}{2Nkd} \quad (4.17)$$

Pela definição de diretividade, tem-se:

$$D_{max} = \frac{U_{max}}{U_0} \approx \frac{2Nkd}{\pi} = 4N \left(\frac{d}{\lambda} \right) \quad (4.18)$$

4.4 Agrupamentos lineares não uniformes

No caso mais geral dos agrupamentos lineares não uniformes podemos variar as distâncias entre elementos, amplitudes e fases das correntes de alimentação. Contudo, como já foi referido, normalmente não se utilizam simultaneamente todas estas variáveis de controlo. De facto, um caso importante ocorre quando usamos espaçamento entre elementos radiantes constante, correntes em fase, mas com amplitudes distintas, em que a sua distribuição apresenta simetria em torno do centro do agrupamento. A figura seguinte é exemplo dessa configuração, na qual se mostra um número par e um número ímpar de elementos [8, pág. 326]:

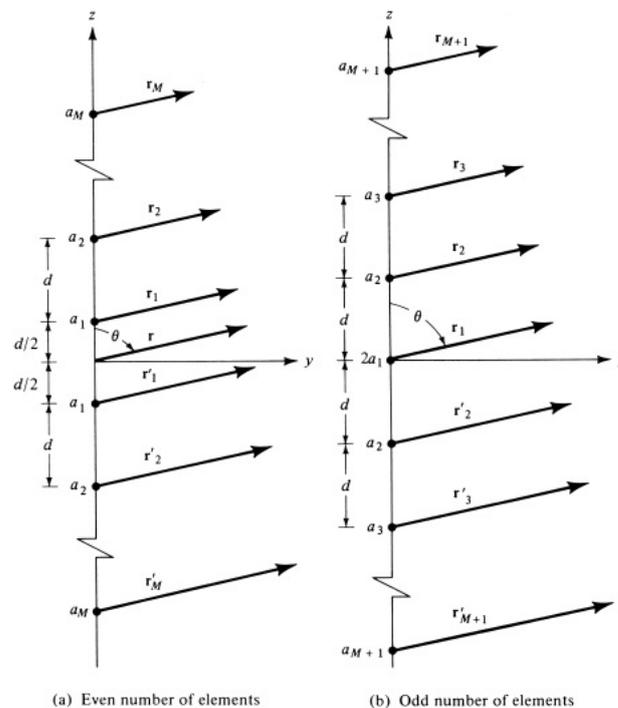


Figura 4.8: Agrupamentos lineares não uniformes

De um modo muito semelhante ao que foi feito nas *secs.* 4.2 e 4.3 serão apresentadas as respetivas equações do *AF*. Para a configuração com número par de elementos apresentada na *fig.* 4.8 é possível deduzir o seguinte [8, pág. 327]:

$$\begin{aligned}
(AF)_{2M} &= a_1 e^{j(1/2)kdcos\theta} + a_2 e^{j(3/2)kdcos\theta} + \dots \\
&\quad + a_M e^{j[(2M-1)/2]kdcos\theta} \\
&\quad + a_1 e^{-j(1/2)kdcos\theta} + a_2 e^{-j(3/2)kdcos\theta} + \dots \\
&\quad + a_M e^{-j[(2M-1)/2]kdcos\theta}
\end{aligned}$$

$$(AF)_{2M} = 2 \sum_{n=1}^M a_n \cos\left[\frac{(2n-1)}{2}kdcos\theta\right] \quad (4.19)$$

que após normalização reduz-se a [8, pág. 327]:

$$(AF)_{2M_{norm}} = \sum_{n=1}^M a_n \cos\left[\frac{(2n-1)}{2}kdcos\theta\right] \quad (4.20)$$

do mesmo modo, repetindo o processo para a topologia com número ímpar de antenas elementares, deduz-se o seguinte [8, pág. 327]:

$$\begin{aligned}
(AF)_{2M+1} &= 2a_1 + a_2 e^{jkdcos\theta} + a_3 e^{j2kdcos\theta} + \dots + a_{M+1} e^{jMkdcos\theta} \\
&\quad + a_2 e^{-jkdcos\theta} + a_3 e^{-j2kdcos\theta} + \dots + a_{M+1} e^{-jMkdcos\theta}
\end{aligned}$$

$$(AF)_{2M+1} = 2 \sum_{n=1}^{M+1} a_n \cos[(n-1)kd \cos\theta] \quad (4.21)$$

que após normalização reduz-se a [8, pág. 327]:

$$(AF)_{2M+1_{norm}} = 2 \sum_{n=1}^{M+1} a_n \cos[(n-1)kd \cos\theta] \quad (4.22)$$

se definirmos uma variável $u = \psi/2$, com $\alpha = 0$, as eqs. 4.20 e 4.22 reduzem-se, respetivamente a [8, pág. 327]:

$$(AF)_{2M_{norm}} = \sum_{n=1}^M a_n \cos[(2n-1)u] \quad (4.23)$$

$$(AF)_{2M+1_{norm}} = \sum_{n=1}^M \cos[2(n-1)u] \quad (4.24)$$

4.4.1 Cortina de radiação binomial

As amplitudes das correntes são proporcionais aos coeficientes do binómio de *Newton*, que se podem obter facilmente através do triângulo de Pascal [8, pág. 328]:

$m = 1$											1																		
$m = 2$											1		1																
$m = 3$											1		2		1														
$m = 4$											1		3		3		1												
$m = 5$											1		4		6		4		1										
$m = 6$											1		5		10		10		5		1								
$m = 7$											1		6		15		20		15		6		1						
$m = 8$											1		7		21		35		35		21		7		1				
$m = 9$											1		8		28		56		70		56		28		8		1		
$m = 10$											1		9		36		84		126		126		84		36		9		1

Figura 4.9: Triângulo de Pascal

Para N elevado verifica-se que os elementos das pontas deixam de ter influência significativa no fator de agrupamento, pois a sua corrente torna-se desprezável face aos outros elementos que se encontram posicionados junto do centro do *array*.

4.4.2 Cortina de radiação de *Dolph-Tschebyscheff*

A utilização dos polinómios de *Tschebyscheff* (*Chebyshev*) com uma escolha adequada da região visível, vai permitir obter um fator de agrupamento com todos os máximos secundários de igual valor e R_{0dB} (*voltage ratio*) abaixo do máximo do lóbulo principal. A seguir ilustram-se as equações que permitem determinar os seus polinómios [8, págs. 332 e 333]:

$$T_{m+1}(z) = 2zT_m(z) - T_{m-1}(z) \quad (4.25)$$

em que $T_m(z)$ pode ser expresso da forma que a seguir se apresenta:

$$T_m(z) = \begin{cases} \cos(m \arccos(z)) & \text{se } |z| \leq 1 \\ \cosh(m \operatorname{arcosh}(z)) & \text{se } |z| > 1 \end{cases} \quad (4.26)$$

Para se projetar um agrupamento com esta topologia é essencial, em primeiro lugar, ter conhecimento das seguintes propriedades [8, pág. 333]:

- todos os polinómios passam pelos pontos $z = \pm 1$
- o número de raízes (zeros) do AF corresponde à ordem do polinómio
- os lóbulos secundários encontram-se na região $|z| < 1$
- o lóbo principal encontra-se fora da região anteriormente apresentada, ou seja, $|z| \geq 1$

De seguida, recorrendo à eq. 4.27 facilmente se consegue impor a condição inicialmente apresentada, os lobos secundários $R_{0,db}$ abaixo do(s) máximo(s) [8, pág. 333].

$$\cos u = \frac{z}{z_0} \quad (4.27)$$

em que z_0 corresponde à abcissa da função polinomial, $T_m(z)$, para o qual se apresenta um máximo do AF, ou seja $T_m(z_0) = R_0$, em que R_0 se encontra em escala linear [8, pág. 333].

4.4.3 Outras distribuições de corrente

Como se viu o objetivo principal no caso das cortinas de *Chebyshev* é obter o(s) lobo(s) principal(ais) do AF com uma amplitude máxima consideravelmente superior à dos lobos secundários. No entanto, existem outras distribuições de corrente que também podem ser utilizadas gerando lobos secundários muito abaixo do máximo.

Um caso possível, cujo fator de agrupamento se apresenta na fig. 4.10 para oito elementos, consiste em tomar a seguinte distribuição de corrente: $a_0 = 1$, $a_1 = 1/2$, $a_2 = 1/4$, $a_3 = 1/8$ (a amplitude das correntes tem simetria em torno da origem tal como na alínea (a) da fig. 4.8).

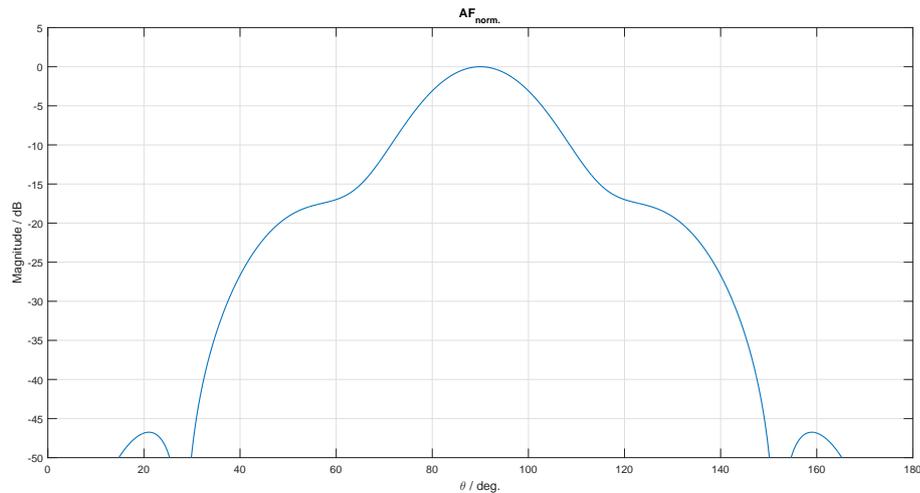


Figura 4.10: Agrupamento linear com distribuição de corrente não uniforme, $N = 8$, $d = \lambda/2$ e $\alpha = 0^\circ$

Na fig. 4.10 foi tomada a distribuição de corrente anteriormente apresentada, por questões de simplificação. O que realmente importa realçar é o facto da amplitude das correntes dos elementos radiantes ser simétrica em torno do centro do agrupamento e sofrer um decréscimo gradual traduz-se no objetivo anteriormente referido. Além disso, a diretividade máxima reduz-se ligeiramente, uma vez que as antenas que se encontram cada vez mais afastadas do centro têm um contribuição cada vez mais irrelevante (nesta figura não se consegue identificar este aspeto, dado que existe normalização pelo valor máximo).

4.5 Cortinas de radiação planares

A figura seguinte apresenta uma das configurações possíveis para um agrupamento planar [38, pág. 38].

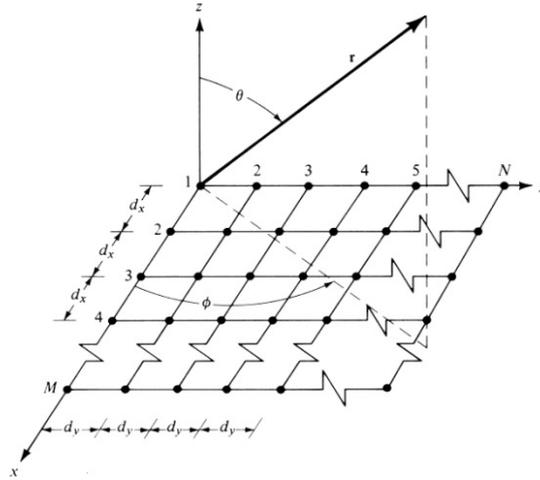


Figura 4.11: Agrupamento planar linear uniforme

Partindo do resultado do AF apresentado na eq. 4.12 é possível então escrever o correspondente fator de agrupamento bidimensional:

$$AF_{xy\text{norm}} = AF_{x\text{norm}} AF_{y\text{norm}} = \frac{1}{M} \left| \frac{\sin(M \frac{\psi_x}{2})}{\sin(\frac{\psi_x}{2})} \right| \left| \frac{1}{N} \frac{\sin(N \frac{\psi_y}{2})}{\sin(\frac{\psi_y}{2})} \right| \quad (4.28)$$

em que M corresponde ao número de antenas segundo o eixo dos xx e N o mesmo segundo o eixo dos yy com [38, pág. 38]:

$$\psi_x = kd_x \sin\theta \cos\phi + \alpha_x \quad (4.29)$$

$$\psi_y = kd_y \sin\theta \cos\phi + \alpha_y \quad (4.30)$$

Dada a independência entre as direções x e y , além do AF_x ser independente de AF_y , o mesmo acontece com ψ_x e ψ_y . Deste modo, na direção de máximo, por exemplo, $\psi_x = \psi_y = 0$, tem-se que:

$$\alpha_x = -kd_x \sin\theta_{\max} \cos\phi_{\max} \quad (4.31)$$

$$\alpha_y = -kd_y \sin\theta_{\max} \cos\phi_{\max} \quad (4.32)$$

em que θ_{max} e ϕ_{max} correspondem às coordenadas polar e axial, respetivamente, na direção de máximo. Por fim, para um número elevado de elementos radiantes ($M \times N$) a diretividade máxima do agrupamento, na direção perpendicular ao plano xy é dada por [38, pág. 39]:

$$D_{max} = \pi \cos \theta_{max} D_{max_x} D_{max_y} \quad (4.33)$$

sendo, D_{max_x} e D_{max_y} , as diretividades máximas nas direções transversais ao eixo dos xx e yy , respetivamente. Outras configurações para agrupamentos planares são possíveis, mas estão fora do âmbito do presente trabalho.

4.6 Alimentação de agrupamentos em *microstrip*

Qualquer *array* de antenas requer uma malha/rede de alimentação, pois existe a necessidade de alimenta-lo com um único porto. Efetivamente, estes podem ser em série (*Series feed*, fig. 4.12) ou em paralelo (*parallel feed* ou *corporate feed*, fig. 4.13) [8, pág. 865].

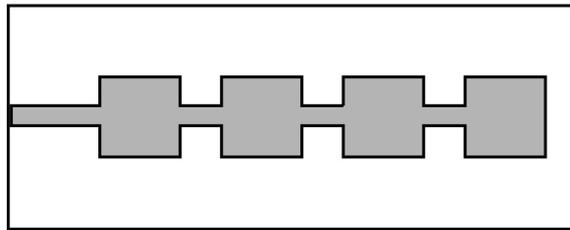


Figura 4.12: Alimentação em série - *series feed*

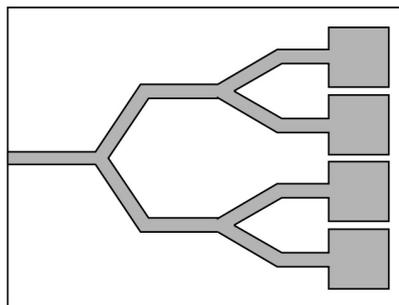


Figura 4.13: Alimentação em paralelo - *parallel feed*

Relativamente ao primeiro, o que se pode constatar é a reduzida existência de perdas ohmicas (vantagem) e baixa largura de banda (desvantagem). Quanto ao segundo, em termos de vantagens e desvantagens é precisamente o oposto: apresenta maior largura de banda e um número superior de perdas por efeito de *Joule*, dado que existe um maior número de descontinuidades nas linhas (variações de impedância característica) e estas apresentam dimensões mais acentuadas. Além disso, como é óbvio as descontinuidades nas linhas também darão origem a maiores perdas por

radiação devido aos campos laterais (*fringing E-fields*). Neste sentido, em muitos casos opta-se por um *tradeoff*, isto é, uma combinação das duas configurações de tal forma que numa dada aplicação todas as especificações (perdas ohmicas, por radiação e largura de banda) sejam satisfeitas (*fig. 4.14*) [3, págs. 4 e 5].

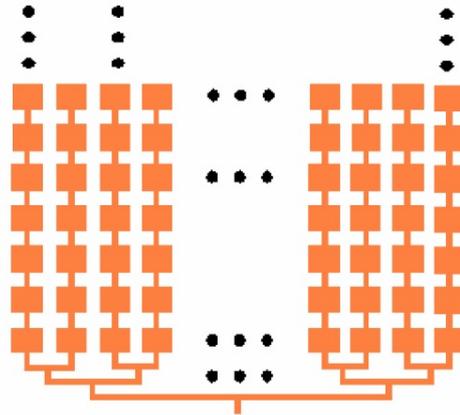


Figura 4.14: Alimentação em paralelo e série - *parallel and series feed*

4.6.1 *Tapers*

Em muitos casos existe a necessidade de adaptar impedâncias especificando um dado comprimento físico e elétrico e uma dada largura de banda mínima que se pretende obter. De facto, uma boa alternativa é recorrer a *tapers*. Estes podem ser descritos com muito boa aproximação por uma função matemática que descreve a variação gradual da impedância característica ao longo de uma linha completa. Para se ter essa mesma percepção é essencial tomar atenção naquilo que se segue [39, pág. 262]:

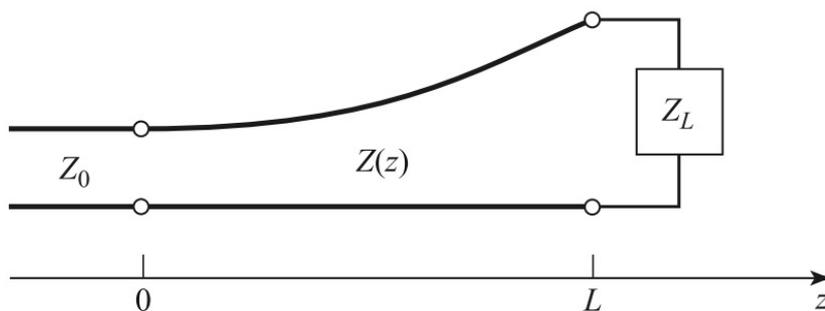


Figura 4.15: Impedância ao longo da linha

Para se obter Γ à entrada da linha o que habitualmente se costuma fazer é dividi-la em pequenos bocadinhos elementares, tal como a *fig. 4.16* sugere [39, pág. 262]:

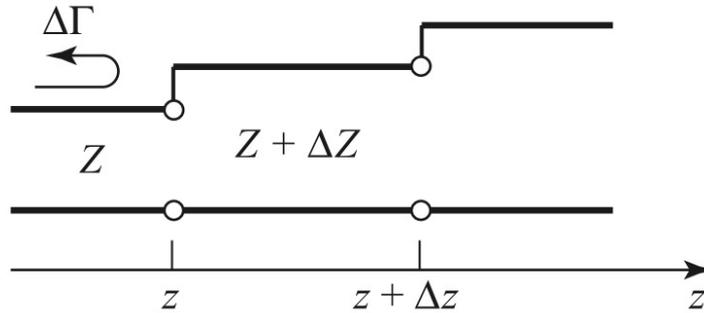


Figura 4.16: Divisão em linhas elementares

O incremento do coeficiente de reflexão ao longo da linha pode ser determinado recorrendo à equação que se segue [39, pág. 262]:

$$\Delta\Gamma = \frac{(Z + \Delta Z) - Z}{(Z + \Delta Z) + Z} \approx \frac{\Delta Z}{2Z} \quad (4.34)$$

quando $\Delta Z \rightarrow 0$ é possível reescrever a eq. 4.34 na forma diferencial [39, pág. 262]:

$$d\Gamma = \frac{dZ}{2Z} \quad (4.35)$$

conhecendo à priori a relação que se segue [39, pág. 262]:

$$\frac{d(\ln(f(z)))}{dz} = \frac{1}{f} \frac{df(z)}{dz} \quad (4.36)$$

em que $f(z) = Z(z)/Z_0$. Então, tal como previsto consegue-se chegar à expressão que descreve o valor de Γ à entrada do taper [39, pág. 262]:

$$\Gamma(L) = \frac{1}{2} \int_0^L e^{-j2\beta z} \frac{d}{dz} \ln\left(\frac{Z(z)}{Z_0}\right) dz \quad (4.37)$$

4.6.1.1 Exponential Taper

Para este taper considere a equação que descreve a impedância característica ao longo da linha [39, pág. 262]:

$$Z(z) = Z_0 e^{az}, \quad 0 \leq z \leq L \quad (4.38)$$

e, tal como é óbvio a sua representação gráfica será [39, pág. 263]:

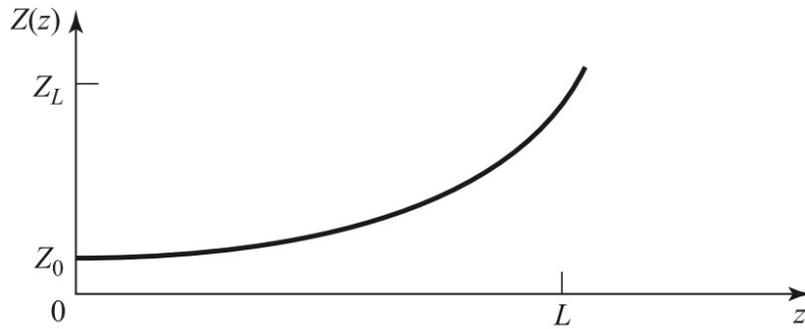


Figura 4.17: Impedância ao longo da linha - *Exponential Taper*

Partindo das eqs. 4.37 e 4.38 facilmente se chega ao resultado, para este caso particular, do comportamento de Γ à entrada da linha [39, pág. 263]:

$$\Gamma(\beta L) = \frac{Z_L/Z_0}{2} e^{-j\beta L} \frac{\sin\beta L}{\beta L} \quad (4.39)$$

e a correspondente representação gráfica destaca-se a seguir [39, pág. 263]:

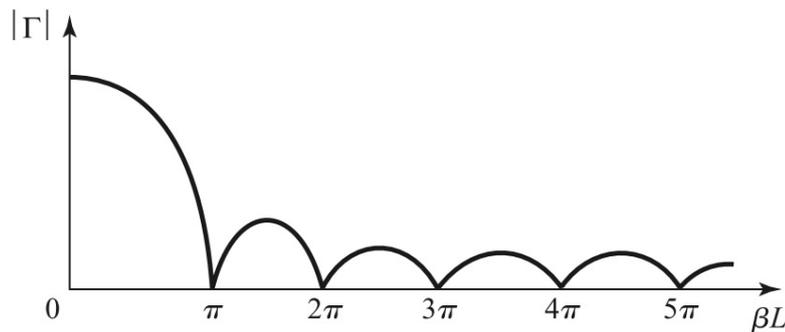


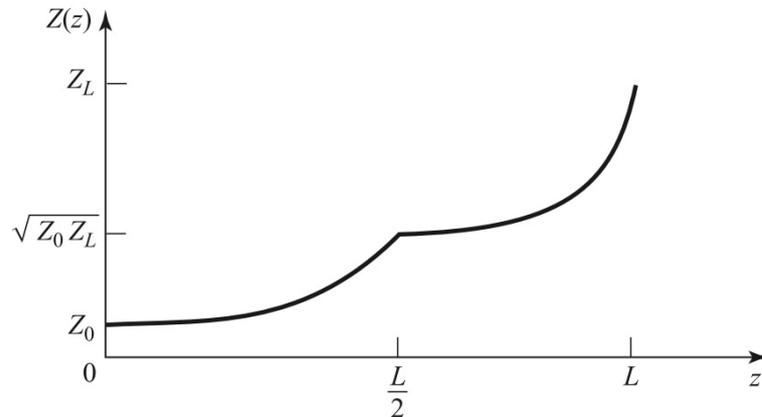
Figura 4.18: Coeficiente de reflexão à entrada de um *taper* de comprimento L - *Exponential Taper*

4.6.1.2 *Triangular Taper*

Para este *taper* em concreto considere a expressão que descreve a sua impedância característica ao longo da linha [39, pág. 263]:

$$Z(z) = \begin{cases} Z_0 e^{2(z/L)^2 \ln(Z_L/Z_0)} & \text{se } 0 \leq z \leq L/2 \\ Z_0 e^{(4z/L - 2z^2/L^2 - 1) \ln(Z_L/Z_0)} & \text{se } L/2 < z \leq L \end{cases} \quad (4.40)$$

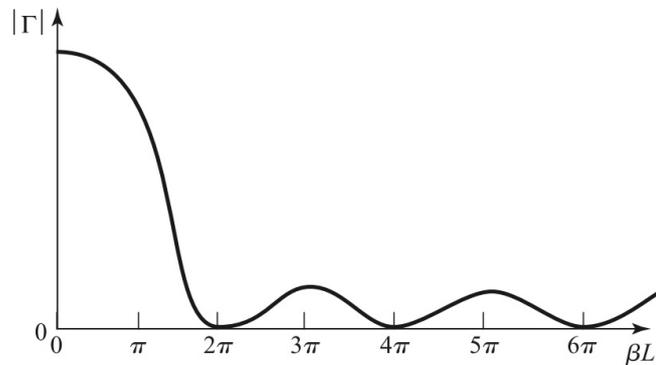
e a correspondente representação gráfica para $Z_L > Z_0$ ilustra-se a seguir [39, pág. 264]:

Figura 4.19: Impedância ao longo da linha - *Triangular Taper*

De um modo análogo ao que foi realizado na *sec.* 4.6.1.1, partindo das *eqs.* 4.37 e 4.40 é possível chegar à expressão que descreve Γ à entrada da linha [39, pág. 264]:

$$\Gamma(\beta L) = \frac{1}{2} e^{-j\beta L} \ln\left(\frac{Z_L}{Z_0}\right) \left[\frac{\sin(\beta L/2)}{\beta L/2}\right]^2 \quad (4.41)$$

representando a *eq.* 4.41 graficamente obtém-se o que a seguir se apresenta [39, pág. 264]:

Figura 4.20: Coeficiente de reflexão à entrada de um *taper* de comprimento L - *Triangular Taper*

Repare que ao contrário da *fig.* 4.18, esta apresenta nulos em múltiplos inteiros de 2π , devido ao termo $\beta L/2$, onde se nota a presença do fator de escala $1/2$. Além disso, nas proximidades desses nulos é evidenciado um aumento da largura de banda, pois neste caso $\frac{\sin(\beta L/2)}{\beta L/2}$ encontra-se elevado ao quadrado, tal como se pode confirmar através da *eq.* 4.41.

4.6.1.3 *Klopfenstein Taper*

Nesta subsecção será apenas ilustrado o resultado do módulo do coeficiente de reflexão, Γ , ao longo da linha, dada a elevada complexidade matemática existente por detrás deste método. Sendo

assim, considere o gráfico que se ilustra, no qual são representadas 3 curvas, correspondentes a cada um dos métodos mencionados [39, pág. 266]:

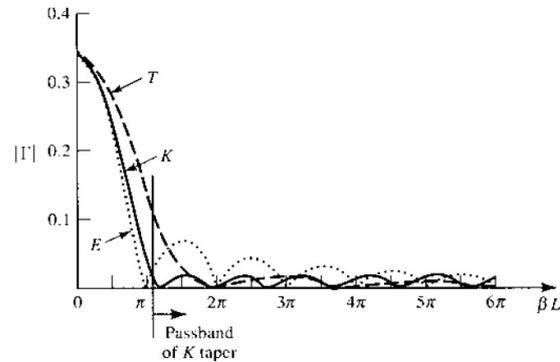


Figura 4.21: Coeficiente de reflexão à entrada de um *taper* de comprimento L - T : *Triangular*, K : *Klopfenstein*, E : *Exponential*

De todos, o *Exponential Taper* é o que apresenta maior banda de adaptação, uma vez que, $|\Gamma|$, inicialmente apresenta uma pendente ligeiramente mais acentuada que os restantes (a diferença de larguras de banda será muito pouco significativa). Contudo, de um modo geral (ao longo de toda a linha), o *Klopfenstein Taper* apresenta uma adaptação mais exigente. Em relação ao *Triangular Taper* o que se pode dizer é que este para múltiplos inteiros de 2π se encontra adaptado com um fator de qualidade mais pronunciado.

4.6.2 Elementos parasitas

4.6.2.1 Corners

Ao dobrarmos as linhas *microstrip* vão-se introduzir indutâncias e capacidades adicionais, que em certos casos geram problemas na implementação. De facto, estes elementos parasitas vão causar uma variação indesejada na impedância característica das linhas e criar, portanto uma desadaptação. Neste sentido, existem técnicas adequadas que vêm ao encontro deste problema. A seguir ilustra-se uma figura que mostra como aumentar a indutância de um canto [40, pág. 99]:

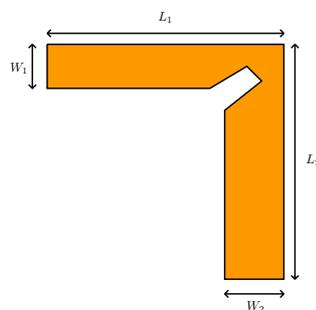


Figura 4.22: Compensação de elementos parasitas — canto: aumento da indutância

Ao-se criar uma fenda na região destacada na *fig. 4.22*, obrigatoriamente a corrente terá de percorrer percursos mais longos, pelo que se traduz num incremento de indutância. Quanto à capacidade, esta sofrerá uma redução muito pouco significativa, admitindo para todos os efeitos que a ranhura é muito estreita. O outro problema que poderá acontecer é o excesso de capacidade. Para tal, considere a *fig. 4.23* que a seguir se destaca [40, pág. 99]:

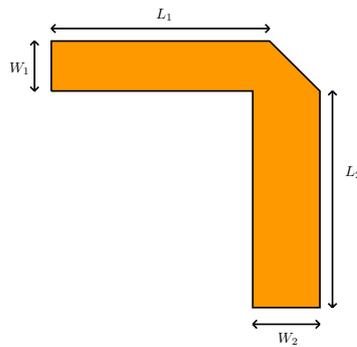


Figura 4.23: Compensação de elementos parasitas – canto: redução da capacidade

Neste caso, verifica-se uma redução significativa da área do canto, pelo que a capacidade diminui. Relativamente à indutância esta sofrerá uma pequena redução, dado que impedimos que a corrente circule no canto direito superior. Na verdade, nessa mesma região, normalmente a corrente é bastante reduzida e, portanto não será muito relevante essa alteração.

4.6.2.2 Junções T

Estas podem ser interpretadas como a união entre um *corner* e a sua versão espelhada. Efetivamente, neste contexto as técnicas de compensação que se aplicam aos *corners* são exatamente as mesmas que se aplicam a este tipo de junções. Neste sentido, considere as figuras seguintes:

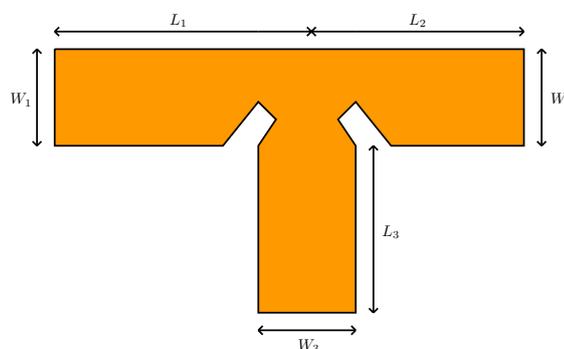


Figura 4.24: Compensação de elementos parasitas – junção T: aumento da indutância

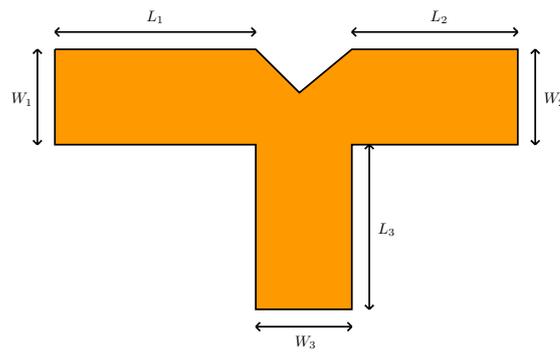


Figura 4.25: Compensação de elementos parasitas – junção T: redução da capacidade

Um caso particular deste tipo de junções é quando $W_1 = W_2$ e $L_1 = L_2$. Se alimentarmos a junção no extremo da linha de dimensões W_3 , L_3 , a potência será dividida igualmente para cada um dos lados (fração $1/2$). Assim, estamos perante um *Power Divider*.

Capítulo 5

Simulações, Implementação e Resultados

5.1 Processo de aprendizagem

Toda esta componente prática que será apresentada requer, além de conhecimentos teóricos, previamente referidos, conhecimentos a nível de simulação eletromagnética (*software HFSS*), construção de *layouts* e medições experimentais: utilização do equipamento **VNA** (*Vector Network Analyser*) para medição do parâmetro S_{11} e da câmara anecóica para determinação do ganho máximo da antena e para medir o respetivo diagrama de radiação nos planos de interesse (**E** e **H**). Para ganhar experiência nestas áreas decidiu-se simular, implementar e medir uma *slot antenna*, do tipo mencionado na *sub-sec. 3.3.4* do *cap. 3*.

5.1.1 Simulações HFSS

O *software HFSS* permite realizar simulações eletromagnéticas de uma estrutura radiante satisfazendo as condições fronteira para os campos elétrico e magnético. As equações diferenciais de *Maxwell* são resolvidas pela técnica de elementos finitos, **FEM** (*Finit Element Method*), e pode-se ainda otimizar as dimensões da estrutura segundo critérios desejáveis.

Como objetivo, nesta fase de aprendizagem pretendeu-se projetar uma *slot antenna* para operar à frequência de ressonância 2.4 GHz (frequência central), com uma largura de banda aceitável (esta especificação não exigiu muito rigor) e com um ganho cujo valor oportunamente se irá analisar.

5.1.1.1 PCB utilizada

Da grande diversidade de substratos dielétricos existentes no mercado, aquele que foi alvo nesta implementação, bem como no trabalho final foi o *ROGERS 4003C* [41, págs. 3 e 4], cujas características principais se destacam:

- espessura do dielétrico, $h_{dielectric} = 0.813 \text{ mm}$
- constante dielétrica, $\epsilon_r = 3.55$
- tangente de perdas do dielétrico, $\tan\delta_E = 0.0027$

O material condutor da **PCB** (*Printed Circuit Board*) é o cobre, para o qual se tem:

- espessura do cobre, $h_{copper} = 35 \mu\text{m}$
- condutividade do cobre, $\sigma_{copper} = 5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$

5.1.1.2 Construção do modelo de simulação

A atribuição das dimensões da estrutura em causa, antes da otimização, foi efetuada de acordo com a metodologia que seguinte:

- Considerando a aproximação $\epsilon_{r_{eff}} \approx \epsilon_r$ para a permitividade relativa efetiva determina-se o comprimento de onda de operação da *microstrip* por: $\lambda = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{r_{eff}}} \approx \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}$ em que λ_0 , corresponde ao comprimento de onda no vázio.
- Para o comprimento inicial da *slot* foi atribuído o valor de $\lambda/2$ e para a largura $\lambda/100$ (repare-se que ao retirarmos cobre do *ground plane* para realizar a *slot* estamos a alterar ligeiramente a constante dielétrica efetiva, $\epsilon_{r_{eff}}$ e, portanto o comprimento de onda de operação).
- As dimensões iniciais da linha de transmissão (comprimento e largura) que alimenta a *slot* foram obtidas através da ferramenta *Line Calc* do *software ADS* (*Advanced Design System*). Alternativamente, também se poderia recorrer a uma das várias calculadora online destinadas a linhas *microstrip*. Nesta fase deve-se inserir os parâmetros do substrato, incluindo as características do condutor, a frequência de operação e a impedância característica da linha, neste caso, $Z_0 = 50 \Omega$.
- Inicialmente considerou-se que a *slot* se encontrava centrada com a linha de transmissão, isto é, a posição a que se encontra 1/2 da linha de transmissão coincide com a posição central do comprimento da *slot*.
- A largura e o comprimento do *ground plane* e do dielétrico foram obtidas adicionado $\lambda_0/4$ à posição das extremidades da *slot*.
- A caixa de radiação usada na simulação deve estar centrada com a antena e ter uma altura total de λ_0 . A sua largura e o seu comprimento excederam as dimensões do plano de massa/dielétrico com um valor de $\lambda_0/4$. Desta forma, garante-se que os resultados da simulação correspondem à região de interesse *far-field*.

Utilizando todas estas dimensões, assim como os parâmetros do substrato e do cobre, e alimentando a antena com um *Lumped Port* de forma adequada ($R_g = 50 \Omega$) construiu-se o modelo de simulação, tal como se apresenta na *fig. 5.1*.

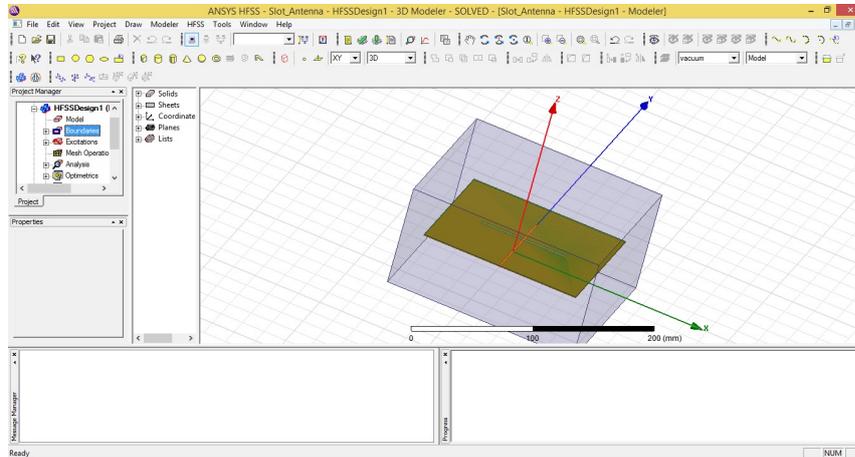


Figura 5.1: Modelo de simulação - *Slot Antenna*

5.1.1.3 Otimização

A otimização baseou-se essencialmente em obter a *slot antenna* adaptada com um fator de qualidade o maior possível, ou seja, em termos de S_{11dB} este deve ser muito baixo à frequência de ressonância. A fim de se atingir este objetivo, foram utilizadas ferramentas de otimização do HFSS, nomeadamente *Optimization Setup* (método *Pattern Search*) e *Parametric Setup*, sendo esta última mais rápida e de utilização mais acessível. Estas ferramentas permitem simular o comportamento da antena variando as suas dimensões e foram usadas em todas as simulações presentes nesta dissertação. Após otimização, as dimensões da estrutura ressonante são as que se mostram nas *figs. 5.2 e 5.3*.

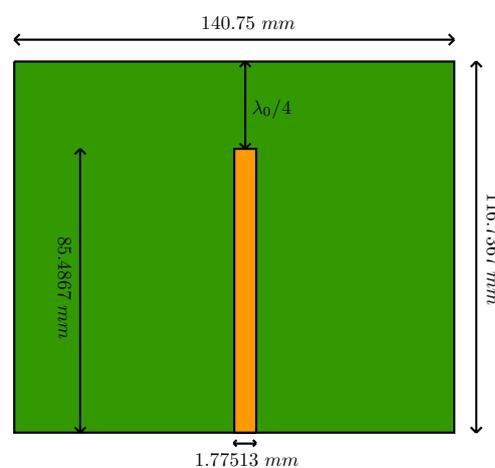


Figura 5.2: Dimensões da *Slot Antenna* - Vista de topo

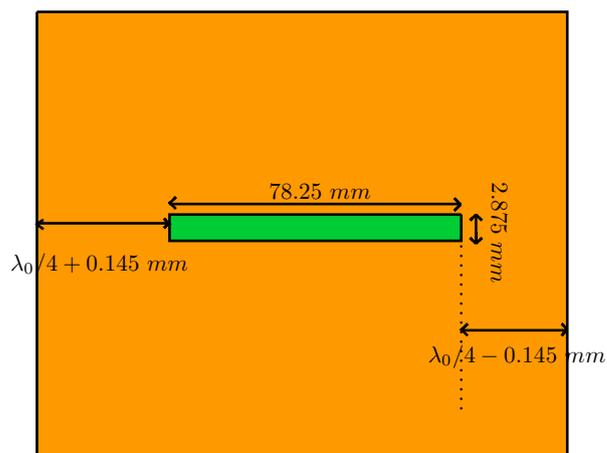


Figura 5.3: Dimensões da *Slot Antenna* - Vista por baixo

Note-se que em resultado do processo de otimização, a *slot* não está exatamente centrada com a linha de transmissão que a alimenta, por questões de melhoria da adaptação de impedâncias.

5.1.2 Resultados obtidos - *slot antenna*

5.1.2.1 Simulação

Apresentam-se apenas as características relevantes, nomeadamente a resposta em frequência do coeficiente de reflexão à entrada da antena, $S_{11_{dB}}$, a largura de banda, o diagrama de radiação nos planos de interesse (**E** e **H**), o ganho máximo e a eficiência de radiação.

Para o S_{11} obteve-se o que se mostra na *fig. 5.4*, a que corresponde uma largura de banda de operação de aproximadamente 200 MHz (cerca de 8 % da frequência central, $f_0 \approx 2.39$ GHz).

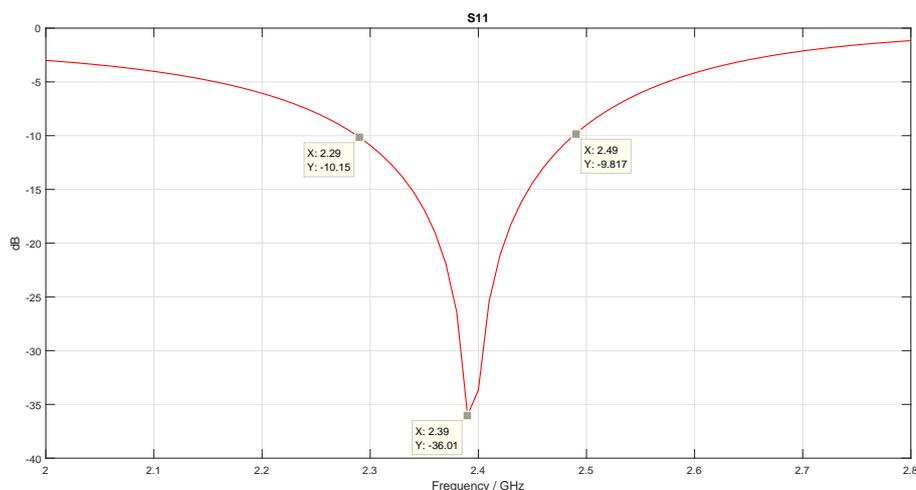


Figura 5.4: Resposta em frequência do coeficiente de reflexão à entrada da *Slot Antenna*

Nas *figs. 5.5 e 5.6* apresentam-se os diagramas de radiação nos planos **E** e **H**, respetivamente:

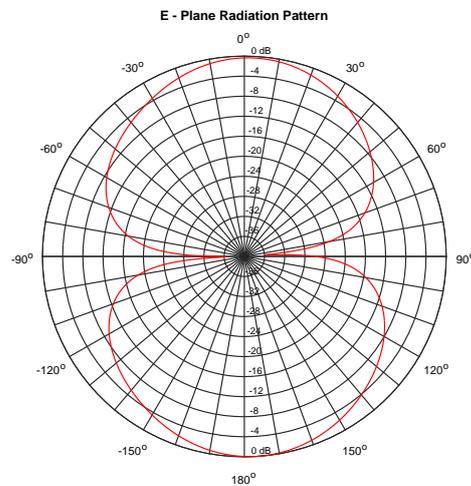


Figura 5.5: Representação polar no plano **E** - *Slot Antenna*

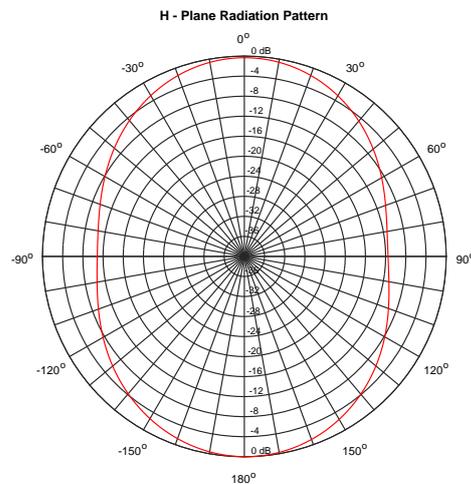


Figura 5.6: Representação polar no plano **H** - *Slot Antenna*

Note-se que ambas representações polares estão normalizadas pelo seu valor máximo de Ganho.

Finalmente, para concluir a apresentação dos resultados de simulação desta antena só resta referir o valor máximo de ganho e a eficiência de radiação:

- $G_{max} \approx 6.1 \text{ dBi}$
- $e_{cd\%} \approx 99 \%$

5.1.2.2 Implementação e medida

Neste caso, não será feita uma demonstração detalhada de resultados, dado que esta antena não é representativa do trabalho final. Neste sentido, é mais relevante referir, em primeiro lugar de que forma é que se obtiveram esses resultados e, só para ilustrar, apresentar o ganho máximo medido experimentalmente.

Para se efetuar a medição dos parâmetros S no **VNA** de forma rigorosa é essencial ter o cuidado de calibrar o equipamento previamente. Para tal, deve-se selecionar o *kit* de calibração adequado à gama de frequências a ser usada e às dimensões do conector de alimentação da antena. De seguida, coloca-se uma pulseira anti-estática de forma a anular a electricidade estática existente no corpo do operador. Assim, garante-se que esta não interfira nas medidas. Em seguida escolhe-se a gama de frequências a medir assim como o número de pontos de medida nessa gama. O passo seguinte é a calibração propriamente dita: colocam-se terminações em circuito-aberto, curto-circuito e $50\ \Omega$ e calibra-se o equipamento para cada uma das terminações.

Quanto à medição do ganho máximo na câmara anecóica devem ser utilizadas duas antenas muito semelhantes (existem sempre algumas diferenças provenientes das imprecisões de fabrico) devidamente alinhadas e recorrer à eq. 3.22 expressa em *dB*:

$$\left(\frac{P_{rec}}{P_{em}}\right)_{dB} \approx 2G_{max_{dBi}} + 20 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right) \quad (5.1)$$

A distância entre antenas R pode ser medida utilizando uma fita métrica. Quanto ao comprimento de onda é facilmente determinado pela relação: $\lambda = c/f$. A razão de potências em *dB* é medida no **VNA** pelo parâmetro $S_{21_{dB}}$. Por fim, resta aplicar a eq. 5.1 diretamente e extrair o resultado obtido. Concretizando para o caso da *slot antenna* obteve-se:

$$G_{max_{dBi}} \approx \frac{1}{2} \left[\left(\frac{P_{rec}}{P_{em}}\right)_{dB} - 20 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right) \right]$$

$$G_{max_{dBi}} \approx \frac{1}{2} \left[-43 - 20 \log_{10} \left(\frac{3 \times 10^8 / 2.392 \times 10^9}{4\pi \times 4.345}\right) \right]$$

$$G_{max_{dBi}} \approx 4.9\ dBi$$

cujo valor foi um pouco mais baixo que o simulado devido a imprecisões na construção das antenas e a possíveis erros de medição (na faculdade não existem suportes que permitam fazer um alinhamento muito rigoroso das antenas - baseou-se apenas na perceção visual). Por fim, se quisermos efetuar a medição do diagrama de radiação colocam-se as duas antenas com a disposição anterior e com o suporte rotativo vai-se rodando uma no plano horizontal e medindo o $S_{21_{dB}}$. Para o diagrama de radiação no plano em quadratura rodam-se ambas antenas de 90° e repete-se o procedimento de medida.

5.1.3 Slot Antenna implementada - Fotografias

Esta secção será muito breve e destina-se apenas a mostrar o aspeto da antena implementada, como se vê nas *figs. 5.7* e *5.8*.

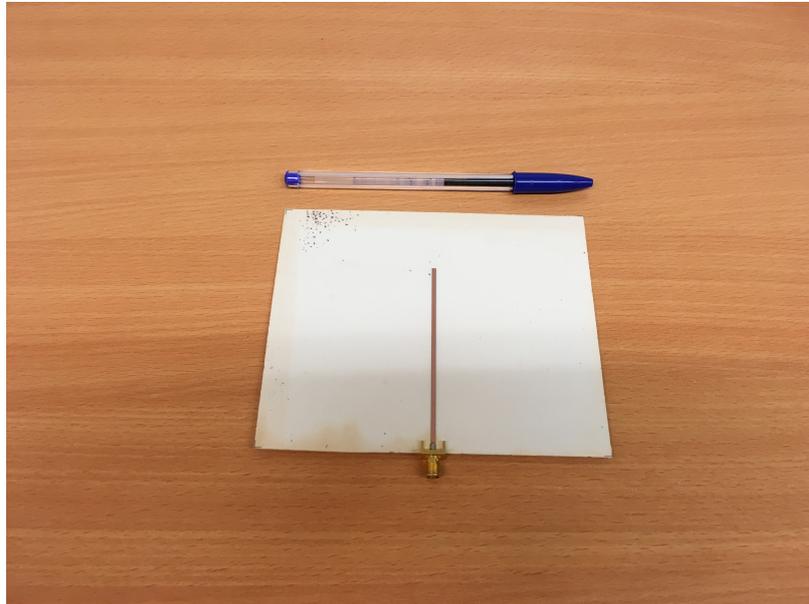


Figura 5.7: Slot Antenna implementada vista por cima



Figura 5.8: Slot Antenna implementada vista por baixo

Note: as designações "cima" e "baixo" foram feitas de modo a que existisse consistência entre as *figs. 5.8, 5.7* e as que foram previamente apresentadas, *figs. 3.18, 5.2* e *5.3*.

5.2 Agrupamento para Radar

Nesta secção será apresentado, em primeiro lugar o projeto e os resultados de simulação do elemento radiante que será usado no agrupamento. De seguida, será feita uma descrição da rede de alimentação, fundamentando a escolha da sua topologia no contexto em que se insere. Por fim, descreve-se o agrupamento simulado e implementado assim como os resultados obtidos quer das simulações realizadas quer das medições efetuadas.

5.2.1 Antena elementar

Dado que se pretende que o agrupamento radie predominantemente numa direção específica e apresente um **FBR** elevado, um bom elemento radiante a adotar é a *patch antenna*. Repare-se que, por exemplo, a *slot antenna* para esta aplicação não é adequada, pois radia para além e para aquém do *ground plane* e com um ganho bastante acentuado (*sec.* 5.1.2), o que se traduz num **FBR** totalmente desadequado.

Como se verá mais adiante, a alimentação escolhida é do tipo paralelo sendo implementada por baixo do elemento radiante, segundo a direção do eixo dos *yy*, tal como se mostra na *fig.* 5.9. Para se rodar a polarização da antena de 90° (tornado-a horizontal segundo o eixo do *xx*) usa-se uma ranhura cujas dimensões serão objeto de otimização.

5.2.1.1 Modelo de simulação - elemento radiante

As dimensões da antena antes da otimização foram definidas de acordo com a metodologia que a seguir se apresenta:

- Considera-se inicialmente uma *patch antenna* comum (ver *fig.* 3.6) de comprimento físico de $\lambda/2$ e largura determinada pela expressão que seguinte [3, pág. 30]:

$$W_p \approx \frac{c}{2f_0 \sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (5.2)$$

- As dimensões da fenda para rotação da polarização podem assumir inicialmente 1/3 do comprimento e da largura da *patch*, respetivamente.
- Coloca-se uma linha de transmissão próxima da extremidade da fenda com comprimento superior ou igual a 10 $h_{dielectric}$ e com largura 1/8 do comprimento da *patch*.
- As dimensões do *ground plane* e do dielétrico excedem $\lambda_0/2$ as dimensões da estrutura radiante.
- Relativamente à caixa de radiação usada na simulação esta deve estar sobre o plano de massa tendo uma largura e comprimento iguais às do dielétrico e uma altura de $\lambda_0/2$, a fim de se garantir operação adequada na região de *far-field*.

A partir das condições iniciais referidas construiu-se o modelo da *fig. 5.9*. Note-se a presença da ranhura que permite a polarização pretendida.

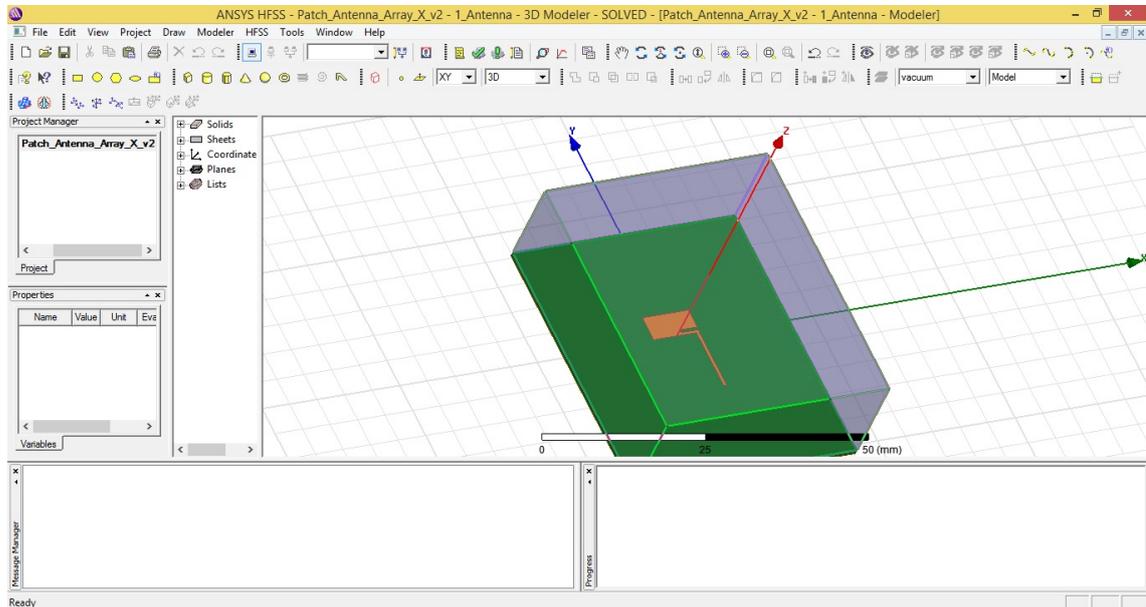


Figura 5.9: Modelo de simulação - *Patch Antenna*

5.2.1.2 Otimização - elemento radiante

A otimização das dimensões da antena elementar baseou-se nos seguintes critérios:

- em toda a banda de operação, $9.3 - 9.4 \text{ GHz}$, a antena deve-se encontrar muito bem adaptada. Para tal selecionou-se a frequência central de operação, 9.35 GHz e impôs-se a condição: $S_{11dB}(9.35 \text{ GHz}) < -20 \text{ dB}$.
- a polarização cruzada, neste caso $C_{p_{yx}dB} = E_{y_{dB}} - E_{x_{dB}}$, deve ser tão pequena quanto possível, tendo-se imposto a condição: $C_{p_{yx}dB}(9.35 \text{ GHz}) < -10 \text{ dB}$.

Após todo o processo de otimização, as dimensões da antena são as que se apresentam na *fig. 5.10*. Note-se que esta figura não foi feita à escala para permitir uma visualização melhor.

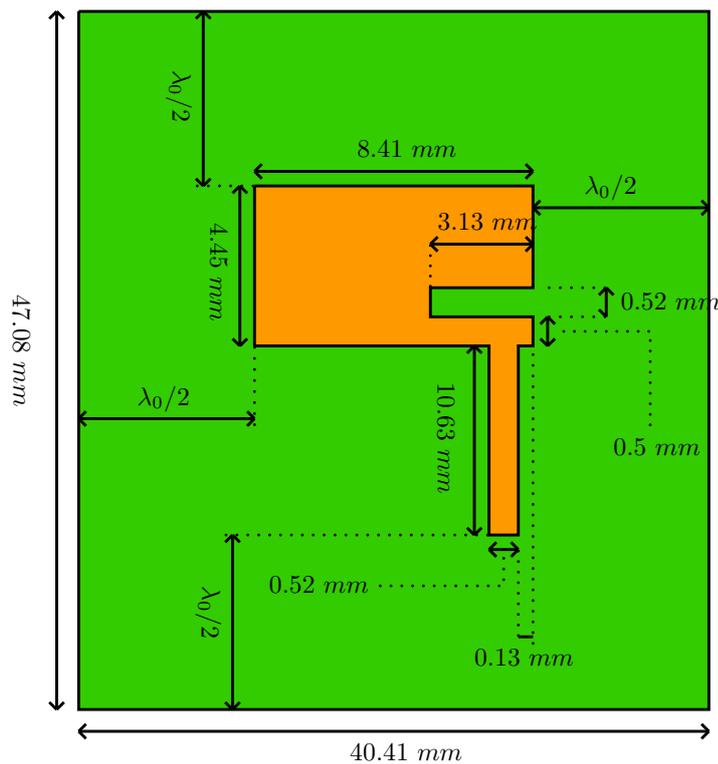


Figura 5.10: Dimensões da *Patch Antenna* - Vista de topo

5.2.1.3 Resultados de simulação - *Patch Antenna*

De um modo análogo ao que foi realizado na *sec.* 5.1.2, no que respeita aos resultados de simulação apresenta-se em primeiro lugar a resposta em frequência do parâmetro S_{11} , tal como se vê na *fig.* 5.11. A largura de banda obtida de 170 MHz, excede em 70 % o valor objetivo de 100 MHz.

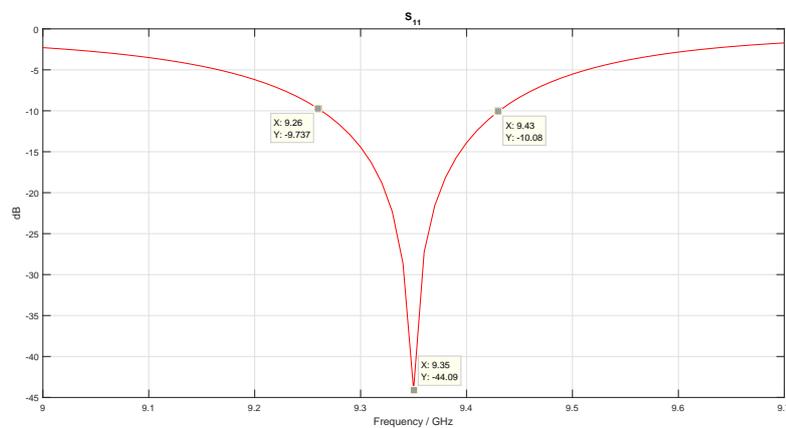


Figura 5.11: Resposta em frequência do coeficiente de reflexão à entrada da *Patch Antenna* ($f_0 \approx 2.4$ GHz)

De seguida, apresenta-se nas *figs. 5.12 e 5.13* os diagramas de radiação nas direções de interesse, do campo elétrico (eixo dos xx) e do campo magnético (eixo dos yy), respetivamente.

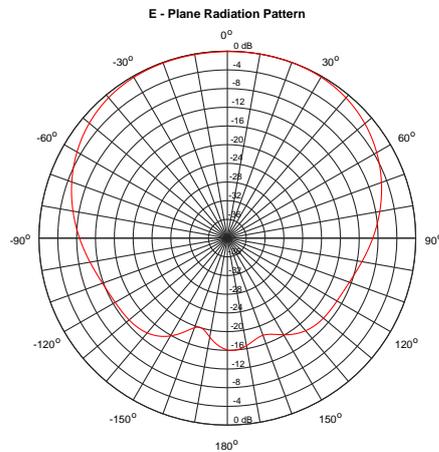


Figura 5.12: Representação polar no plano **E** - *Patch Antenna*

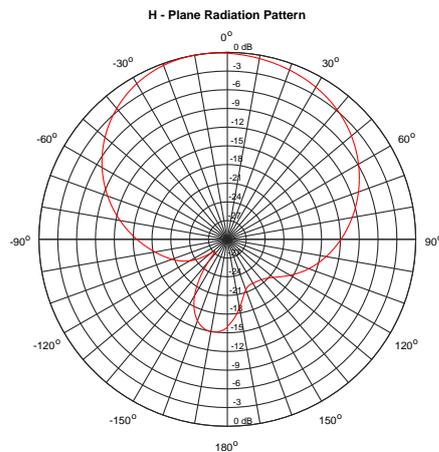


Figura 5.13: Representação polar no plano **H** - *Patch Antenna*

Para terminar a apresentação de resultados relativos ao elemento radiante indicam-se os valores obtidos para a polarização cruzada, o ganho máximo e a eficiência de radiação:

- $C_{p_{yx}dB}(9.35\text{ GHz}) \approx -13.4\text{ dB}$
- $G_{max} \approx 5.6\text{ dBi}$
- $e_{cd} \approx 88\%$

5.2.2 Malha de alimentação

Como o agrupamento de antenas será linear (todas as antenas segundo a mesma direção) seria mais simples adotar uma alimentação em série. No entanto, existe um grande inconveniente que é o acoplamento forte entre antenas e malha de alimentação. Assim, para contornar este problema optou-se por uma alimentação paralelo, em que o elemento radiante apresenta uma rotação de polarização de 90° em relação à direção da alimentação.

No projeto da rede de alimentação tem de se ter em consideração dois aspetos essenciais: garantir a adaptação de impedâncias a 50Ω e garantir que todas as correntes de alimentação das antenas do agrupamento estejam em fase. Em relação a este último aspeto, o critério utilizado foi que as linhas entre antenas tivessem um comprimento elétrico efetivo de 360° . Neste sentido, dos *tapers* previamente apresentados na *sec. 4.6.1* aquele que se adequa melhor é o *triangular*. Para facilitar a compreensão do processo de projeto e simulação, a seguir será apresentada uma explicação detalhada para cada passo deste processo.

Note: os resultados finais do dimensionamento da malha de alimentação serão apresentados mais à frente em conjunto com todo o agrupamento implementado.

5.2.2.1 Metodologia de implementação

Em primeiro lugar é necessário conhecer a distância entre duas antenas, do tipo do elemento radiante escolhido, que maximiza o ganho desse conjunto. Para tal, através do *software HFSS (parametric)*, calculou-se a variação do ganho em função da distância de separação e obteve-se o gráfico da *fig. 5.14*.

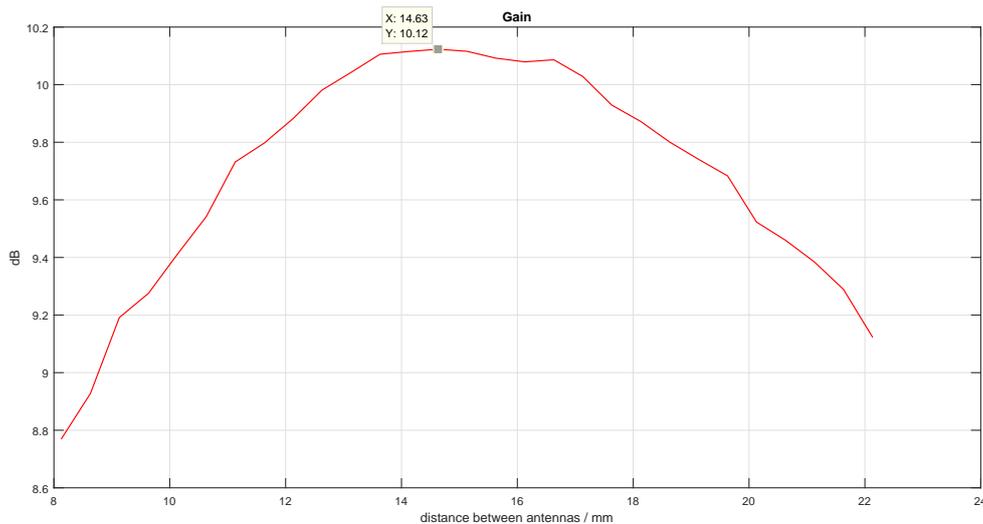


Figura 5.14: Ganho em função da distância entre antenas - duas *patch antennas*

Como se pode ver na *fig. 5.14*, o valor ótimo para duas antenas elementares do tipo descrito, é 14.63 mm .

Em seguida, sabendo que a impedância de entrada da antena elementar é de aproximadamente 100Ω , insere-se uma linha de transmissão perpendicular à entrada da antena cujas dimensões iniciais foram obtidas da forma que seguinte (usando a ferramenta *Line Calc* do *ADS*):

- inserir os parâmetros do substrato *ROGERS 4003C*.
- colocar a frequência de ressonância pretendida, 9.35 GHz .
- definir a impedância característica de 100Ω .
- definir o comprimento elétrico efetivo de 360° .
- tomar um comprimento físico tão próximo quanto possível de 14.63 mm .

Tal como vimos na *sec. 4.6.2.1*, os *corners* podem dar origem a desadaptações e alterações de fase. Assim, posteriormente poderá ser necessário efetuar uma otimização para reduzir estes efeitos. Para visualizar a topologia em questão considere a *fig. 5.15*.

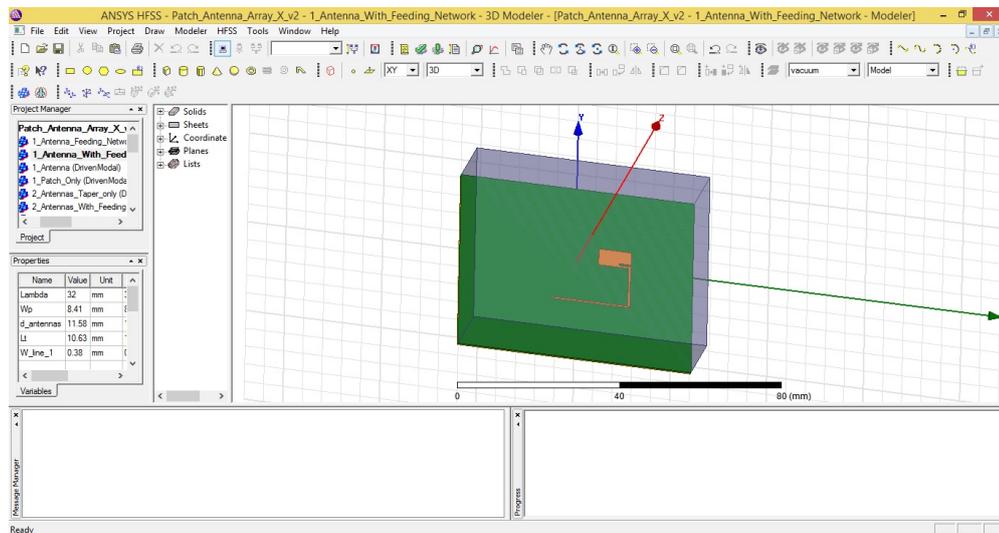


Figura 5.15: Modelo de simulação - *Patch Antenna* com linha de alimentação

No passo seguinte, sabendo que a impedância de entrada da antena elementar é 100Ω e que a linha de alimentação apresenta uma impedância de entrada com um valor semelhante, então se acrescentarmos outra antena em paralelo, como se mostra na *fig. 5.16*, impedância reduz-se para metade, isto é, 50Ω (em termos ideais). Sendo assim, para voltarmos a adaptar a 100Ω é necessário utilizar um *taper*. A implementação deste *taper*, também visível na *fig. 5.16*, obedeceu aos seguintes critérios:

- o seu comprimento físico deve ser tão próximo quanto possível da soma da distância entre antenas e a maior dimensão da *patch antenna*.
- a variação de impedância característica ao longo do *taper* deve ser tão próxima quanto possível do modelo apresentado na eq. 4.40.
- na banda de operação a fase deve ter um comportamento predominantemente linear e deve obedecer à seguinte restrição:

$$|\beta L(f)| \leq 360^\circ \pm 10^\circ, f \text{ na banda de operação} \quad (5.3)$$

Esta condição foi imposta, a fim de que o agrupamento apresentasse um máximo em toda a banda de operação na direção desejada.

- utilizar 10 pedaços de linha de transmissão de comprimento elétrico efetivo 36° e com impedância característica obtida através da eq. 4.40, por forma a garantir as especificações anteriormente mencionadas.
- alinhar todas as linhas de alimentação junto ao extremo mais próximo de cada uma das antenas (efetuar otimização).

A *fig. 5.16* clarifica o que foi exposto. Note-se que o alinhamento das antenas é tal que minimiza o seu acoplamento.

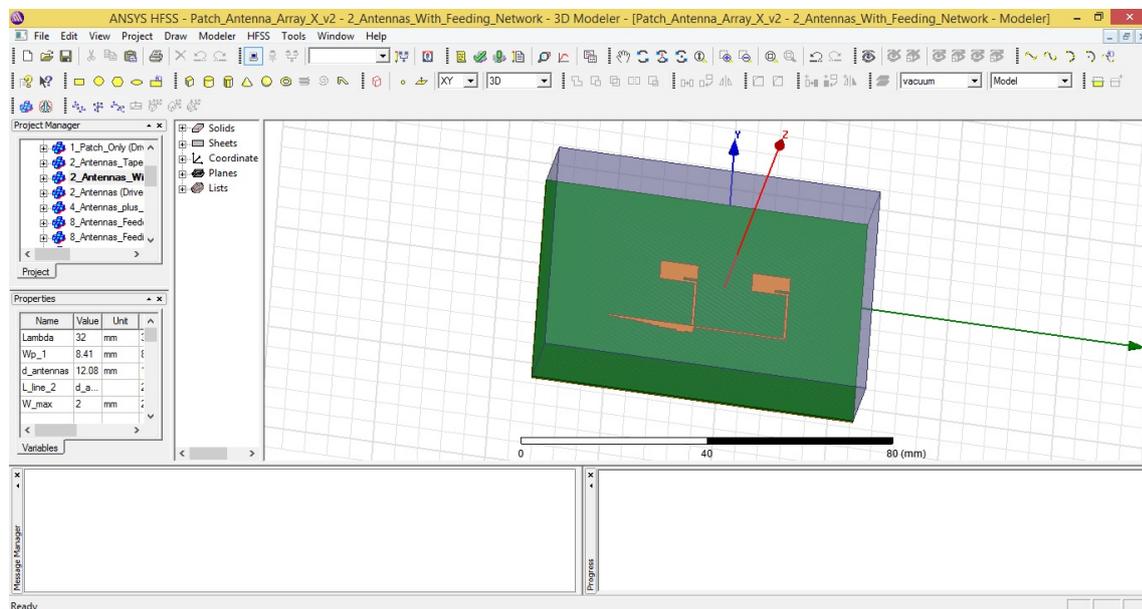


Figura 5.16: Modelo de simulação - Duas *patch antennas* com rede de alimentação

Em seguida, repete-se todo o processo (colocar uma antena em paralelo e de seguida um *taper*) até se obterem 4 antenas, tal como se vê na *fig. 5.17*.

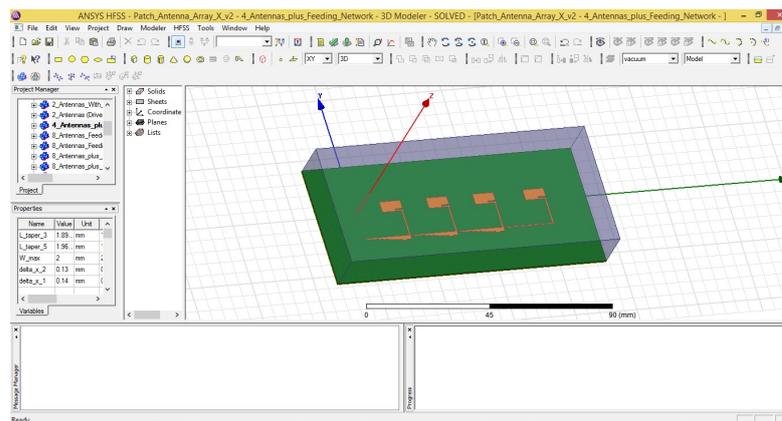


Figura 5.17: Modelo de simulação - Quatro *patch antennas* com rede de alimentação

Agora, para se obter um agrupamento de oito elementos com a distribuição de correntes apresentada na *fig. 4.10* é necessário espelhar a rede de alimentação para a esquerda, mas mantendo a orientação espacial de cada *patch antenna*. Contudo ao fazer este espelhamento, existe o inconveniente de que a distância entre as duas antenas no centro do agrupamento passe para aproximadamente o dobro do desejado. Para evitar isto, é necessário projetar um novo *taper* com metade do comprimento físico dos anteriores. Uma boa alternativa, é utilizar a mesma configuração, mas reduzindo o comprimento elétrico de cada pedaço de linha para 180° e o seu comprimento físico para metade. Desta forma, estamos a aplicar um fator de escala de 2 no argumento de $\frac{\sin(\theta/2)}{\theta/2}$ ($\theta = \beta L$ - comprimento elétrico do *taper*) apresentado na *eq. 4.40*. A conclusão que se pode tirar daqui é que a magnitude do coeficiente de reflexão vai agora apresentar nulos para múltiplos inteiros de π . De facto, isto irá desfazer de 180° todas as correntes de alimentação. Contudo, tal como foi visto no capítulo 4, para cálculo do fator de agrupamento o que realmente importa é a diferença entre fases das antenas, que permanece no valor desejado de 360° . Deste modo, o diagrama de radiação de cada antena e do agrupamento não está sujeito a alterações. A *fig. 5.18* permite obter uma boa percepção visual da topologia em questão (8 antenas incluindo 2 *tapers* diferentes).

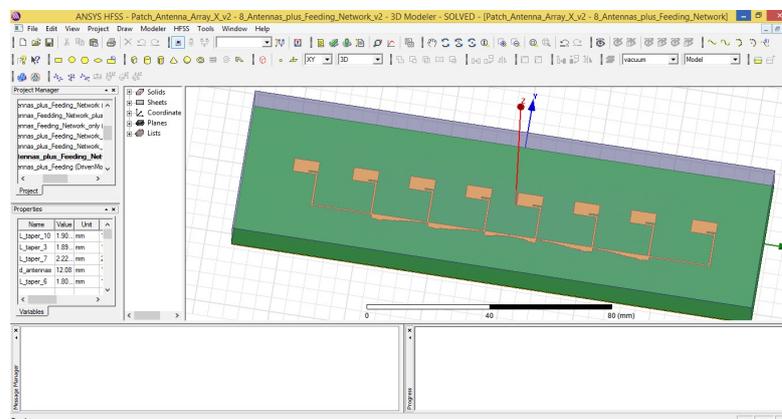


Figura 5.18: Modelo de simulação - Oito *patch antennas* com rede de alimentação

Finalmente, resta apenas colocar no centro da malha de alimentação uma linha de alimentação com impedância característica de 50Ω . Neste caso trata-se de uma junção em T, que opera como um *Power Divider*, para a qual será necessário compensar efeitos parasitas, como se descreveu no cap. 4. A fig. 5.19 mostra o agrupamento em causa.

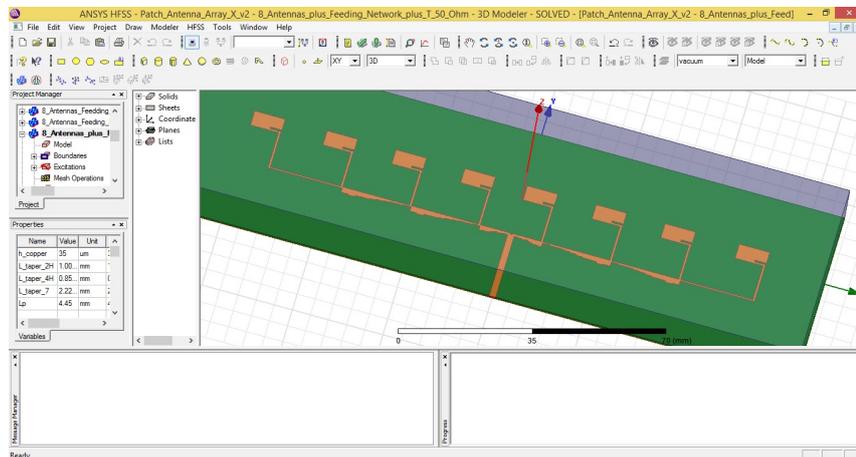


Figura 5.19: Modelo de simulação - Oito *patch antennas* com rede de alimentação completa

5.2.3 Dimensões do agrupamento de antenas

Com o objetivo de otimizar o desempenho do agrupamento, nomeadamente em termos de adaptação de impedâncias, ganho e diagramas de radiação foram realizadas diversas otimizações. Entre estas, o elemento radiante também foi sujeito a novas otimizações, tendo-se obtido valores ligeiramente diferentes para as antenas elementares. As figs. 5.20 e 5.21 apresentam, respetivamente as dimensões dos elementos nos extremos e restantes (note-se que nesta figuras se exclui a representação do dielétrico e do plano de massa).

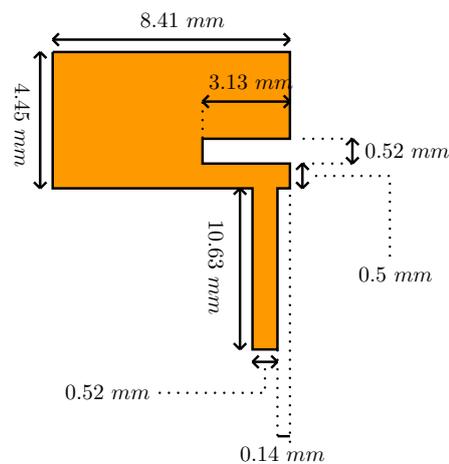


Figura 5.20: Dimensões da *Patch Antenna* presente nos extremos - Vista de topo

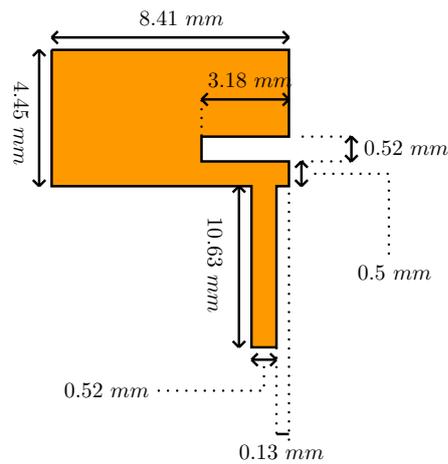


Figura 5.21: Dimensões da *Patch Antenna* presente nas restantes posições - Vista de topo

Estando os novos valores das dimensões das *patch antennas* devidamente apresentados, segue-se a rede de alimentação. Para começar, a *fig. 5.22* mostra a linha de transmissão da alimentação das antenas que se encontram nos extremos.



Figura 5.22: Dimensões da linha de transmissão de alimentação - *patch antennas* dos extremos

Em seguida, a *fig. 5.23* apresenta a configuração do *taper* 1 mais próximo de cada um dos extremos do agrupamento (foram usados 2 iguais em cada lado).

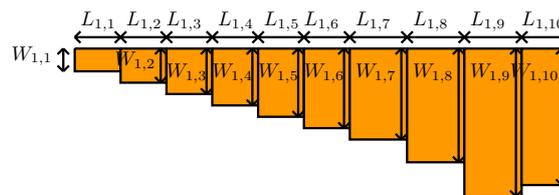


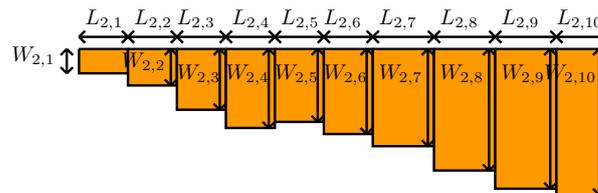
Figura 5.23: *Taper* 1 - próximo das *patch antennas* dos extremos

As suas dimensões encontram-se na *tab. 5.1*.

$W_{1,i}$	<i>mm</i>	$L_{1,i}$	<i>mm</i>
$W_{1,1}$	0.36	$L_{1,1}$	2.14
$W_{1,2}$	0.55	$L_{1,2}$	1.93
$W_{1,3}$	0.56	$L_{1,3}$	1.89956
$W_{1,4}$	0.75	$L_{1,4}$	1.63267
$W_{1,5}$	0.93	$L_{1,5}$	1.96125
$W_{1,6}$	1.23	$L_{1,6}$	1.80038
$W_{1,7}$	1.43	$L_{1,7}$	2.22458
$W_{1,8}$	1.48	$L_{1,8}$	1.61362
$W_{1,9}$	1.9	$L_{1,9}$	1.90716
$W_{1,10}$	1.67	$L_{1,10}$	1.90504

Tabela 5.1: Dimensões - *Taper 1*

De um modo análogo ao anterior, a *fig. 5.24* ilustra a configuração do *taper 2* usado mais próximo do centro do agrupamento de antenas (utilizou-se um de cada lado).

Figura 5.24: *Taper 2* - próximo do centro do agrupamento

As dimensões encontram-se na *tab. 5.2*.

$W_{2,i}$	<i>mm</i>	$L_{2,i}$	<i>mm</i>
$W_{2,1}$	0.639848	$L_{2,1}$	1.00946
$W_{2,2}$	0.692253	$L_{2,2}$	1.00585
$W_{2,3}$	0.787546	$L_{2,3}$	0.999854
$W_{2,4}$	0.938134	$L_{2,4}$	0.85147
$W_{2,5}$	0.762299	$L_{2,5}$	0.680831
$W_{2,6}$	0.9747	$L_{2,6}$	0.670461
$W_{2,7}$	1.25911	$L_{2,7}$	0.662612
$W_{2,8}$	1.44373	$L_{2,8}$	0.837158
$W_{2,9}$	1.46182	$L_{2,9}$	0.95395
$W_{2,10}$	1.60246	$L_{2,10}$	0.952891

Tabela 5.2: Dimensões - *Taper 2*

Além disso, partindo das *tabs*. 5.1 e 5.2 consegue-se determinar o comprimento total de cada um dos *tapers* usados no agrupamento (estes valores vão ser úteis mais para a frente), como se indica na *tab*. 5.3.

L_{Taper_i}	<i>mm</i>
L_{Taper_1}	19.01426
L_{Taper_2}	8.624537

Tabela 5.3: Comprimento total de cada *taper* utilizado

Outro elemento utilizado foi a junção *T* que se encontra no centro das antenas. Ao se espelhar o *taper* apresentado na *fig*. 5.24, acrescentar uma linha e efetuar a respetiva compensação obteve-se a configuração que se apresenta na *fig*. 5.25.

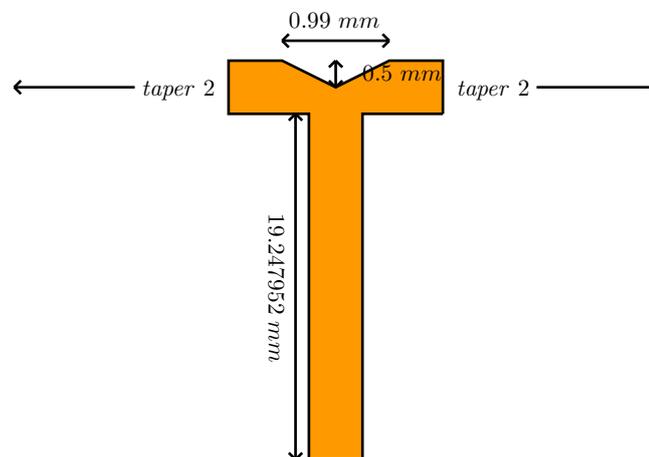


Figura 5.25: Junção T - centro do agrupamento

Finalmente, resta ainda referir as dimensões do plano de massa/dielétrico (sem considerar a espessura) após otimização: comprimento = 174.72 mm, largura = 50.97 mm (as dimensões excedem $\lambda_0/2$ em relação às dimensões de cada *patch* dos extremos).

5.2.4 Resultados Finais

A ordem de apresentação dos resultados será muito semelhante à da *sec*. 5.1.2. Nesta secção em particular, tem-se o cuidado de distinguir os resultados de simulação dos resultados práticos (medições na câmara anecóica e VNA), permitindo estabelecer um paralelo entre ambos.

Em primeiro lugar, apresenta-se na *fig*. 5.26 a variação com a frequência do parâmetro S_{11} .

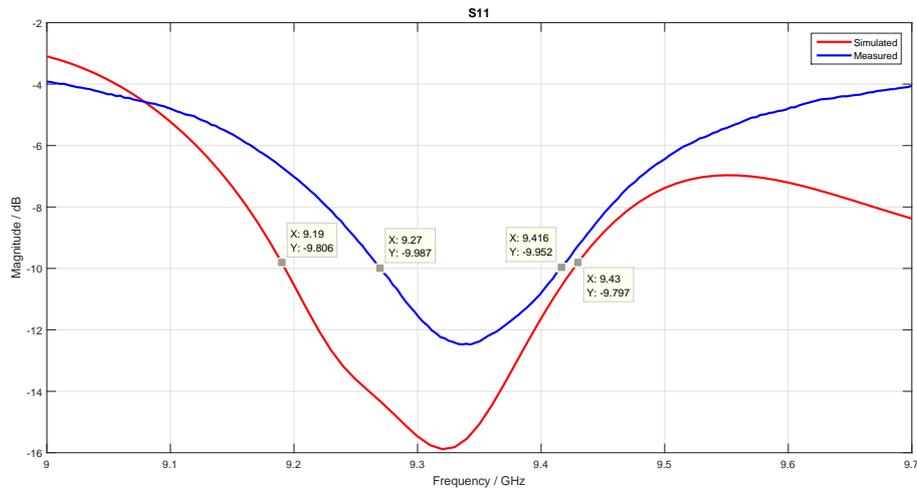


Figura 5.26: Resposta em frequência do coeficiente de reflexão à entrada do agrupamento

Como se pode ver, quer na simulação quer na prática o agrupamento encontra-se adaptado para toda a banda de interesse. As larguras de banda de obtidas para os dois casos destacam-se:

- Simulação: $BW_{\text{simulada}} \approx 9.43 \text{ GHz} - 9.19 \text{ GHz} = 240 \text{ MHz}$.
- Experimental: $BW_{\text{experimental}} \approx 9.416 \text{ GHz} - 9.27 \text{ GHz} = 146 \text{ MHz}$.

Os próximos resultados são as representações do diagrama de radiação nos planos de interesse. Em primeiro lugar, temos na *fig. 5.27* a representação cartesiana relativa ao plano **E**, enquanto que a *fig. 5.28* é relativa ao plano **H**.

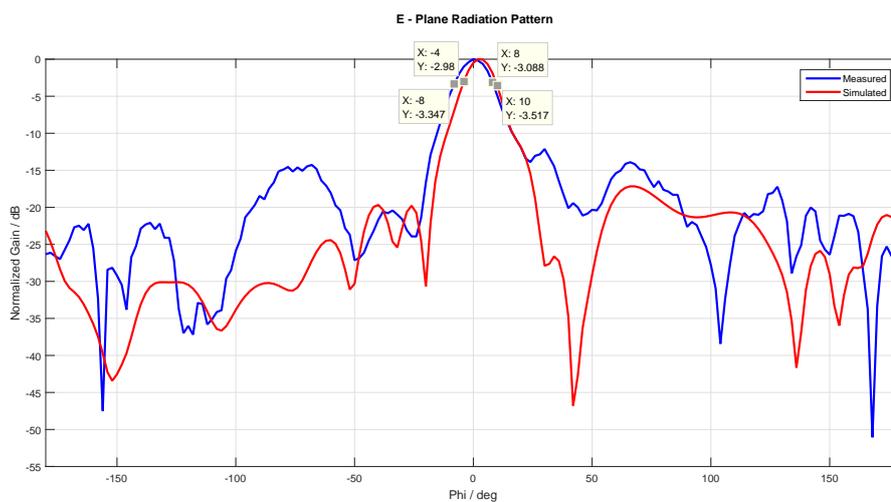
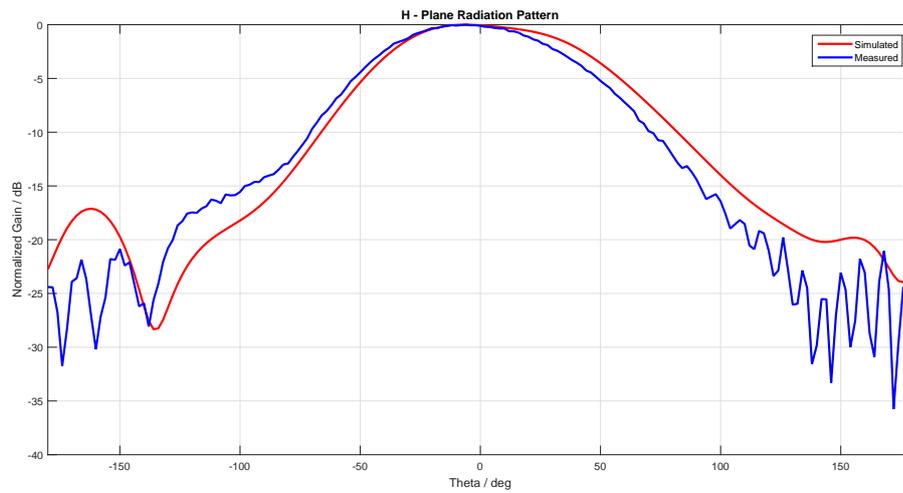
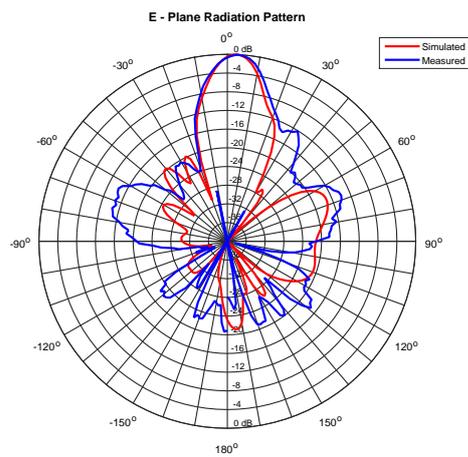


Figura 5.27: Representação cartesiana no plano **E** - Agrupamento

Figura 5.28: Representação cartesiana no plano **H** - Agrupamento

As *figs. 5.29 e 5.30* são uma representação polar das mostradas previamente.

Figura 5.29: Representação polar no plano **E** - Agrupamento

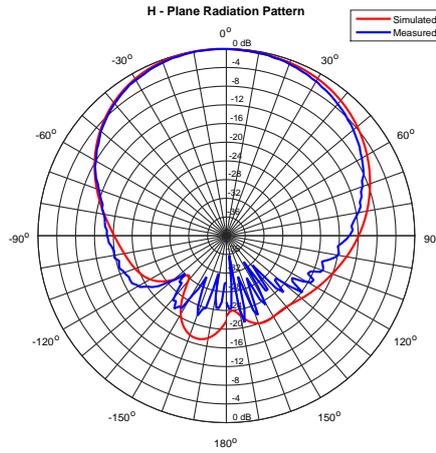


Figura 5.30: Representação polar no plano **H** - Agrupamento

Para concluir a apresentação de resultados indicam-se os valores obtidos para o ganho máximo, a largura de feixe a 3 dB, **HPBW**, e a eficiência de radiação (para esta só foi possível retirar o valor de simulação):

- Ganho máximo obtido através das simulações: $G_{max_{sim}} \approx 12.2 \text{ dBi}$
- Ganho máximo medido na câmara anecóica: $G_{max_{med}} \approx 10.8 \text{ dBi}$
- Largura de feixe 3 dB obtida a partir da simulação (fig. 5.27):

$$HPBW_{sim} \approx 10^\circ - (-4^\circ) = 14^\circ$$

- Largura de feixe 3 dB obtido a partir das medições experimentais (fig. 5.27):

$$HPBW_{med} \approx 8^\circ - (-8) = 16^\circ$$

- Eficiência de radiação (simulação): $e_{cd\%} \approx 84.4 \%$

5.2.5 Agrupamento implementado - Fotografias

Esta secção destina-se apenas a mostrar as fotografias do agrupamento fabricado, como se vê nas *figs.* 5.31 e 5.32.

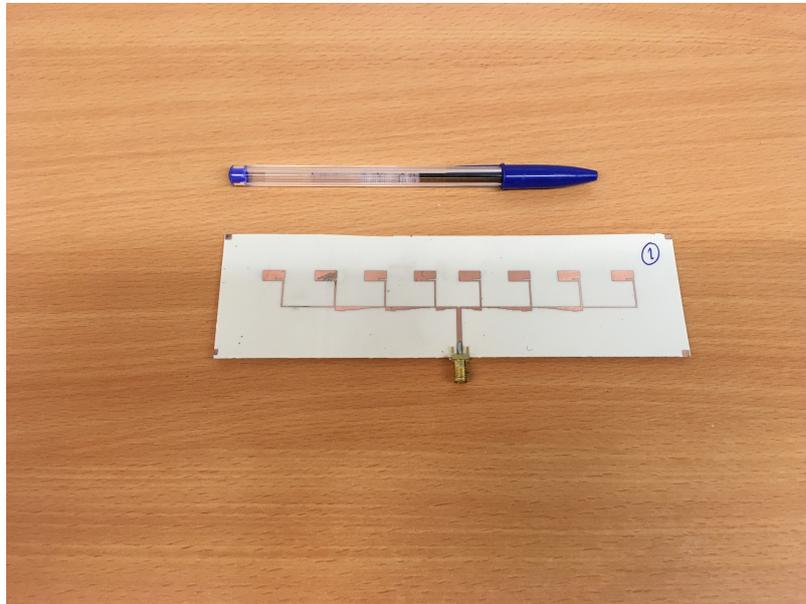


Figura 5.31: Agrupamento implementado visto por cima



Figura 5.32: Agrupamento implementado visto por baixo

Note: os pedacinhos de cobre que se encontram nos extremos da antena da *fig.* 5.31 são os cantos para corte da **PCB**. A sua presença é irrelevante no resultado final.

5.2.6 Discussão dos resultados obtidos

Nesta subsecção discutem-se os resultados obtidos, salientando-se a boa concordância entre as simulações e os valores medidos experimentalmente.

- **Adaptação de impedâncias** - no caso experimental obteve-se uma largura de banda um pouco inferior à da simulação. No entanto, foram satisfeitos os requisitos da aplicação em causa. Efetivamente, as diferenças observadas poderão ter origem em acoplamentos entre as antenas e linhas da malha de alimentação mas, principalmente são devidas às dificuldades de implementação prática do agrupamento aqui na **FEUP**. Destas, salienta-se o facto de os *tapers* apresentarem variações muito pequenas nas suas dimensões (ver *tabs.* 5.1 e 5.2) que são difíceis de atingir com boa precisão, atendendo aos métodos disponíveis (produção de fotolito e subsequente remoção de cobre por método fotográfico). Deve ainda referir-se, a presença de impurezas resultantes do processo de fabrico.
- **Diagrama de radiação** - neste caso, as direções de máximo simulada e medida não são exatamente coincidentes devido ao alinhamento das antenas, tal como se verificou no caso da *slot antenna* (não foi muito rigoroso). Este aspeto poderia ser facilmente contornado construindo suportes adequados para as antenas e ajustando o alinhamento das mesmas com auxílio de um ponteiro *laser*. Entre a simulação e as medidas experimentais existe boa concordância na zona do lobo principal. Já nos lobos secundários nota-se uma maior diferença. Esta pode ser justificada em parte pelo facto de o ganho ser bastante menor, o que implica deteção de sinais de menor potência no **VNA** e, logo maior influencia do ruído (nível do sinal captado aproxima-se do limiar da sensibilidade). O processo de fabrico também pode influenciar estes resultados medidos, mas com um papel não tão relevante.
- **Ganho máximo** - A gama de valores esperada para o ganho do agrupamento pode ser estimada recorrendo aos dados presentes na *tab.* 5.3 e nas *figs.* 5.20, 5.21 e 5.22. Apesar do agrupamento ser linear e não uniforme, pode-se no entanto fazer uma estimativa do ganho tomando por base as separações máxima e mínima entre antenas do agrupamento. Assim obtém-se:

$$- d_{min} \approx 2L_{tapper_2} - L_p = 2 \times 8.624537 - 8.41 = 8.84 \text{ mm}$$

$$- d_{max} \approx L_{line} - L_p = 20.5 - 8.41 = 12.09 \text{ mm}$$

Calculando o comprimento de onda de operação no vazio obtém-se o resultado seguinte:

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{9.35 \times 10^9} \approx 32.09 \text{ mm}$$

Além disso, usando o valor para a eficiência de radiação simulada de 88 % (*sec.* 5.2.1.3) pode-se concluir, através da *eq.* 3.13 o seguinte :

$$G_{max} = 0.88 D_{max}$$

Deste modo, pela eq. 4.15, calculam-se os valores de limite do ganho máximo, em dB , para o fator de agrupamento, obtendo-se:

$$G_{max_{down}} = 10 \log_{10}(0.88) + D_{max_{down}} \approx -0.5552 + 10 \log_{10} \left[2 \times 8 \times \frac{d_{min}}{\lambda_0} \right] \approx 5.9 \text{ dBi}$$

$$G_{max_{up}} \approx D_{max_{up}} \approx -0.5552 + 10 \log_{10} \left[2 \times 8 \times \frac{d_{max}}{\lambda_0} \right] \approx 7.2 \text{ dBi}$$

Deste modo, obtém-se para o ganho do fator de agrupamento a gama seguinte:

$$5.9 \text{ dBi} \leq G_{max_{AF}} \leq 7.2 \text{ dBi}$$

Finalmente, adicionado o ganho máximo do elemento radiante simulado, 5.6 dBi , (sec. 5.2.1.3) obtém-se a gama de valores possíveis de ganho máximo para todo o agrupamento:

$$11.5 \text{ dBi} \leq G_{max} \leq 12.8 \text{ dBi}$$

Uma segunda estimativa mais rigorosa consiste em considerar o agrupamento linear e não uniforme de oito elementos com as distribuições de corrente indicadas no cap. 4. Recorrendo ao programa *Matlab* em anexo obtém-se, para este caso, as diretividades mínimas e máximas de, respetivamente 4.7 e 5.9 dBi . Tendo em conta a eficiência de radiação, 88% a gama de valores para o ganho devido ao fator de agrupamento fica:

$$4.1 \text{ dBi} \leq G_{max_{AF}} \leq 5.3 \text{ dBi}$$

Por fim, considerando novamente o ganho de 5.6 dBi do elemento, obtém-se a gama seguinte para o ganho do agrupamento:

$$9.7 \text{ dBi} \leq G_{max} \leq 10.9 \text{ dBi}$$

O valor medido para o ganho está muito próximo do limite superior deste intervalo. Já o ganho de simulação excedeu um pouco esse valor. Além disso, no caso da implementação da *slot antenna* também se verificou que ganho simulado é superior ao medido.

- **Largura de feixe 3 dB** - quanto a estes valores não existe muito a comentar, dado que se encontram relativamente próximos (diferem de apenas 2°). As causas desta pequena diferença estão relacionadas principalmente com o processo de medição.

Finalmente, de um modo geral, conclui-se o que o agrupamento implementado satisfaz todas as especificações e notou-se uma boa semelhança entre os resultados medidos e simulados.

Capítulo 6

Trabalho Futuro

Uma vez que a dimensão física do agrupamento de oito elementos é pequena, podemos aumentar o número de elementos radiantes que o constituem ficando, ainda assim, com uma dimensão aceitável. Tal irá permitir um aumento do ganho do agrupamento e ao mesmo tempo uma diminuição da sua largura de feixe 3 dB , sendo estas duas melhorias desejáveis.

Uma alternativa possível, é continuar com o mesma forma de agrupar as antenas (linear), mas com um número de elementos que permita atingir um ganho superior a 20 dB [4, pág. 5]. Usando a eq. 4.15 com d/λ da ordem de 0.5 e tomando o ganho de 5 dB (valor estimado - tem-se em consideração erros nas medições, entre outros aspetos) do elemento seriam necessárias 32 antenas para se atingir um ganho de aproximadamente 20 dB . Neste caso, o agrupamento ficaria com uma dimensão máxima de aproximadamente quatro vezes maior do que o que foi implementado (repare que todas as distância entre antenas foram sempre inferiores a esse valor) mais o excesso do plano de massa/dielétrico, $\lambda_0/2$. Além disso, seria ainda necessário otimizar a rede de alimentação, ou até mesmo implementar uma nova configuração, promovendo um decrescimento menos acentuado da amplitude das correntes do centro para os extremos do agrupamento.

Uma outra alternativa seria usar um agrupamento planar como o da fig. 4.11. Considerando que se usa o mesmo número de elementos, 32 como no caso linear, podemos ter quatro grupos de oito elementos, cada um disposto segundo a direção do eixo dos xx , e separados por uma distância d_y , segundo o eixo dos yy , de tal forma a que as direções dos máximos dos dois fatores de agrupamento sejam transversais a ambos, isto é, na direção do eixo dos zz . Além disso, o segundo fator de agrupamento (segundo o eixo dos yy) deverá apresentar lobos secundários de amplitude mesmo muito reduzida, de tal forma que multiplicado pelo agrupamento produzido não altere o aspeto do lóbo principal (numa representação tridimensional pretende-se que seja parecido com um "disco"). Neste sentido, deverá existir um "jogo" entre d_y e α_y , a fim de se satisfazer estas especificações. Supondo d_y da ordem de $\lambda/2$ e α_y próximo de 0° , e o ganho do elemento do fator de agrupamento segundo o eixo dos yy , 10.8 dBi , teremos um ganho total da ordem de 17 dBi (eq. 4.15). Conclui-se assim, que esta alternativa produzirá um ganho menor e será muito mais complicada em termos de implementação, pelo que é preferível o caso linear. O agrupamento linear de 32 elementos pode ainda ser mais otimizado se usarmos uma estrutura **EBG**, como se viu na

sec. 3.3.6. Neste caso, a estrutura permite um aumento de largura de banda, eficiência de radiação e redução das dimensões da *patch antenna* elementar.

Outra abordagem possível, seria alimentar cada elemento radiante (*patch antenna*) recorrendo a uma *slot* no plano de massa (implementação usando 3 camadas de metal e 2 dielétricos). Neste caso já não seria necessária a rotação da polarização da antena elementar, evitando-se também acoplamentos entre a rede de alimentação, por baixo do plano de massa, e os elementos radiantes. Finalmente, deve ainda considerar-se o facto de o radar marítimo ser do tipo de onda contínua o que obriga a ter duas antenas idênticas, uma para emitir e outra para captar ecos. Estas antenas devem estar convenientemente desacopladas (a densidade de potência emitida não deve atingir a antena recetora), podendo para isso usar-se umas placas condutoras montadas como se mostra no esquema da *fig. 6.1* [4, pág. 5].

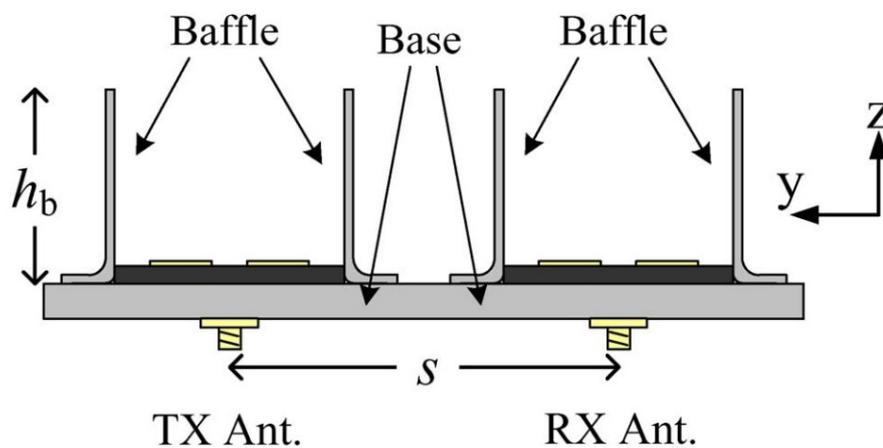


Figura 6.1: Esquema possível do arranjo entre a antena emissora e recetora

Anexo A

Código *Matlab*

A.1 Capítulo 3

```
% ----- Current and Voltage distribtion -----%

clear
clc
hold off

x=0:(2*pi)/100000:pi;

x_norm=x./pi; %instead of pi multiples x_norm has integers

current_patch=sin(x);
voltage_patch=sin(x - pi/2);

%Patch Antenna
figure(1)
plot(x_norm, current_patch, 'b')
hold on
plot(x_norm, voltage_patch, 'r')
xlabel('Eletrical Length (rad)')
ylabel('Amplitude')
title('Current and Voltage distribution')
legend('Current (A)', 'Voltage (V)')
axis([x_norm(1) x_norm(end), -1 1])
grid on
ax = gca;
set(ax, 'XTickLabel', {'0', '0.1\pi', '0.2\pi', '0.3\pi', '0.4\pi', ...
```

```

    '0.5\pi', '0.6\pi', '0.7\pi', '0.8\pi', '0.9\pi', '\pi'})

current_slot=sin(x - pi/2);
voltage_slot=sin(x);

%Slot Antenna
figure(2)
plot(x_norm, current_slot, 'b')
hold on
plot(x_norm, voltage_slot, 'r')
xlabel('Eletrical Length (rad)')
ylabel('Amplitude')
title('Current and Voltage distribution')
legend('Current (A)', 'Voltage (V)')
axis([x_norm(1) x_norm(end), -1 1])
grid on
ax = gca;
set(ax, 'XTickLabel', {'0', '0.1\pi', '0.2\pi', '0.3\pi', '0.4\pi', ...
    '0.5\pi', '0.6\pi', '0.7\pi', '0.8\pi', '0.9\pi', '\pi'})

% ----- Patch antenna resistance ----- %

Z0=50;
ZL=1e6;

Z_in_1=Z0*(ZL + 1i*Z0*tan(x))./(Z0 + 1i*ZL*tan(x));

Z_in_2=Z0*(ZL + 1i*Z0*tan(pi - x))./(Z0 + 1i*ZL*tan(pi - x));

Zin=(Z_in_1.^(-1) + Z_in_2.^(-1)).^(-1);

figure(3)
plot(x_norm, real(Zin)/max(real(Zin)), 'b')
xlabel('Eletrical Length (rad)')
ylabel('\Omega/\Omega')
title('Normalized resistance along patch antenna')
axis([x_norm(1) x_norm(end), 0 1])
grid on
ax = gca;

```

```
set(ax, 'XTickLabel', {'0', '0.1\pi', '0.2\pi', '0.3\pi', '0.4\pi', ...
    '0.5\pi', '0.6\pi', '0.7\pi', '0.8\pi', '0.9\pi', '\pi'})
% _____ end _____ %
```

A.2 Capítulo 4

```
% _____ Array Factor _____ %
```

```
clear all
clc
hold off
```

```
teta = 0:pi/1800:pi;
lambda = 1;
k = 2*pi/lambda;
d = lambda*0.5;
```

```
%linear and nonuniform array
```

```
a1 = 1;
a2 = 0.5;
a3 = 0.25;
a4 = 0.125;
af_teta = a1*cos(k*d/2*cos(teta)) + a2*cos(3*k*d/2*cos(teta))+ ...
    a3*cos(5*k*d/2*cos(teta))+ a4*cos(7*k*d/2*cos(teta));
af_teta = 2*af_teta;
af_teta_norm = af_teta/max(af_teta);
af_teta_db = 20*log10(abs(af_teta_norm));
```

```
%linear and uniform array
```

```
af_teta_uni = cos(k*d/2*cos(teta)) + cos(3*k*d/2*cos(teta))+ ...
    cos(5*k*d/2*cos(teta))+ cos(7*k*d/2*cos(teta));
af_teta_uni = 2*af_teta_uni;
af_teta_uni_norm = af_teta_uni/max(af_teta_uni);
af_teta_uni_db = 20*log10(abs(af_teta_uni_norm));
```

```
%linear and non-uniform array
```

```
figure(1)
plot(teta*180/pi, af_teta_db);
axis([0 180 -50 5])
grid on
xlabel('\theta / deg.')
```

```

ylabel(' Magnitude / dB')
title(' AF_{norm.} ')

%linear and uniform array
figure(2)
plot(teta*180/pi, af_teta_uni_db);
axis([0 180 -50 5])
grid on
xlabel('\theta / deg.')
ylabel(' Magnitude / dB')
title(' AF_{norm.} ')

%directivity

%linear and non-uniform array
u_max = max(af_teta.^2);
fun = @(x)(2*a1*cos(k*d/2*cos(x)) + 2*a2*cos(3*k*d/2*cos(x))+ ...
          2*a3*cos(5*k*d/2*cos(x))+ 2*a4*cos(7*k*d/2*cos(x))).^2.*sin(x);
u_0 = 0.5*integral(fun,0,pi);
dirtv = u_max/u_0
dirtv_db = 10*log10(dirtv)

%linear and uniform array
u_max_uni = max(af_teta_uni.^2);
fun = @(x)(2*cos(k*d/2*cos(x)) + 2*cos(3*k*d/2*cos(x))+ ...
          2*cos(5*k*d/2*cos(x))+ 2*cos(7*k*d/2*cos(x))).^2.*sin(x);
u_0_uni = 0.5*integral(fun,0,pi);
dirtv_uni = u_max_uni/u_0_uni
dirtv_uni_db = 10*log10(dirtv_uni)
% ----- end ----- %

```

Referências

- [1] Qi Luo et al. Design synthesis and miniaturization of multiband and reconfigurable microstrip antenna for future wireless applications. 2013.
- [2] <http://www.antenna-theory.com/antennas/patches/pifa.php>.
- [3] Marcos Jorge Góis Mendonça Diogo. Antenas Microstrip Wifi 2.45GHz Com Estruturas EBG. 2011.
- [4] Ruey-Bing Hwang Fang-Yao Kuo. High-Isolation X-Band Marine Radar Antenna Design. 2014.
- [5] <http://www.radartutorial.eu/04.history/hi04.en.html>.
- [6] Book 1 "radar basics". <http://www.radartutorial.eu/druck/Book1.pdf>.
- [7] Mário Jorge Leitão. Sistemas de radar.
- [8] Constantine A Balanis. Antenna theory: analysis and design. 2005.
- [9] <http://personales.unican.es/perezvvr/pdf/Introduccion%20al%20Radar.pdf>.
- [10] <http://www.radartutorial.eu/01.basics/Duty%20cycle.en.html>.
- [11] <http://www.indiastudychannel.com/resources/135325-COMPARISON-Between-Pulsed-Radar-CW-Radar.aspx>.
- [12] Book 2 "radar sets". <http://www.radartutorial.eu/druck/Book2.pdf>.
- [13] <http://www.radartutorial.eu/01.basics/The%20Radar%20Range%20Equation.en.html>.
- [14] http://www.wpclipart.com/science/how_things_work/doppler_effect.png.html.
- [15] <http://www.radartutorial.eu/02.basics/Frequency%20Modulated%20Continuous%20Wave%20Radar.en.html>.
- [16] <http://www.radartutorial.eu/07.waves/Waves%20and%20Frequency%20Ranges.en.html>.
- [17] <http://www.radartutorial.eu/06.antennas/Antenna%20Characteristics.en.html>.
- [18] <http://www.radartutorial.eu/09.receivers/rx10.en.html>.

- [19] <http://www.antenna-theory.com/definitions/fronttobackratio.php>.
- [20] <http://www.radartutorial.eu/06.antennas/Antenna%20Pattern.en.html>.
- [21] <http://www.universetoday.com/100400/nasas-kaboom-experimental-asteroid-radar-aims-to-thwart-earths-kaboom/>.
- [22] <http://www.radartutorial.eu/06.antennas/Microstrip%20Antenna.en.html>.
- [23] <http://defence.pk/threads/best-suited-radar-for-pak-fa.86874/page-2>.
- [24] <http://www.radartutorial.eu/06.antennas/Phased%20Array%20Antenna.en.html>.
- [25] David K. Cheng. Field and Wave Electromagnetics. 1983.
- [26] <http://www.antenna-theory.com/basics/impedance.php>.
- [27] <http://www.antenna-theory.com/definitions/vswr.php>.
- [28] <http://www.radartutorial.eu/01.basics/The%20Radar%20Range%20Equation.en.html>.
- [29] <http://www.antenna-theory.com/antennas/patches/antenna.php>.
- [30] http://www.ece.mcmaster.ca/faculty/nikolova/antenna_dload/current_lectures/L21_Mstrip2.pdf.
- [31] <http://www.antenna-theory.com/antennas/aperture/slot.php1>.
- [32] Filipe Monteiro Lopes. Fractal Antennas for Wireless Communication Systems. 2009.
- [33] Raquel Sofia Rebelo Nunes. Geometria Fractal e Aplicações. 2006.
- [34] Kenneth Falconer. Fractal Geometry. 1990.
- [35] Alka Verma. EBG structures and its recent advances in microwave antenna. 2012.
- [36] Hala A. Elsadek Dalia M.N. Elsheakh e Esmat A. Abdallah. Antenna Designs with Electromagnetic Band Gap Structures. 2012.
- [37] Nabilah Ripin Et Al. Rectangular Microstrip Patch Antenna with EBG Structure. 2012.
- [38] http://paginas.fe.up.pt/~amoura/APROWEB/AAM_Agrupamentos.pdf.
- [39] David M. Pozar. Microwave Engineering. 2012.
- [40] E. H. Fooks, R. A. Zakarevicius. Microwave Engineering Using Microstrip Circuits. 1990.
- [41] <http://www.rogerscorp.com/documents/726/acs/RO4000-LaminatesData-sheet.pdf>.