



Inclusão de nanoantenas óticas nos UAVs

Alferes de Transmissões Gonçalo Rocha

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em

Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientadores: Professor Doutor João Paulo Neto Torres
Professora Doutora Maria João Marques Martins

Júri

Presidente: Major (Doutor) de Transmissões Luís Xavier Mendonça Dias
Orientador: Professor Doutor João Paulo Neto Torres
Vogal: Professora Doutora Maria Emília Morais da Fonseca e Silva da Costa Manso

Lisboa, Novembro 2022

Declaro que o presente documento é um trabalho original da minha autoria e que cumpre todos os requisitos do Código de Conduta e Boas Práticas da Academia Militar.

Agradecimentos

Nesta secção gostaria de agradecer a todos aqueles que ao longo do meu Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores me ajudaram, direta ou indiretamente, a cumprir os meus objetivos e a realizar mais uma etapa da minha formação académica.

Em primeiro lugar agradeço aos meus orientadores, Professor Doutor João Paulo Neto Torres e Professora Doutora Maria João Marques Martins pela disponibilidade, paciência e compreensão que tiveram para comigo ao longo da realização desta dissertação.

Em especial à minha família que estiveram sempre ao meu lado, em todos os momentos, e que acreditaram em mim e sobretudo pela educação e ensinamentos de vida que me proporcionaram. Espero que esta etapa, que agora termino, possa de alguma forma retribuir e compensar todo o esforço, dedicação, apoio e compreensão que me oferecem e que espero continuar sempre a receber pela vida fora. A eles, dedico todo este trabalho.

À minha companheira e amiga, Ana Catarino, agradeço de forma especial por toda a paciência, compreensão e apoio dado ao longo destes anos.

Aos meus camaradas e amigos da Turma Foxtrot de 2016/17, que sempre me acompanharam ao longo de toda esta caminhada e que certamente me continuarão a acompanhar pela vida fora. Obrigado pela vossa amizade, camaradagem e por todos os momentos inesquecíveis que vivemos ao longo destes anos na Academia Militar.

Por último uma palavra de consideração a todos os docentes e instrutores da Academia Militar, por todo o apoio e formação, de índole militar, académica, física e comportamental

Resumo

Ao longo da História, a evolução tecnológica, para as Forças Armadas, tem surgido como uma necessidade para se atingir a supremacia sobre o inimigo. Neste âmbito, e desde os primórdios da aviação no início do século XX que o homem explora as potencialidades dos UAV, tendo esta tecnologia ganho destaque nos últimos anos pela sua capacidade de conduzir missões sem pôr em risco vidas humanas.

Para além disso, com a evolução da nanotecnologia houve a capacidade de desenvolvimento de novos dispositivos, fabricados a uma escala nanométrica, nomeadamente os dispositivos designados por nanoantenas ou antenas óticas, que têm atualmente sido alvo de atividade de investigação e desenvolvimento, procurando atingir a possibilidade de confinar a radiação eletromagnética em dimensões espaciais mais pequenas que o comprimento de onda da luz no ar.

A presente dissertação tem como objetivos estudar e caracterizar, numa perspetiva clássica, uma nanoantena ótica que possa ser integrada no emissor ou recetor de um sistema de comunicações óticas de um UAV. O trabalho de simulação no desenvolvimento da nanoantena foi feito com recurso ao programa de simulação *COMSOL Multiphysics*.

Palavras Chave

Nanoantena ótica, UAV, antena planar, COMSOL *Multiphysics*

Abstract

Throughout history, technological evolution, for the Armed Forces have emerged as a necessity to achieve supremacy over the enemy. In this context, and since the beginning of aviation in the early twentieth century, man has explored the potential of UAV. This technology has gained prominence recently for its ability to conduct missions without endangering human lives.

Moreover, with the evolution of nanotechnology, there was the ability to develop new devices manufactured at a nanometric scale, namely the devices called nanoantennas or optical antennas, which have currently been the target of intense research and development activity, seeking to achieve the possibility of confining electromagnetic radiation in spatial dimensions smaller than the wavelength of light in air.

The present dissertation aims at studying and characterizing, from a classical perspective, an optical nanoantenna that can be integrated into the emitter or receiver of an optical communication system of a UAV. The simulation work in the development of the nanoantenna was done using the software simulation program COMSOL Multiphysics.

Keywords

Optical nanoantenna, UAV, planar antenna, COMSOL Multiphysics

Índice Geral

Introdução	1
Enquadramento e Definição do Problema	1
Motivação e Objectivos	2
Organização da Dissertação	4
1 Estado da Arte	5
1.1 Contextualização do UAV	6
1.1.1 Conceito e Classificação	6
1.1.2 Sistemas de Comunicação	7
1.1.3 Antenas Aplicadas em <i>Unmanned Aerial Vehicles (UAV)</i> 's	8
1.2 Antenas planares	9
1.2.1 Antenas SPAR	9
1.3 Nanoantenas Óticas	10
1.3.1 Dispositivos existentes	11
2 Antenas Planares de RF	13
2.1 Introdução	14
2.2 Estrutura e características básicas das antenas planares	14
2.3 Métodos analíticos para estudo de antenas planares de RF	15
2.3.1 Método da linha de transmissão	16
2.3.2 Método da Cavidade	20
2.4 Métodos de excitação	21
2.4.1 Excitação por linha <i>microstrip</i>	21
2.4.2 Excitação por cabo coaxial ou sonda	22
2.4.3 Excitação por Acoplamento de proximidade	23
2.4.4 Excitação por Abertura de acoplamento	24
2.5 Conclusões	24

3	Dimensionamento e Simulação da Nanoantena	27
3.1	Introdução	28
3.2	COMSOL Multiphysics	28
3.3	Configuração do elemento da nanoantena (<i>patch</i>)	29
3.3.1	Dimensionamento do <i>patch</i> da nanoantena	29
3.3.2	Simulação da nanoantena com <i>single patch</i>	33
3.3.3	Otimização do <i>patch</i>	37
3.4	Dimensionamento e simulação de um nanoagregado	39
3.5	Conclusões	47
4	Análise de resultados e conclusões	49
4.1	Introdução	50
4.2	Considerações Finais	50
4.3	Contribuições Originais	51
4.4	Perspetivas de Trabalho Futuro	52
	Referências Bibliográficas	53

Índice de Figuras

1	<i>Black Hornet Nano</i>	2
1.1	Exemplos de antenas utilizadas em UAVs.	8
1.2	Comparação entre as topologias das antenas de radiofrequência e das antenas óticas.	10
1.3	Antena Ótica Monopolo integrada num a sonda NSOM.	11
1.4	Antenas óticas do tipo dipolo: (a)-(b) Antenas Dipolo (c) Antena Bowtie.	12
1.5	Antena Ótica Yagi-Uda de cinco elementos.	12
2.1	Geometria Retangular da antena <i>patch</i>	14
2.2	Vista lateral dos campos eletromagnéticos propagados no dielétrico.	16
2.3	Comprimento físico e efetivo do <i>patch</i>	17
2.4	Circuito equivalente da linha de transmissão.	18
2.5	Geometria de uma antena planar adaptada por <i>inset feed</i>	20
2.6	a) Excitação através de linha <i>microstrip</i> . b)Esquema elétrico equivalente de uma antena alimentada por linha <i>microstrip</i>	22
2.7	a) Antena planar alimentado por cabo coaxial b) Esquema elétrico equivalente de uma antena alimentada por cabo coaxial.	23
2.8	a) Antena <i>microstrip</i> alimentado por acoplamento de proximidade b) Esquema elétrico equivalente de uma antena alimentada por acoplamento de proximidade.	23
2.9	a) Antena planar alimentado por abertura de acoplamento b) Esquema elétrico equivalente de uma antena alimentada por abertura de acoplamento.	24
3.1	Representação da nanoantena no <i>COMSOL Multiphysics</i> com ($W = 10.113, L = 7.96584, W_0 = 1.01254, y_0 = 3.53051, x_0 = \frac{w_0}{2}$) todas as dimensões em μm	31
3.2	Representação total da nanoantena no <i>COMSOL Multiphysics</i> com plano terra e <i>Far-Field</i> definido.	32
3.3	Representação de gráfica $ S_{11} _{dB}$ da nanoantena com o dimensionamento teórico em função da frequência.	33

3.4	Distribuição do Campo Elétrico na superfície do <i>patch</i> ($f_r = 8.9 THz$).	34
3.5	Distribuição do Campo Elétrico na superfície do <i>patch</i> ($f_r = 17.09 THz$).	34
3.6	Diagrama de radiação do <i>patch</i> ($f_r = 8.9 THz$).	35
3.7	Diagrama de radiação do <i>patch</i> ($f_r = 17.09 THz$).	35
3.8	Diagrama de Radiação 3D do <i>patch</i> ($f_r = 8.09 THz$).	36
3.9	Diagrama de Radiação 3D do <i>patch</i> ($f_r = 17.09 THz$).	36
3.10	Representação de gráfica $ S_{11} _{dB}$ da nanoantena com o dimensionamento otimizado. . .	38
3.11	Representação polar do diagrama de radiação da nanoantena <i>single patch</i> otimizada no plano E e H.	38
3.12	Distribuição do Campo Elétrico na superfície do <i>patch</i> otimizado ($f_r = 8.98 THz$).	39
3.13	Diagrama de Radiação 3D do <i>patch</i> otimizado ($f_r = 8.98 THz$).	39
3.14	Representação frontal do agregado com 32 <i>patch</i> no <i>COMSOL Multiphysics</i> ($W = 16.1808\mu m$ e $L = 6.3728\mu m$).	40
3.15	Representação total do agregado com 32 <i>patch</i> no <i>COMSOL Multiphysics</i>	40
3.16	Configuração da fase do <i>lumped port</i>	41
3.17	Diagrama de Radiação 3D do agregado ($f_r = 8.98 THz$ e $\phi = \frac{\pi}{2}$).	42
3.18	Representação polar do diagrama de radiação do agregado no plano E para $\phi = \frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{3}$ e $\frac{2\pi}{3}$	43
3.19	Representação polar do diagrama de radiação do agregado no plano E para $\phi = \frac{5\pi}{6}$ e $\frac{\pi}{6}$	44
3.20	Diagrama de Radiação 3D do agregado ($f_r = 8.98 THz$ e $\phi = \frac{\pi}{2}$).	45
3.21	Diagrama de Radiação 3D do agregado ($f_r = 8.98 THz$ e $\phi = \frac{\pi}{3}$).	45
3.22	Diagrama de Radiação 3D do agregado ($f_r = 8.98 THz$ e $\phi = \frac{2\pi}{3}$).	46
3.23	Diagrama do ganho do agregado ($f_r = 8.98$).	47

Índice de Tabelas

1.1	Classificação dos UAV segundo a NATO	7
3.1	Dimensionamento teórico da nanoantena	31
3.2	Dimensionamento otimizado da nanoantena	37
3.3	Fase Aritmética para os diferentes <i>lumped ports</i> , indentificados pelo seu nome de <i>lumped port</i>	41

Acrónimos

BrigMec	Brigada Mecanizada
BrigInt	Brigada de Intervenção
CIAFA	Centro de Investigação da Academia da Força Aérea
CINAMIL	Centro de Investigação, Desenvolvimento e Inovação da Academia Militar
FA	Forças Armadas
GHz	<i>Gigahertz</i>
GCS	Ground Control Station
EP	Exército Português
ERec	Esquadrão de Reconhecimento
ESPAR	<i>Electronically Steerable Passive Array Radiator</i>
ISR	<i>Intelligence, Surveillance and Reconnaissance</i>
ISTAR	<i>Intelligence, Surveillance, Target Acquisition and Reconnaissance</i>
LAME	<i>Low Altitude Medium Endurance</i>
MTOW	<i>Maximum Take-Off Weight</i>
NATO	North Atlantic Treaty Organization
NAV	<i>Nano Air Vehicles</i>
MAV	<i>Micro Air Vehicles</i>
OTAN	Organização do Tratado do Atlântico Norte
P-ESPAR	<i>Planar Electronically Steerable Parasitic Array Radiator</i>

QO	Quadro Orgânico
RAM	Revolução nos Assuntos Militares
RF	Radiofrequência
SERS	<i>Surface-enhanced Raman Scattering</i>
SPAR	<i>Switched Parasitic Array Radiator Antennas</i>
TO	Teatro de Operações
THz	<i>Terahertz</i>
UAS	<i>Unmanned Aircraft System</i>
UAV	<i>Unmanned Aerial Vehicles</i>

Introdução

Enquadramento e Definição do Problema

A condução dos conflitos militares está cada vez mais dependente da tecnologia. Uma das ferramentas tecnológicas que aumenta a eficácia das operações militares são os *Unmanned Aerial Vehicles* (UAV). A grande capacidade destes dispositivos de fornecer Informações do Teatro de Operações (TO) sem pôr em risco vidas humanas surpreendeu e fez com que os projetos sobre UAV em desenvolvimento nos centros de pesquisa militares em todo o mundo fossem acelerados [1].

As ameaças atuais caracterizam-se pela sua assimetria, globalidade e imprevisibilidade. O sucesso de cada missão depende, em larga escala das Informações, que assumem um papel fulcral para o conhecimento do ambiente operacional, do inimigo, do terreno e de considerações de âmbito civil, que são fatores fundamentais para o comando e controlo das forças e para o emprego eficaz dos meios disponíveis [2]. Existe por isso uma necessidade de desenvolver meios interoperáveis capazes de contribuir para essa função no TO, quer em tempo de paz quer em tempo de crise ou guerra [3].

Os Estados devido ao desenvolvimento tecnológico e às ameaças presentes têm reequipado as suas Forças Armadas (FA), ajustado as suas doutrinas e feito alterações significativas na organização e treino das forças. Esta alteração da Defesa, designa-se por Revolução nos Assuntos Militares (RAM), e tem como principal função a utilização das tecnologias de informação para aumentar a capacidade de recolha de informação e a automatização do seu tratamento em tempo real [4], [5].

Os UAV devido à sua flexibilidade e capacidade de projeção têm um papel decisivo na RAM, para além do apoio aos comandantes durante o planeamento, coordenação e execução das operações e através da obtenção de Informações (*Intelligence*), estes podem ainda fornecer capacidade ofensiva em combate próximo [3].

O Exército Português (EP) tem em Quadro Orgânico (QO) atualmente, as seguintes unidades com meios UAV: o Batalhão *Intelligence, Surveillance, Target Acquisition and Reconnaissance* (ISTAR), a Bateria de Aquisição de Objetivos, o Esquadrão de Reconhecimento (ERec) da Brigada Mecanizada (BrigMec) e o ERec da Brigada de Intervenção (BrigInt) com UAV do tipo *Low Altitude Medium Endurance* (LAME) e mini-UAV [6].

Atualmente, começam a surgir duas novas classes de UAV chamados *Micro Air Vehicles* (MAV) e *Nano Air Vehicles* (NAV), graças às pequenas e compactas dimensões dos componentes eletrônicos que integram esses veículos. Devido às suas pequenas dimensões, os MAV e NAV podem operar em situações a que os UAV's de maiores dimensões não têm acesso, tais como áreas inacessíveis e/ou contaminadas.

Os NAV's são definidos como pequenos veículos aéreos com um alcance inferior a 1 km, uma altitude máxima de voo em torno de 100 m, uma autonomia inferior a uma hora e um *Maximum Take-Off Weight* (MTOW) de 25 g. Os MAV's são definidos com 5 kg de MTOW dispondo de uma autonomia de cerca de 1 hora e um alcance a rondar os 10 km [7].

As principais aplicações dos MAV's e NAV's são de *Intelligence, Surveillance and Reconnaissance* (ISR). Estes UAV podem fornecer uma visão geral e rápida da área circundante aos militares. Graças ao seu tamanho reduzido destes UAV a sua utilização para reconhecimento em edifícios fornece uma vantagem tática muito útil. Além disso, podem transportar sensores específicos, como de gás, de radiação ou outros sensores usados para localizar ameaças nucleares, biológicas, químicas ou radiológicas (NBQR) [7]. Atualmente o principal UAV com estas características usado pelos países da Organização do Tratado do Atlântico Norte (OTAN) é o *Black Hornet* (figura [1]) que pesa cerca de 18g e está equipado com uma câmara que fornece imagens e vídeo em tempo real, dispondo de uma autonomia de 20 a 25 minutos, uma velocidade máxima de 18 km/h e um alcance de 1,6 km [8].



Figura 1: *Black Hornet Nano*

Motivação e Objectivos

Esta dissertação conta com a colaboração do Centro de Investigação da Academia da Força Aérea (CIAFA) e do Centro de Investigação, Desenvolvimento e Inovação da Academia Militar (CINAMIL) e tem como objetivos: estudar e simular o comportamento de uma nanoantena ótica; estabelecer analogias entre a teoria clássica de antenas e da difração de ondas eletromagnéticas, transportando-a para os domínios óticos; e dimensionar a estrutura de uma nanoantena ótica que possa ser integrada num emissor ou recetor de um sistema de comunicações óticas de um UAV.

Esta dissertação de mestrado surge numa perspetiva de âmbito militar. A utilização de UAV é uma ferramenta cada vez mais importante na condução de operações militares e missões ISR nos TOs. Cada vez mais os Exércitos modernos consideram estes meios, ferramentas essenciais para missões de Reconhecimento. O EP não ficando atrás, tem desenvolvido a sua capacidade ISTAR, contemplando os quadros orgânicos dos Elementos da Componente Operacional do Sistema de Forças com UAV [3].

A escolha deste tema para dissertação de mestrado baseia-se numa perspetiva de interesse, não apenas pessoal, mas também profissional como futuro oficial da Arma de Transmissões dos Quadros Permanentes do Exército Português, sendo desafiante abordar assuntos inovadores, que podem contribuir para uma melhoria de desempenho das Forças Armadas Portuguesas. Posto isto, a presente dissertação surge no contexto da melhoria dos sistemas de comunicação dos UAV. A evolução tecnológica impõe novos desafios a estes sistemas, surgindo, em particular a necessidade de melhorar e reduzir ainda mais o seu tamanho. O principal desafio associado à utilização de UAV é a necessidade de ligações de dados para controlo do voo, monitorização da aeronave e transmissão dos dados recolhidos pelos seus sensores.

A presente dissertação vem no seguimento de cinco dissertações anteriores, do Capitão Pedro Marques, dos Tenentes António Carneiro, João Pinto e Ricardo Oliveira, que tiveram como objetivo otimizar o sistema de transmissão do UAV através de uma antena do tipo *Planar Electronically Steerable Parasitic Array Radiator* (P-ESPAR). E ainda a dissertação do Capitão Rui Gomes, que teve como objetivo estudar uma antena ótica para ser integrada no emissor ou recetor de um sistema de comunicações óticas inter-satélites. Esta antena ótica acompanha o crescente desenvolvimento dos sistemas UAV melhorando as características do seu sistema de transmissão, beneficiando da recente evolução da nanotecnologia, que possibilita o estudo e fabrico de dispositivos a uma escala nanométrica, nomeadamente as designadas nanoantenas óticas.

Organização da Dissertação

A presente dissertação de mestrado encontra-se dividida em cinco capítulos. Cada um dos capítulos está organizado em subcapítulos, onde se encontram aprofundados e especificados os temas abordados.

Assim sendo a dissertação de mestrado está estruturada da seguinte forma:

Capítulo 1 - Este capítulo consiste na definição do problema e o seu enquadramento, sendo apresentada a motivação e os objetivos que se pretendem alcançar.

Capítulo 2 – Neste capítulo será abordado o estado da arte caracterizando a evolução dos UAVs e a comunicação e meios de comunicação utilizados por estas plataformas até à atualidade.

Capítulo 3 – Neste capítulo serão referidos os aspetos gerais das antenas planares, os métodos de análise para patches de geometrias retangulares, principalmente os métodos analíticos. Após a fase de apresentação do modelo teórico serão referidos os métodos de excitação, assim como as vantagens e desvantagens da utilização de cada um deles.

Capítulo 4 – Este capítulo inicia-se com uma explicação das características e possibilidades do software utilizado para a simulação da nanoantena, sendo de seguida apresentado o trabalho de dimensionamento e simulação de uma nanoantena que cumpra os objetivos expostos no Capítulo 1.

Capítulo 5 – Neste capítulo apresenta-se a análise de resultados obtidos no desenvolvimento da dissertação e respetivas conclusões. São também apresentadas as contribuições originais, e são indicadas perspetivas de trabalhos futuros.

1

Estado da Arte

Conteúdo

Enquadramento e Definição do Problema	1
Motivação e Objectivos	2
Organização da Dissertação	4

1.1 Contextualização do UAV

Atualmente os *Unmanned Aerial Vehicles* (UAV) surgem no contexto do desenvolvimento tecnológico dos sistemas de armas dos exércitos, visando obterem vantagens significativas nos teatros de operações [9].

O voo não tripulado surge impulsionado pela necessidade de realizar operações sem pôr em risco os seus tripulantes. O aparecimento das primeiras aeronaves não tripuladas remonta à Primeira Guerra Mundial onde eram usadas como *target-drones*, funcionando como alvos no treino de operadores de armas antiaéreas. Com o aparecimento dos sistemas de controlo por via rádio, conceito proposto e demonstrado por Nikolas Tesla em 1898, permitiu a sua utilização na Segunda Guerra Mundial para conduzir ataques aéreos por parte do exército americano através de um veículo aéreo não tripulado. Após o fim da Segunda Guerra Mundial e com o aproximar da Guerra Fria houve um grande interesse nas missões de reconhecimento e vigilância e, vários UAV foram projetados e desenvolvidos neste âmbito. Os sistemas UAV tornaram-se mais sofisticados, como requisitos operacionais e de segurança das comunicações, ganhando assim um lugar de destaque, não só nas missões de reconhecimento e vigilância mas também em missões de aquisição e eliminação de alvos [10].

Pela primeira vez em 1995 na Guerra dos Balcãs foram empregues UAV por parte da North Atlantic Treaty Organization (NATO), e desde aí têm sido aplicados em teatros de operações como o Iraque, Afeganistão e Síria [3]. Portugal em 2011, numa missão de ISR no Kosovo, utilizou o UAC AR4 Light Ray, projeto desenvolvido integralmente em Portugal (incluindo o fabrico do UAV), marcando assim a primeira utilização de um sistema UAV num TO por parte do EP [11]. Atualmente, Portugal continua a empregar estes sistemas em TO, principalmente, em missões da Organização das Nações Unidas, como é o caso da República Centro Africana [12].

1.1.1 Conceito e Classificação

O Departamento de Defesa dos EUA, define os UAVs como *“Veículos aéreos com motor não tripulados, que utilizam forças aerodinâmicas para sustentação, podem operar de modo autónomo ou ser pilotados remotamente, ser abandonados ou recuperados, podem também transportar cargas letais ou não. Veículos balísticos ou semi-balísticos, mísseis de cruzeiro e projéteis de artilharia não são considerados veículos aéreos não tripulados”* [13].

É importante não confundir o conceito de UAV com o de *Unmanned Aircraft System* (UAS). O UAS é um sistema que engloba para além do subsistema UAV, todos os subsistemas a este associado, como o Sistema de Comunicação, a Ground Control Station (GCS), a carga útil (*payload*), de lançamento e recuperação e de todo o equipamento necessário para o operar e controlar o UAS [10].

A classificação dos UAV é feita segundo características relacionadas com o seu desempenho como,

por exemplo, tamanho, peso, autonomia, altitude máxima, categoria de motor, entre outros. A tabela [1.1] apresenta a classificação feita pela NATO baseada na massa, alcance, altitude de voo e endurance [10].

Classe	Categoria	Massa [kg]	Alcance [km]	Altitude de voo [m]	Endurance [h]
I	Micro	<5	<10	250	1
	Mini	2-20	<10	<300	<2
	Small – LAME (Low Altitude, Medium Endurance)	25-150	<200	<3000	10-18
II	Tático	150-600	>200	<3000	24
III	MALE (Medium Altitude, Long Endurance)	1000-1500	>500	3000	24-48
	HALE (High Altitude, Long Endurance)	2500-5000	>2000	20000	24-48

Tabela 1.1: Classificação dos UAV segundo a NATO

Os NAV definem-se na Classe I antes da categoria micro.

1.1.2 Sistemas de Comunicação

A comunicação entre o UAV e a Estação Base abrange a ligação ascendente (*uplink*) que consiste na transmissão de sinais de comando e controlo da Estação Base para o UAV e a descendente (*downlink*) que consiste na transmissão de informação do estado do UAV e de informação registada por sensores/câmaras que equipam o UAV. Esta capacidade de comunicação bidirecional garante a versatilidade e ampla capacidade dos sistemas UAV, dado que sem esta o UAV ficaria reduzido a um simples sistema de drone [10].

Para estabelecer a comunicação entre o UAV e a Estação Base existem três possibilidades em termos da gama de frequências a utilizar: frequências óticas, rádios frequências ou feixes laser, devendo qualquer uma delas garantir uma transmissão segura e fiável.

O método de comunicação em frequências óticas apresenta limitações principalmente devido à absorção atmosférica, o que reduz significativamente o seu alcance e fiabilidade [14]. A comunicação por feixe laser acarreta também limitações no seu alcance, devido à elevada atenuação atmosférica

que afeta a propagação das ondas nesta gama de frequências. Pelas razões acima mencionadas, a transmissão via rádio é o método empregue atualmente nos sistemas de comunicação dos UAV.

A NATO contribuiu para a resolução da *European Union's Radio Spectrum Policy*, que estabelece um equilíbrio entre as exigências do espectro por parte das entidades civis e militares. Assim sendo, as frequências no intervalo 1 *Gigahertz* (GHz) – 3 GHz são as mais pretendidas para esta categoria de sistemas [15].

Na simulação da nanoantena projetada neste trabalho, a gama de trabalho de frequências utilizada situa-se na banda dos *Terahertz* (THz).

1.1.3 Antenas Aplicadas em UAV's

Existem várias categorias de antenas para as diferentes aplicações do sistema de comunicações. Uma antena tem três propriedades fundamentais: ganho, diretividade e rendimento, e consiste num dispositivo passivo que redireciona a energia que recebe do emissor. As antenas podem ser direcionais ou omnidirecionais. As antenas omnidirecionais são usadas quando é necessária uma cobertura uniforme em todas as direções no plano horizontal da antena permitindo vários graus de cobertura no plano vertical. As antenas direcionais concentram a energia numa direção específica e à medida que o seu ganho aumenta, a distância de cobertura também aumenta [16].

No caso dos UAV, as necessidades da aeronave é que ditam o dimensionamento das antenas, estando ainda o seu projeto limitado por características aerodinâmicas da aeronave. O peso e a robustez dos UAVs são fatores fundamentais principalmente em aplicações militares.

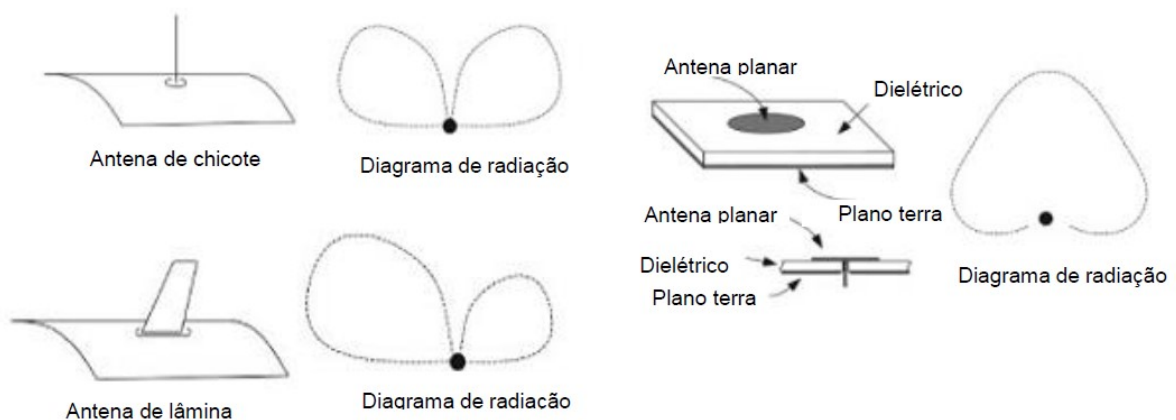


Figura 1.1: Exemplos de antenas utilizadas em UAVs [17].

As antenas normalmente utilizadas para UAV são as planares, as de chicote e as de lâmina. As antenas planares são as mais utilizadas, pois têm a versatilidade de ser usadas como antenas om-

nidirecionais ou direcionais o que as torna muito flexíveis. A nível aerodinâmico são as que menos interferem com a aerodinâmica da estrutura do UAV [9]. Assim, será a antena planar a referência de simulação e posterior construção da nanoantena estudada na presente dissertação. Exemplos deste tipo de antena podem ser observados na Figura [1.1].

1.2 Antenas planares

A antena planar é constituída por um elemento impresso metálico (*patch*) de espessura reduzida colocado sobre um substrato dielétrico, que tem na sua parte inferior do substrato um plano-terra. As características de radiação da antena são determinadas pelo valor da constante dielétrica do substrato e da sua espessura, e das dimensões e a geometria do *patch*.

As antenas planares apresentam grandes vantagens frente às antenas convencionais, nomeadamente:

- Volume e peso reduzidos;
- Fabrico simples e económico, com a utilização de tecnologia de produção de circuitos impressos;
- Fácil adaptação a diferentes superfícies, dependendo da flexibilidade do substrato;
- Possibilidade de projeto com frequências múltiplas, através da modificação das dimensões do elemento ressonante.

De entre o conjunto de antenas planares, ao nível da comunicação de UAV são as antenas SPAR, as que têm adquirido mais protagonismo.

1.2.1 Antenas SPAR

Ao longo dos últimos anos, as antenas designadas inteligentes têm sido estudadas extensivamente devido às suas vantagens de melhorar a capacidade dos sistemas de comunicação sem fios e reduzir a interferência dos utilizadores vizinhos na mesma área. Designadas por *Switched Parasitic Array Radiator Antennas* (SPAR), estas antenas permitem controlar o diagrama de radiação e ajustar o lobo principal de radiação para uma determinada direção específica, e orientar os nulos de radiação para os sinais interferentes. Este processo pode ser realizado através do controlo de reactâncias com díodos *varicap* sendo designado por *beamforming* [18].

De entre as inúmeras antenas SPAR, a antena *Electronically Steerable Passive Array Radiator* (ESPAR) é a mais empregue nos sistemas de comunicação sem fios. Estas antenas são constituídas por N elementos, sendo que um elemento está ativo e os restantes são elementos parasitas acoplados ao elemento ativo. Cada elemento parasita está associado a uma reactância variável implementada

por díodos *varicap*. A variação das reactâncias conduz a uma alteração da direção do máximo de radiação da antena, podendo este ser direcionado para a direção pretendida. A reactância carregada eletronicamente modifica o comportamento de cada elemento parasita; quando a reactância é capacitiva o respetivo elemento terá um carácter diretor, e a reactância for indutiva o elemento apresentará um carácter refletor [19].

1.3 Nanoantenas Óticas

As nanoantenas óticas em termos de topologia são análogas às antenas de Radiofrequência (RF) e de microondas, mas existem diferenças cruciais nas suas propriedades físicas bem como nos comprimentos caraterísticos, que são inferiores ao comprimento de onda [20].

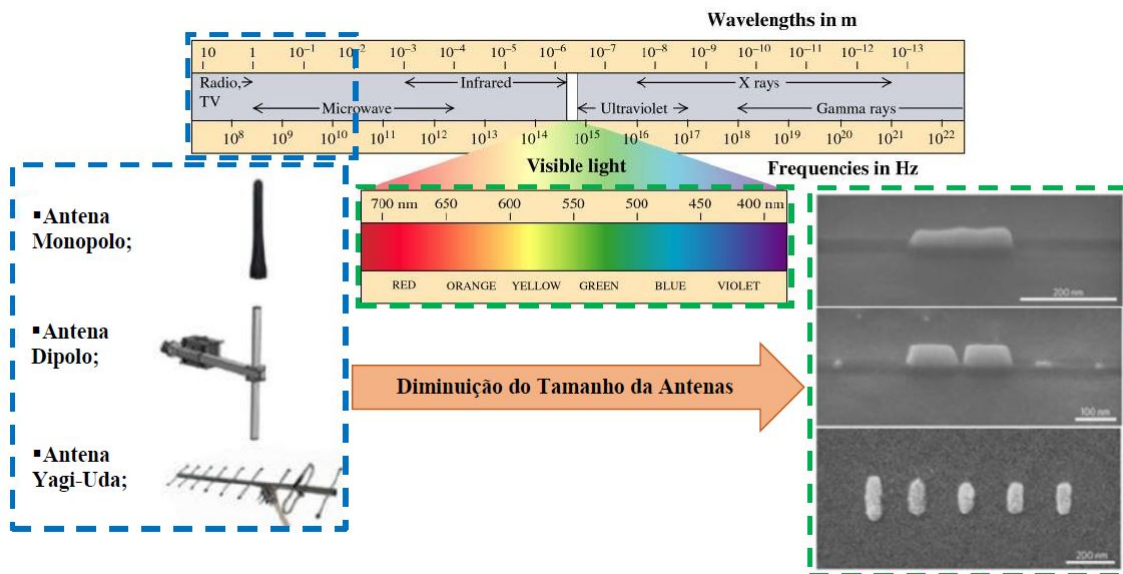


Figura 1.2: Comparação entre as topologias das antenas de radiofrequência e das antenas óticas [21].

O objetivo das antenas óticas é equivalente ao das antenas de RF: otimizar a transferência de energia entre um emissor e um recetor, com a possibilidade de confinar a energia do campo eletromagnético numa determinada região, que no caso das antenas óticas tem dimensões muito pequenas levando a uma elevada resolução espacial [22]. O mesmo mecanismo de transferência de energia também ocorre em nanoestruturas metálicas na gama ótica: a radiação eletromagnética pode ser ligada de forma ressonante aos eletrões livres de metais nobres, resultando em concentrações intensas e localizadas de energia na superfície da nanoestrutura. Aquele fenómeno ressonante é conhecido na literatura como *surface plasmon resonance* (SPR). Assim, uma nanoestrutura metálica pode funcionar como uma antena ótica [23].

1.3.1 Dispositivos existentes

Há cada vez um maior interesse na exploração das propriedades óticas de nanoestruturas metálicas e das nanopartículas. Com o avanço da nanotecnologia e das diferentes técnicas de fabricação, é possível atualmente fazer antenas cada vez menores e com diversos formatos.

A antena ótica monopolo ilustrada na figura 1.3, integrada numa sonda NSOM (Nearfield Scanning Optical Microscopy), é um exemplo das antenas óticas mais simples.

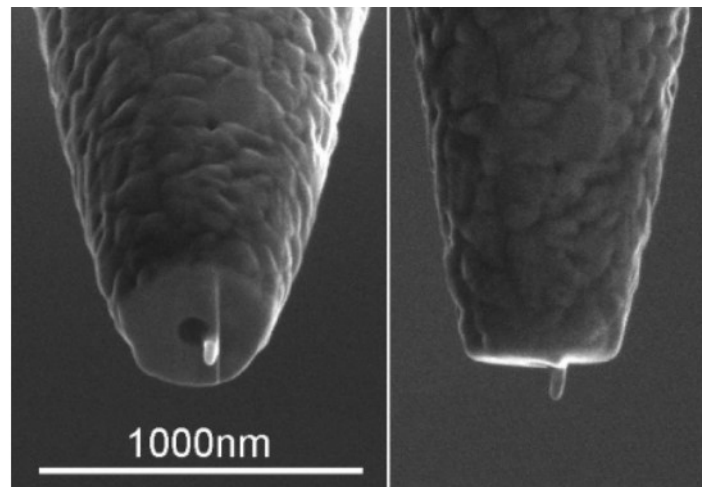


Figura 1.3: Antena Ótica Monopolo integrada numa sonda NSOM [24].

As antenas óticas monopolo podem ser utilizadas para melhorar a eficiência da sonda ótica de campo próximo (*near-field*), que tem uma resolução espacial abaixo do limite de difração. Esta resolução é atingida através da introdução de uma cobertura metálica e da utilização de fibra ótica na sonda com uma fenda de tamanho muito menor que o comprimento de onda [24].

Outro tipo importante de antena é a antena ótica dipolo constituída por duas antenas óticas monopolo separadas por uma pequena abertura (*gap*). Estas antenas têm sido amplamente utilizadas para sondas óticas no campo próximo. Na ressonância, foi observado um forte reforço do campo na abertura de uma antena ótica, fabricada com um dipolo de ouro de dimensões nanométricas [25], [21].

Com a antena ótica denominada por Bowtie, que é uma variante de antena dipolo, constituída por duas peças metálicas com forma triangular, foi possível observar que um aumento do campo elétrico várias ordens de magnitude pode modificar a emissão de luz por uma molécula [25].

Além disso, técnicas espectroscópicas como *Surface-enhanced Raman Scattering* (SERS), na presença de um campo elétrico fortemente localizado, permitiram a deteção ótica e a espectroscopia de uma única molécula [25].

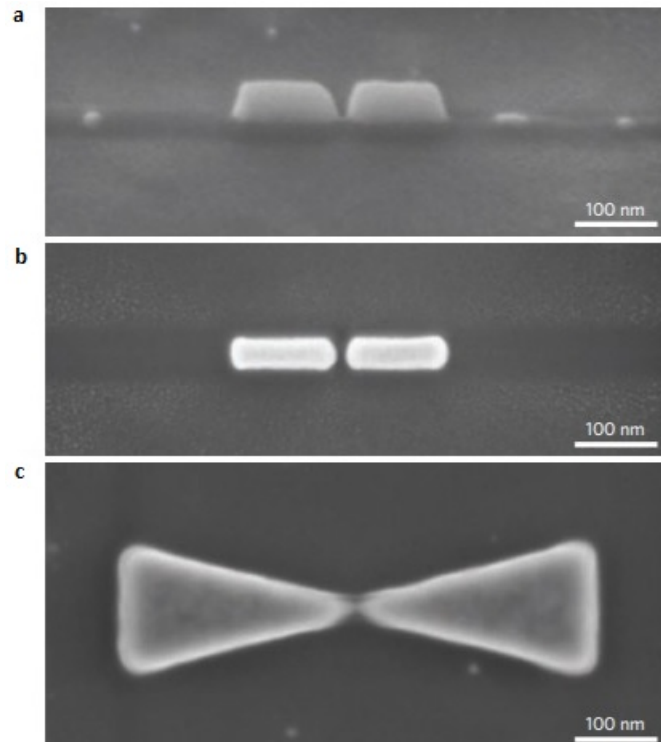


Figura 1.4: Antenas óticas do tipo dipolo: (a)-(b) Antenas Dipolo (c) Antena Bowtie [22].

As antenas Yagi-Uda são outro exemplo de antenas óticas mais complexas. Atualmente, devido à sua alta directividade, estas antenas são muito utilizadas em aplicações específicas, nomeadamente em tecnologia da informação quântica, armazenamento de dados de alta densidade, sensores óticos e biológicos, e sistemas de imagiologia médica [26].

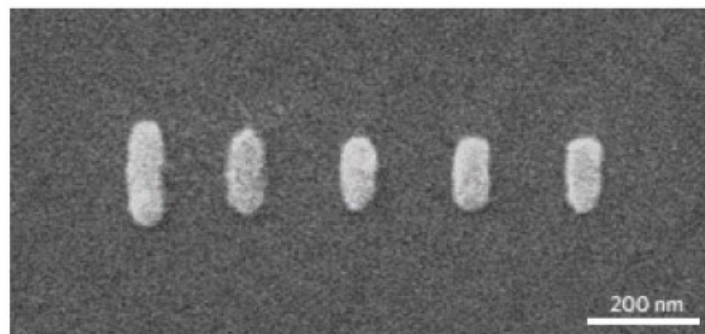


Figura 1.5: Antena Ótica Yagi-Uda de cinco elementos [27].

Na figura 1.5 está representada uma antena ótica Yagi-Uda com cinco elementos: o elemento refletor, o elemento de alimentação e os elementos diretores. A distância típica entre os elementos é cerca de um quarto do comprimento de onda, $\frac{\lambda}{4}$. Variando a geometria dos parâmetros e os materiais é possível alterar a gama de frequências de operação da antena.

2

Antenas Planares de RF

Conteúdo

1.1	Contextualização do UAV	6
1.2	Antenas planares	9
1.3	Nanoantenas Óticas	10

2.1 Introdução

Atualmente as antenas planares de RF são uma solução comum para aplicações onde as dimensões da antena, custo, performance/desempenho e perfil aerodinâmico se apresentam como restrições são parâmetros determinantes. Aquelas antenas apresentam uma grande versatilidade em relação à frequência de ressonância, polarização e impedância, para além de terem um custo de fabrico relativamente baixo e permitirem uma boa adaptabilidade a vários tipos de superfícies [28].

Na primeira secção deste capítulo (2.2) apresentam-se algumas das características básicas das antenas planares, bem como as vantagens e desvantagens deste tipo de antenas.

Na segunda Secção (2.3), são apresentados os métodos analíticos necessários para o dimensionamento do patch da antena planar. Os métodos de análise considerados são para geometrias retangulares.

Na ultima secção (2.4), são abordados os métodos de excitação utilizados para excitar as antenas planares, bem como as respetivas vantagens e desvantagens.

2.2 Estrutura e características básicas das antenas planares

As antenas planares consistem num elemento metálico (*patch* metálico ou elemento radiante) de espessura muito reduzida ($t \ll \lambda_0$, onde λ_0 representa o comprimento de onda em espaço livre) colocado sobre um substrato dielétrico, que por sua vez é colocado sobre um plano metálico. A distância do elemento radiante ao plano terra corresponde a uma fração pequena do comprimento de onda ($h \ll \lambda_0$, tipicamente $0,003\lambda_0 \leq h \leq 0,05\lambda_0$). Os substratos utilizados em antenas planares têm uma constante dielétrica (ϵ_r) compreendida entre $2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$, cujo sendo o valor exato determinado pelo tipo de substrato utilizado [28].

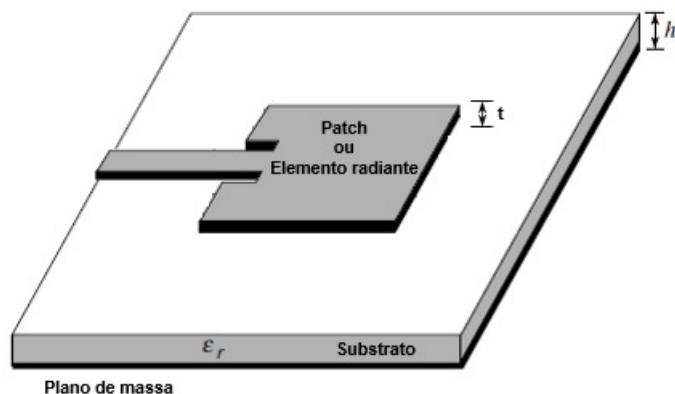


Figura 2.1: Geometria Retangular da antena *patch*.

Este tipo de antenas apresentam inúmeras características vantajosas, tal como mencionadas no capítulo 1, secção (1.2), mas possuem também algumas desvantagens, nomeadamente [28]:

- Baixo ganho;
- Radiações indesejáveis ou radiações espúrias (linha de alimentação, ondas de superfície) o que originam um comportamento indesejável da antena;
- Baixa capacidade de potência devido às próprias características da estrutura da *microstrip*;
- Uma polarização pura é difícil de alcançar;
- Uma eficiência reduzida em agrupamentos de antenas devido às perdas nas linhas de rede de alimentação;
- Fator de qualidade (Q) alto o que implica largura de banda estreita.

Apesar das desvantagens acima mencionadas, existem técnicas para as mitigar: por exemplo, o aumento da espessura do substrato (h) que leva a um aumento da largura de banda da antena, uma vez que o fator de qualidade total da antena diminui. Também o recurso a agregados de antenas pode contribuir para melhorar o ganho, a eficiência e certas características que seriam, de outra forma, inatingíveis [28].

Relativamente à geometria do *patch* da antena planar esta pode ter várias configurações tais como: quadrada, retangular, circular, triangular, ect. A geometria e as dimensões do próprio *patch* determinam as características de radiação da antena, ou seja, a forma e tamanho do *patch* afetado pelo valor da constante dielétrica e espessura do substrato indicam as características de radiação da antena [28].

2.3 Métodos analíticos para estudo de antenas planares de RF

As antenas planares exigem uma análise bastante complexa, devido à existência de dielétricos não homogêneos, à diversidade de excitações e à variedade de possíveis configurações dos elementos do *patch*. Recorre-se, por isso a métodos de análise simplificados que permitam obter um melhor entendimento dos princípios de funcionamento e características da antena.

A análise das antenas planares podem ser realizada através dos métodos analíticos ou dos métodos de onda completa. Nos métodos analíticos está incluído o método da linha de transmissão e da cavidade. O método dos momentos e o método dos elementos finitos são alguns dos métodos de onda completa [28]. Dada a complexidade dos métodos de onda completa os métodos escolhidos para uma primeira análise teórica da antena planar foram os métodos analíticos. Os métodos de onda completa foram usados posteriormente no estudo de simulação permitindo caracterização da antena.

2.3.1 Método da linha de transmissão

Para o modelo do método da linha de transmissão, o elemento *patch* é o elemento ressonante da linha de transmissão onde a impedância característica (Z_c) e a constante de fase de propagação (β) são determinados pelos parâmetros do substrato e dimensões da antena [28].

A permitividade elétrica relativa (ϵ_{reff}) apresenta um valor efetivo que varia em função da largura do *patch* (W), para frequências baixas ela aproxima-se do valor da constante dielétrica do substrato (ϵ_r), sendo calculada através da seguinte expressão, segundo a condição $\frac{W}{h} > 1$ [28]:

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W}\right]^{-\frac{1}{2}} \quad (2.1)$$

onde h representa a espessura do substrato.

Um *patch* retangular pode ser aproximado por uma linha de transmissão *microstrip*, que está em aberto em ambas as extremidades com exceção do ponto de alimentação, onde está ligada uma linha *microstrip* de largura menor. Por sua vez, a linha *microstrip* pode ser aproximadamente descrita por um guia de onda retangular cujas extremidades são condutores magnéticos perfeitos. Como a largura (W) e comprimento (L) do *patch* possuem dimensões finitas, os campos eletromagnéticos propagados ao longo do elemento radiante encontram uma descontinuidade nas bordas do *patch*, nesse ponto, devido à mudança da largura (W) do *patch*, são gerados campos difratados (*fringing fields* ou efeitos de bordos) nas extremidades do *patch*, tal como representado na figura (3.2). A intensidade dos campos de efeito de bordo são função das dimensões do *patch*, da espessura (h) e da constante dielétrica (ϵ_r) do substrato [28].

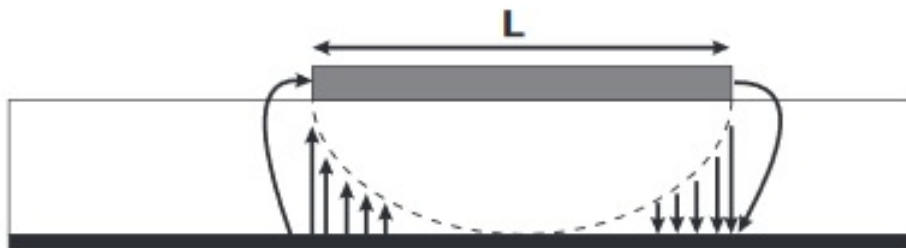


Figura 2.2: Vista lateral dos campos eletromagnéticos propagados no dielético [28].

O comportamento acima descrito provoca um acréscimo elétrico (ΔL) nas dimensões do *patch* em ambos os lados no sentido do plano x-y (plano E principal) conforme apresentado na figura (3.3).

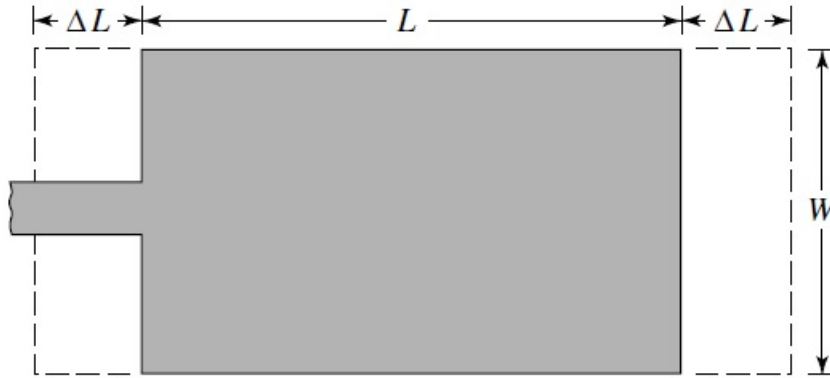


Figura 2.3: Comprimento físico e efetivo do *patch* [28].

O acréscimo apresentado nas dimensões do *patch* pode ser representado por duas fendas (*slot*) de largura (ΔL) separadas por uma distância de (L) igual ao comprimento do *patch*. O comprimento (ΔL) pode ser aproximado segundo a expressão [28]:

$$\Delta L = 0,412h \frac{((\epsilon_{reff} + 0,3)(\frac{W}{h} + 0,264)}{(\epsilon_{reff} - 0,258)(\frac{W}{h} + 0,8)} \quad (2.2)$$

Desta forma o comprimento efetivo do *patch* é dado por [28]:

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (2.3)$$

Para o modo dominante TM_{010} , a frequência de ressonância (f_r) na antena planar é função do comprimento do *patch* (L) e dada pela expressão [28]:

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_r}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = \frac{c_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.4)$$

Onde (c_0) é a velocidade da luz em espaço livre, (μ_0) a permeabilidade magnética do vácuo cujo valor é $4\pi * 10^{-7}$ (Hm^{-1}) e (ϵ_0) a permitividade do vácuo com valor $8.85418 * 10^{-12}$ (Fm^{-1}). A equação (3.4) não contabiliza o efeito de bordo, tendo em conta este efeito a equação (3.4) deve ser modificada para [28]:

$$(f_r c)_{010} = \frac{1}{2L_{eff}\sqrt{\epsilon_{reff}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = q \frac{c_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.5)$$

Sendo (q) o fator de efeito de bordo dado pela seguinte expressão [28]:

$$q = \frac{(f_r c)_{010}}{(f_r)_{010}} \quad (2.6)$$

A largura do *patch* (W) está relacionada com a frequência de ressonância (f_r) e a constante dielétrica

(ϵ_r) podendo ser calculada através da seguinte equação [28]:

$$W = \frac{v_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.7)$$

Desprezando os efeitos de bordo o comprimento do *patch* é dado pela seguinte equação [28]:

$$L = \frac{v_0}{2f_r \sqrt{\epsilon_{reff}}} - 2\Delta L \quad (2.8)$$

Cada uma das fendas resultantes do acréscimo elétrico provocado pelo efeito de bordo pode ser representada por uma admitância (Y) (constituída por uma condutância G e susceptância B). Numerando as fendas em 1 e 2 (de acordo com a figura 3.4), a admitância equivalente da fenda 1 é dada pela seguinte expressão [28]:

$$Y_1 = G_1 + jB_1 \quad (2.9)$$

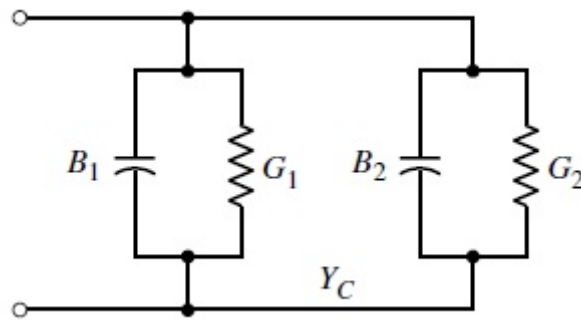


Figura 2.4: Circuito equivalente da linha de transmissão [28].

Para uma fenda de largura finita (W) a condutância e a susceptância são descritas por [28]:

$$G_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24} (k_0 h)^2 \right], \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad (2.10)$$

$$B_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - 0.636 \ln(k_0 h)^2 \right], \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad (2.11)$$

Como a fenda 2 é idêntica à fenda 1, a sua admitância equivalente é dada por [28]:

$$Y_2 = Y_1, G_2 = G_1, B_2 = B_1 \quad (2.12)$$

De forma geral, a condutância também pode ser descrita como [28]:

$$G_1 = \frac{2P_{rad}}{|V_0|^2} \quad (2.13)$$

A potência radiada (P_{rad}) dada pela seguinte expressão [28]:

$$P_{rad} = \frac{|V_0|^2}{2\pi\eta_0} \int_0^\pi \left[\frac{\sin(\frac{k_0W}{2}\cos\theta)}{\cos\theta} \right]^2 \sin^3\theta d\theta \quad (2.14)$$

A condutância pode, portanto, ser descrita como [28]:

$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi^2} \quad (2.15)$$

onde:

$$I_1 = \int_0^\pi \left[\frac{\sin(\frac{k_0W}{2}\cos\theta)}{\cos\theta} \right]^2 \sin^3\theta d\theta = -2 + \cos(X) + X S_i(X) + \frac{\sin(X)}{X} \quad (2.16)$$

com:

$$X = k_0W \quad (2.17)$$

A admitância de ressonância de entrada é expressa por [28]:

$$Y_{in} = 2G_1 \quad (2.18)$$

Desprezando os efeitos de acoplamento e no caso em que a admitância de entrada tem apenas parte real (caso em que a linha de alimentação está adaptada à antena), esta é dada por [28]:

$$Z_{in} = \frac{1}{Y_{in}} = R_{in} = \frac{1}{2G_1} \quad (2.19)$$

Considerando os efeitos de acoplamento, modifica-se a equação 2.18 para se obter a expressão da resistência de ressonância de entrada [28]:

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \quad (2.20)$$

onde G_{12} representa a condutância mútua entre as duas fendas, sendo expressa pelo seguinte [28]:

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin(\frac{k_0W}{2}\cos\theta)}{\cos\theta} \right]^2 J_0(k_0L\sin\theta) \sin^3\theta d\theta \quad (2.21)$$

onde J_0 representa a 1ª função de Bessel de 1ª espécie e ordem zero.

A impedância característica (Z_c) da linha de alimentação da antena é descrita pela seguinte expressão [28]:

$$Z_c = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} \ln \left[\frac{8h}{W_0} + \frac{W_0}{4h} \right] & , \frac{W_0}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{reff}} \left[\frac{W_0}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{W_0}{h} + 1,444 \right) \right]} & , \frac{W_0}{h} > 1 \end{cases} \quad (2.22)$$

A largura da linha de alimentação (W_0) pode ser calculada resolvendo a equação 2.22 em ordem a W_0 e considerando $Z_c = 50\Omega$.

A resistência de ressonância de entrada de um determinado ponto (y_0) na linha de alimentação da antena é aproximada pela seguinte expressão [28]:

$$R_{in}(y = y_0) = \frac{1}{2G_1 \pm G_{12}} \cos^2\left(\frac{\pi}{L}y_0\right) = R_{in}(y = 0) \cos^2\left(\frac{\pi}{L}y_0\right) \quad (2.23)$$

Resolvendo esta ultima expressão em ordem a y_0 é possível determinar a localização do ponto de *inset feed*, ou seja, na prática corresponde à distância desde a fenda do *patch* até ao ponto de *inset feed* com o intuito de adaptar a impedância da antena ($Z_c = 50\Omega$) [28].

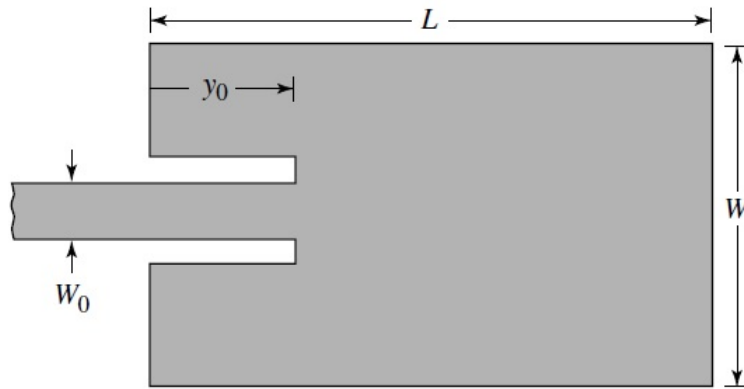


Figura 2.5: Geometria de uma antena planar adaptada por *inset feed* [28].

2.3.2 Método da Cavidade

Este método consiste em analisar a antena como uma cavidade, na qual se considera que a antena é cercada por quatro paredes laterais magnéticas e duas paredes no topo e na base elétricas [28].

Quando a espessura do substrato (h) é tal que se verifica a condição ($h \ll \lambda$), no interior do substrato os campos não têm variação na direção ortogonal ao *patch* (z). Nestas condições, no interior da cavidade o campo elétrico tem apenas componentes na direção z , tendo o campo magnético componentes transversais. As componentes tangenciais do campo nas extremidades da antena são desprezáveis, uma vez que a corrente elétrica no *patch* não tem componentes normais [28].

A distribuição de campos pode ser dividida em duas regiões: interior e exterior à cavidade. No interior da cavidade, tendo em conta a condição ($h \gg \lambda$), a distribuição dos campos pode ser descrita por modos TM na direção de z . Como resultado existem apenas três componentes de campos E_z, H_x, H_y .

O campo elétrico é dado pela equação de Helmholtz [28]:

$$\frac{\partial^2 \bar{E}_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \bar{E}_z}{\partial y^2} + \epsilon\mu\bar{E}_z = 0 \quad (2.24)$$

onde $\epsilon = \epsilon_r\epsilon_0$ e $\mu = \mu_r\mu_0$.

Aplicando as condições fronteira, nas paredes o campo elétrico $E_z = 0$ [28]:

$$\bar{H}_x = \frac{j}{\omega\mu} * \frac{\partial \bar{E}_z}{\partial y} \quad e \quad \bar{H}_y = \frac{j}{\omega\mu} * \frac{\partial \bar{E}_z}{\partial x} \quad (2.25)$$

$$\bar{E}_z = \bar{E}_0 \cos(k_o m \pi \frac{x}{a}) \cos(k_o n \pi \frac{y}{b}), \quad 0 \leq x \leq a \quad e \quad 0 \leq y \leq b \quad (2.26)$$

onde:

$$w = \frac{\pi}{\sqrt{\epsilon\mu}} \sqrt{\frac{n^2}{b^2} + \frac{m^2}{a^2}}, \quad n, m \in \{0, 1, 2, \dots\} \quad (2.27)$$

A partir desta expressão, extrapola-se a expressão para as frequências de ressonância da cavidade [28]:

$$(f_r)_{mnp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\epsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2} \quad (2.28)$$

Por exemplo, para uma antena que satisfaça a condição $L > W > h$, o modo com a menor frequência de ressonância (modo dominante) é o modo TM_{010} , cuja frequência de ressonância é dada pela seguinte expressão:

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{c_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.29)$$

2.4 Métodos de excitação

As configurações que podem ser usadas para excitar a antena podem ser classificadas em dois grupos: por contato direto e por acoplamento de energia ou indireto. A forma direta, normalmente é por linha microstrip ou cabo coaxial também designado por sonda e a forma indireta por abertura de acoplamento ou proximidade de acoplamento [28].

2.4.1 Excitação por linha *microstrip*

A excitação através da linha *microstrip* é feita por meio de uma linha condutora com largura muito menor que a do *patch*. A linha condutora é impressa sobre o mesmo plano do substrato da antena.

Esta forma de excitação apresenta as seguintes propriedades [28] [29]:

- Fácil adaptação da impedância de entrada através da técnica *insert feed*;
- Como a linha *microstrip* está sobre a mesma estrutura do *patch* provoca descontinuidades na linha de *microstrip* que origina radiações de espúria diminuindo a eficiência da antena;
- Comparativamente a outros métodos de excitação nomeadamente de acoplamento possui uma largura de banda menor;
- É simples de construir.

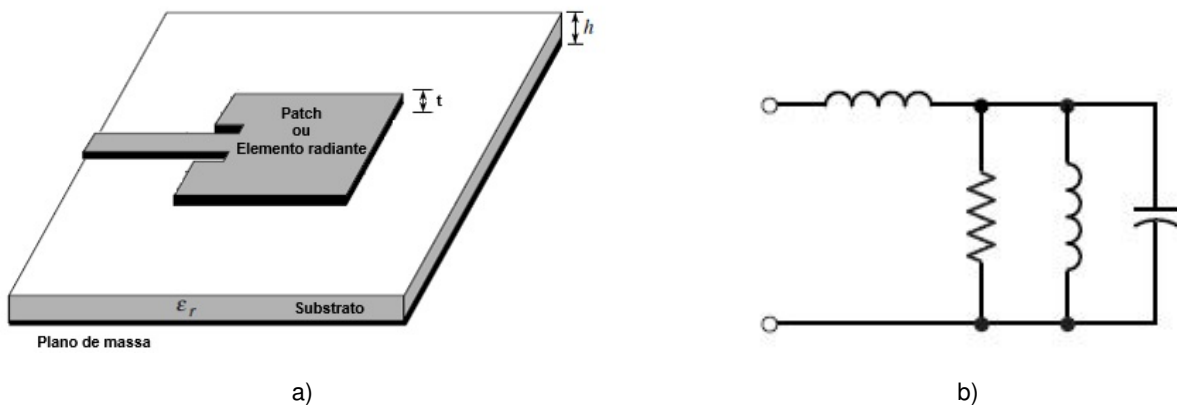


Figura 2.6: a) Excitação através de linha *microstrip*. b) Esquema elétrico equivalente de uma antena alimentada por linha *microstrip* [28].

2.4.2 Excitação por cabo coaxial ou sonda

Este tipo de excitação consiste num conector interno (coaxial) ligado ao patch que atravessa o substrato até ao plano de massa (conector externo), geralmente unido por um ponto de solda [29].

As suas principais características são [28]:

- A rede de alimentação está isolada da restante antena diminuindo as radiações espúrias, o que se traduz numa maior eficiência da antena;
- Para substratos com espessura mais elevada torna-se mais difícil a sua aplicação;
- Relativamente a outros métodos de excitação nomeadamente de acoplamento, possui uma largura de banda menor;
- Tal como o método da linha *microstrip*, o método da sonda também possibilita de forma simples e idêntica ao método anterior a adaptação da impedância da antena colocando o ponto de excitação da antena em qualquer local do *patch*.

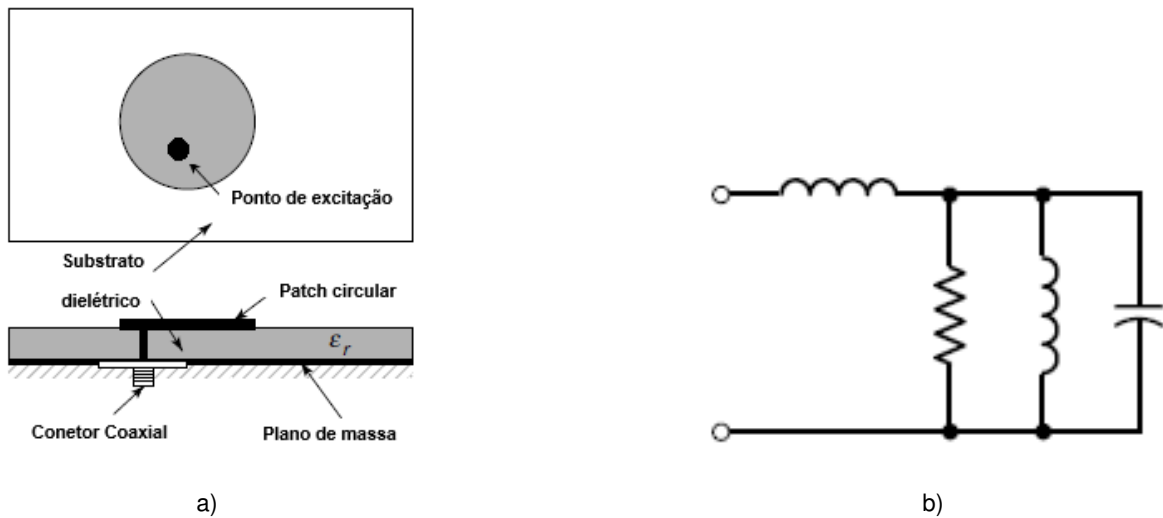


Figura 2.7: a) Antena planar alimentado por cabo coaxial b) Esquema elétrico equivalente de uma antena alimentada por cabo coaxial [28].

2.4.3 Excitação por Acoplamento de proximidade

Neste tipo de excitação são utilizadas duas camadas de substrato, colocando o patch na parte superior da estrutura e a linha *microstrip* posicionada entre os dois dielétricos [28]. Geralmente o substrato inferior possui em constante dielétrica (ϵ_r) maior que o substrato posicionado na parte superior. As antenas alimentadas por este método tem maior largura de banda que as antenas alimentadas pelos métodos anteriormente referidos, dado o aumento da espessura do substrato. Contudo, a rede de alimentação não está totalmente isolada, ainda existe radiação espúria, mas em menor quantidade que nos métodos anteriores.

Na figura (2.9) pode ver-se que esta forma de excitação é constituída por dois substratos com a linha *microstrip* entre eles.

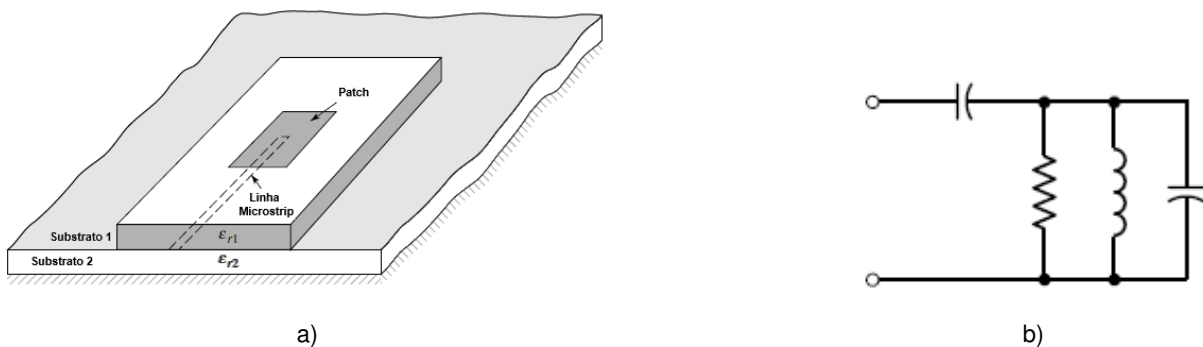


Figura 2.8: a) Antena *microstrip* alimentado por acoplamento de proximidade b) Esquema elétrico equivalente de uma antena alimentada por acoplamento de proximidade [28].

2.4.4 Excitação por Abertura de acoplamento

A excitação por Abertura de acoplamento é semelhante à técnica de acoplamento de proximidade, ou seja, consiste em dois substratos separados através de um plano-terra. Na parte inferior do substrato, posicionado em baixo, existe uma linha *microstrip* cuja energia é acoplada ao *patch* através de uma fenda (*slot*) no plano de terra que separa os dois substratos, normalmente centrada abaixo do *patch*. O substrato inferior usualmente tem uma constante dielétrica (ϵ_r) mais elevada do que o substrato superior de modo a diminuir a radiação indesejada. O plano terra entre os substratos isola a alimentação para o *patch* minimizando as interferências da radiação de espúria [28].

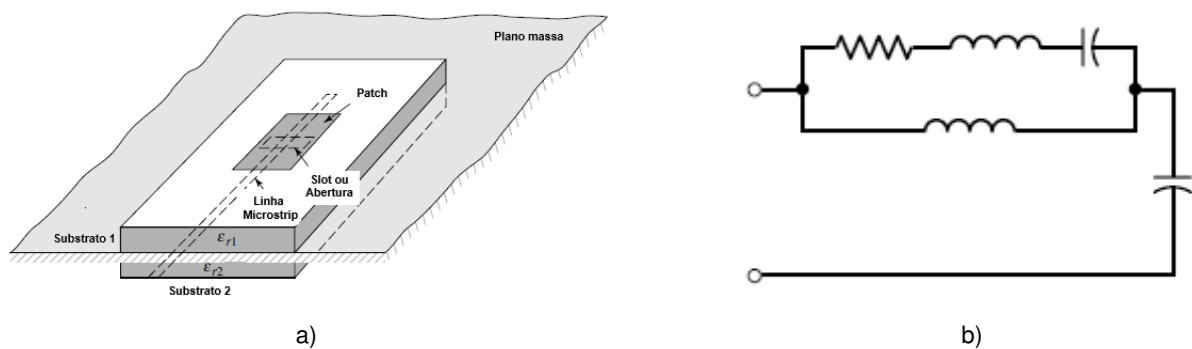


Figura 2.9: a) Antena planar alimentada por abertura de acoplamento b) Esquema elétrico equivalente de uma antena alimentada por abertura de acoplamento [28].

O tamanho, a forma e a localização da abertura (fenda) determina a quantidade de energia acoplada ao elemento radiante. Isto permite uma otimização independente do mecanismo de alimentação e do elemento de radiação. Outra vantagem é que o elemento radiante está protegido da alimentação pelo plano massa diminuindo a radiação espúria [28].

2.5 Conclusões

Este capítulo iniciou-se com a fundamentação teórica das antenas planares, destacando-se as suas principais características estruturais e de radiação. As dimensões e forma do *patch* em conjunto com a constante dielétrica e espessura do substrato determinam as características de radiação da antena planar.

A principal vantagem das antenas planares consiste na facilidade de construção e na possibilidade da originar padrões de radiação adequados, porém estas antenas possuem baixa eficiência e largura de banda estreitas. Contudo, existem formas de melhorar estas desvantagens. A utilização de um substrato dielétrico com espessura maior irá melhorar a largura de banda da antena. As radiações espúrias podem ser diminuídas usando técnicas de excitação por acoplamento.

Embora a espessura do dielétrico possa melhorar a largura de banda, esta faz aumentar as ondas de superfície que são refletidas no interior do dielétrico. Estas ondas traduzem-se em perdas, já que a potência entregue à antena se perde no dielétrico. Além disso, se a onda incide na fronteira da estrutura da antena esta é difratada alterando o padrão de radiação.

Para o desenvolvimento de uma antena planar torna-se importante realizar previamente uma análise das suas dimensões estruturais e do seu comportamento da antena que desejamos desenvolver. Esta tarefa pode ser facilitada através do uso de métodos analíticos aproximados, tal como o método da linha de transmissão e o método da cavidade. Como podemos verificar na secção (2.3) estes métodos são simples quando comparados com os métodos de onda completa. Os métodos analíticos indicam numa primeira aproximação as dimensões da estrutura do patch, assim como, a forma para adaptar a antena à impedância desejada, no entanto estes métodos não são tão precisos como os métodos de onda completa. A análise dos métodos de onda completa é complexa matematicamente, e geralmente, recorre-se a programas de simulação numérica.

Na última secção são apresentados os métodos de excitação utilizados para estas antenas. Os métodos mais simples e de menor custo são os métodos de contacto direto, como por exemplo, o método da linha microstrip e o método da sonda, os dois apresentam características muito semelhantes, tais como, largura de banda, simples construção e capacidade de poder adaptar a antena à impedância desejada. Essa adaptação é feita num caso pelo método de inset feed e noutro através da possibilidade de colocar o ponto de alimentação numa posição qualquer do patch. No entanto, o efeito das radiações espúrias é menor no método da sonda, uma vez que, a rede de alimentação está isolada da restante antena.

Os métodos de excitação por acoplamento, como, o método de proximidade e o método de abertura originam comportamentos de radiação melhores do que os métodos de contacto direto. A utilização de dois substratos com um plano condutor no meio a isolar a linha microstrip com a restante antena implica menor quantidade de radiação espúria, melhor largura de banda e melhor eficiência.

No entanto o processo de fabricação é mais complexo e caro do que qualquer método de excitação por contacto direto.

3

Dimensionamento e Simulação da Nanoantena

Conteúdo

2.1	Introdução	14
2.2	Estrutura e características básicas das antenas planares	14
2.3	Métodos analíticos para estudo de antenas planares de RF	15
2.4	Métodos de excitação	21
2.5	Conclusões	24

3.1 Introdução

Após a fundamentação teórica das antenas planares e definida a estrutura e método de excitação torna-se necessário realizar o estudo e a simulação de uma nanoantena que possa ser integrada num emissor ou recetor de um sistema de comunicações óticas de um UAV.

Neste âmbito, na primeira Secção (Secção 4.2) faz-se uma abordagem geral às características e possibilidades do *software* a que se recorreu para o trabalho de simulação (*COMSOL Multiphysics*).

Na segunda Secção (Secção 4.3) apresenta-se o dimensionamento do *patch* da nanoantena com alimentação por *inset feed* através de calculos teóricos e os resultados das simulações efetuadas no *software*.

Na Secção 4.4 apresentam-se os resultados da simulação da nanoantena após otimização das dimensões dos elementos que a compõem.

Na Secção 4.5 dimensiona-se um agregado de *patches*, tendo em vista a obtenção de um maior ganho da nanoantena e possibilidade de a mesma se direccionar numa determinada direção quando necessário.

Na última Secção (Secção 4.6) apresentam-se algumas conclusões retiradas do trabalho de dimensionamento e simulação realizado neste capítulo.

3.2 COMSOL Multiphysics

Os métodos analíticos para o dimensionamento de nanoantenas *microstrip* necessitam de um conjunto de aproximações que permitam a compreensão geral da situação em estudo. Enquanto que os métodos de onda completa permitem obter resultados mais precisos, sendo necessário recorrer a um *software* para simplificar a sua resolução.

O *COMSOL Multiphysics* é um poderoso *software* que permite modelar e resolver vários tipos de problemas científicos e de engenharia permitindo ao utilizador a definição dos ambientes físicos em que pretende efetuar as simulações [30].

Ao longo deste trabalho recorreu-se ao Módulo RF (*RF Module*) do *COMSOL* para efetuar as várias simulações e estudos. Este módulo em particular permite resolver problemas associados a ondas eletromagnéticas, aplicações RF, microondas, óticas e fónicas, no domínio do tempo e da frequência. Importa portanto explicar algumas das funções e simplificações efetuadas no decorrer do trabalho de simulação [31].

O *software* permite a realização de algumas simplificações, como por exemplo a definição das superfícies metálicas como condutores elétricos perfeitos (*perfect electric conductor* – PEC) permite desprezar a espessura dessas superfícies. Para além disso, a definição de um problema físico de dimensões finitas impõe a necessidade de truncar a geometria do problema numa posição adequada.

No caso específico da simulação de uma antena importa definir a separação entre o campo próximo e distante. Para esse efeito, cria-se uma esfera que separa as duas regiões definidas, sendo a superfície da esfera definida como *perfectly matched layer* (PML). Esta consiste numa superfície que absorve toda a radiação que nela incide [31].

No que diz respeito aos estudos efetuados, o módulo RF permite a obtenção das distribuições de campo elétrico na superfície do *patch* e dos diagramas de radiação no campo distante a duas e três dimensões através do estudo no domínio da frequência (*Frequency Domain*). Para além do estudo descrito, foi ainda utilizado o varrimento adaptativo de frequência (*adaptive frequency sweep*). Este estudo permite um varrimento em frequência que se adapta à resposta em frequência de um dado parâmetro. Nas simulações efetuadas, o parâmetro escolhido foi o coeficiente de reflexão. Neste tipo de estudo avalia-se com maior detalhe as frequências onde ocorre ressonância, diminuindo o intervalo do varrimento perto das situações de ressonância. Do varrimento em frequência resulta o estudo da variação do coeficiente de reflexão em relação à frequência [31].

Na alimentação da antena, o *software* permite definir um *Lumped Port*, que simula a aplicação de uma corrente de excitação num modelo geométrico ou a ligação do modelo a um circuito. A utilização desta definição permite a obtenção do valor do coeficiente de reflexão (S_{11}) no porto especificado [31].

3.3 Configuração do elemento da nanoantena (*patch*)

3.3.1 Dimensionamento do *patch* da nanoantena

Para o dimensionamento da antena planar recorreu-se ao método analítico da linha de *microstrip* anteriormente mencionado no capítulo 2, definindo a frequência de operação a 10 [THz], para a realização dos cálculos.

O substrato que será utilizado para a construção da nanoantena será de dióxido de silício que tem uma constante dielétrica $\epsilon_r = 3.9$, uma tangente de perdas $tg(\delta) = 0.001$ e espessura $h = 500$ [nm]. Nas simulações efetuadas adotou-se um substrato com comprimento $L_{sub} = 2 \times L_{patch}$ e largura $W_{sub} = 2 \times W_{patch}$.

Primeiro recorreu-se à da equação (2.7) para determinar o valor da largura (W) do *patch*. Substituindo $\epsilon_r = 3.9$, $f_r = 10THz$ e $c_0 = 3 \times 10^8 m.s^{-1}$ resultou $W_{patch} = 10.113\mu m$.

A constante dielétrica varia consoante a variação de frequência, uma vez, que a largura (w) do *patch* é alterada. Pelo que se tem de determinar o valor da constante dielétrica efetiva (ϵ_{reff}). Utilizando a equação (2.1) calculou-se $\epsilon_{reff} = 3.15068$.

Depois de calcular o valor de (ϵ_{reff}), determinou-se o (ΔL) usando a equação (2.2), esta variável representa o acréscimo elétrico nas dimensões do *patch* causado pelos campos de bordo nas extremidades do elemento radiante (efeito de bordo). Resultando $\Delta L = 0.239473\mu m$. De seguida calculou-se

o comprimento (L) do *patch* através da equação (2.8) resultando no valor $L = 7.96584\mu m$.

Após o cálculo de (L) e (ΔL) pode-se chegar ao valor do comprimento efetivo do *patch* recorrendo à equação (2.3) que resultou $L_{eff} \approx 8.44479\mu m$.

Como a espessura (h) do substrato é muito fina ($W \gg h$) o efeito de bordo é praticamente desprezável, isto pode ser verificado através da equação (2.2), $q=0.979897$ é o valor determinado recorrendo à equação (2.6).

A equação (2.22) permite calcular o valor da largura da linha de *microstrip* (W_0), como representado na figura (2.5), sabendo que a impedância característica (Z_c) tem um valor de 50Ω . Como referido a espessura do substrato é muito fina ($W \gg h$), deste modo faz sentido usar-se a equação (2.22) na condição $\frac{W_0}{h} > 1$. Obtendo-se um valor da largura da linha de *microstrip* de $W_0 = 1.01254\mu m$.

Dentro da utilização do método da linha de transmissão usou-se uma técnica de designada *inset feed* para adaptar a antena, ou seja, dimensionar a estrutura da linha de *microstrip* para que a sua impedância característica seja muito próxima da impedância de entrada do *patch*. A localização do ponto de *inset feed* (y_0) com respeito ao *patch* pode ser calculado depois do calculado depois do cálculo da condutância (G_1) e da condutância mútua (G_{12}).

Utilizando as equações (2.15) e (2.21) obteve-se o valor da condutância (G_1) e da condutância mútua (G_{12}), resultando $G_1 = 0.00117401s$ e $G_{12} = 6.007 \times 10^{-4}s$ com $I_1 = 1.39044$.

A resistência de ressonância na entrada do *patch* ($R_{in}(y = 0)$) pode ser calculada pela equação (2.20), considerando o efeito de acoplamento mútuo entre as fendas e o sinal (+), dado que o modo depropagação dominante é TM_{010} na distribuição dos campos das fendas do *patch* [28]. Substituindo os valores de G_1 e G_{12} obteve-se o valor de $R_{in}(y = 0) = 281.722\Omega$.

A equação (2.20) indica a resistência de ressonância de entrada no ponto *inset feed* $R_{in}(y = y_0)$, assumindo que $R_{in}(y = y_0) = 50\Omega$, por forma a adaptar a resistência de ressonância na entrada do *patch*. Resolve-se a equação (2.20) em ordem a (y_0) com $R_{in}(y = 0) = 281.722\Omega$ permite obter o valor da localização onde a impedância da linha de *microstrip* possui um valor de 50Ω , resultando em $y_0 = 3.53051\mu m$.

A tabela (3.1) ilustra as dimensões e algumas variáveis importantes para o estudo do comportamento da antena.

Constante dielétrica efetiva	ϵ_{reff}	3.15068	-
Largura do patch	W	10.113	μm
Comprimento do patch	L	7.96584	μm
Largura da linha de transmissão	W_0	1.01254	μm
Condutância	G_1	0.00117401	s
Condutância mútua	G_{12}	$6.007 * 10^{-4}$	s
Resistência de ressonância	$R_{in}(y = 0)$	281.722	Ω
Resistência de entrada para o ponto inset feed	$R_{in}(y = y_0)$	50	Ω
Localização do ponto de inset feed	y_0	3.53051	μm

Tabela 3.1: Dimensionamento teórico da nanoantena

A figura (3.1) e (3.2) representam o esboço da nanoantena no programa *COMSOL Multiphysics*. A variável x_0 foi introduzida para uma melhora otimização da antena. A figura (3.2) representa o esboço total de toda a estrutura com o plano terra e o *Far-Field* definido.

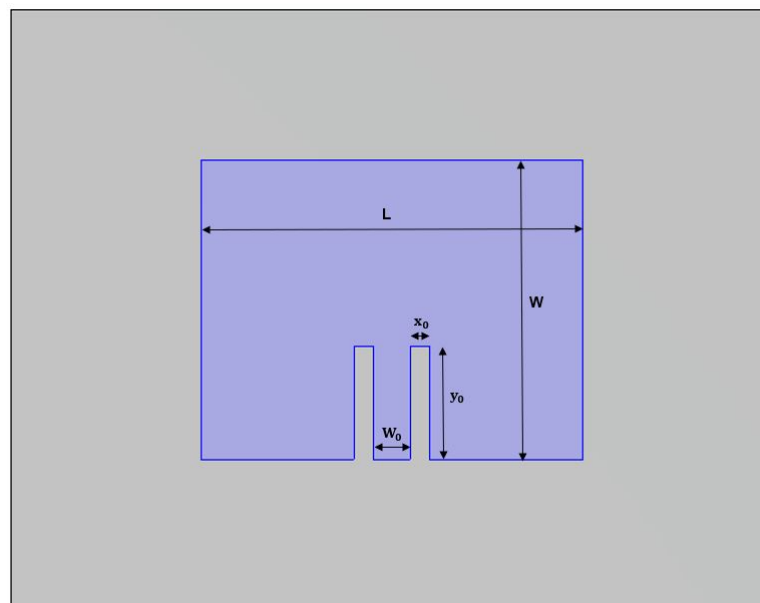


Figura 3.1: Representação da nanoantena no *COMSOL Multiphysics* com ($W = 10.113, L = 7.96584, W_0 = 1.01254, y_0 = 3.53051, x_0 = \frac{w_0}{2}$) todas as dimensões em μm .

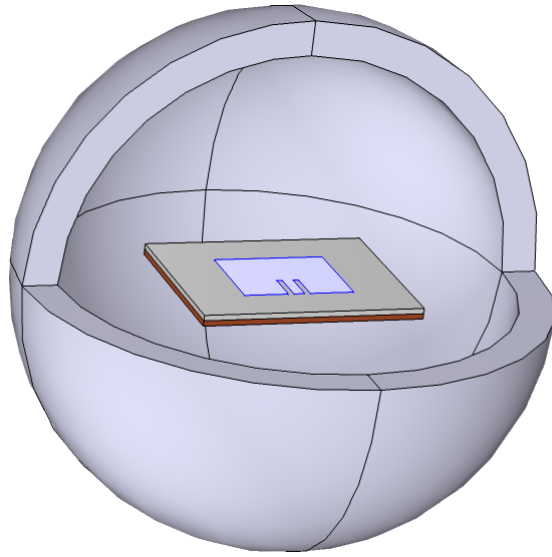


Figura 3.2: Representação total da nanoantena no *COMSOL Multiphysics* com plano terra e *Far-Field* definido.

3.3.2 Simulação da nanoantena com *single patch*

No que diz respeito ao trabalho de simulação, recorrendo ao *COMSOL Multiphysics* começou-se por simular a nanoantena apresentada, com os valores descritos na tabela (3.1).

O estudo realizado de seguida consistiu num varrimento de frequência entre os 0.1 [THz] os 20 [THz], com um incremento de 10 [GHz] por iteração. Com este estudo pretende-se verificar o comportamento do coeficiente de reflexão da nanoantena no intervalo referido, e estudar qual a melhor frequência neste banda e que otimizações se poderão realizar na nanoantena para obter melhores resultados, ou seja, um coeficiente de reflexão menor que -10 dB.

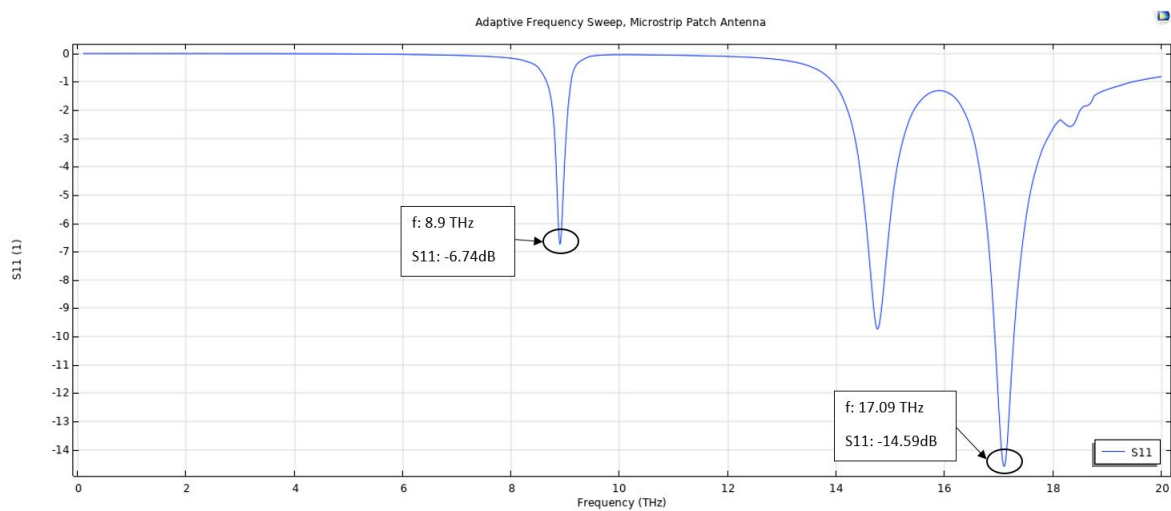


Figura 3.3: Representação de gráfica $|S_{11}|_{dB}$ da nanoantena com o dimensionamento teórico em função da frequência.

Como se verifica na figura (3.3), neste dimensionamento inicial da nanoantena a primeira frequência de ressonância ocorre em $f_r = 8.9 THz$, tendo um coeficiente de reflexão de -6.74 dB o que é um pouco alto para o pretendido. Para $f_r = 17.09 THz$ o coeficiente torna-se mais baixo mas não o suficiente.

Atentando aos resultados, foi possível analisar a distribuição do campo elétrico na superfície do patch metálico, verificando-se que para a frequência mais baixa, a distribuição do campo elétrico corresponde ao que era teoricamente expectável, apresentando máximos nas extremidades do *patch* e mínimos no centro como se pode ver na figura (3.4).

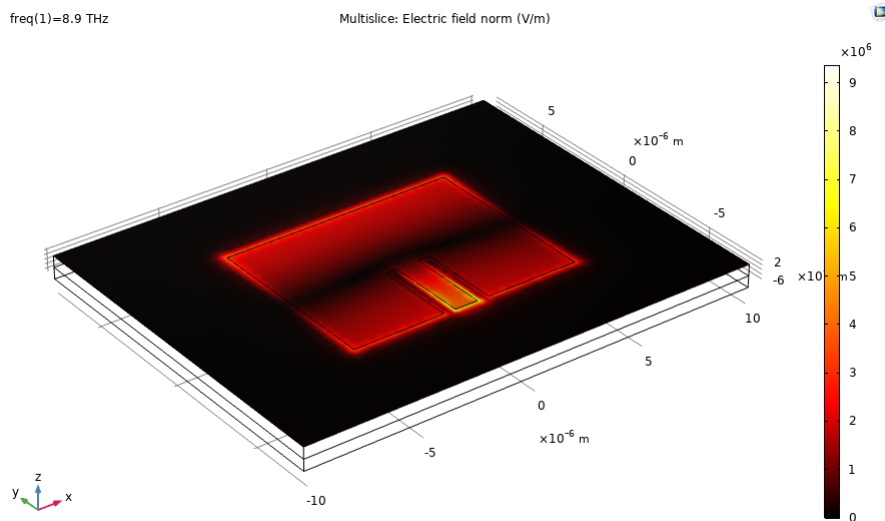


Figura 3.4: Distribuição do Campo Elétrico na superfície do *patch* ($f_r = 8.9 THz$).

Para a frequência mais elevada ($f_r = 17.09 THz$), o campo elétrico apresenta uma distribuição irregular que, como se ve na figura (3.5), contribuirá para um diagrama de radiação também irregular.

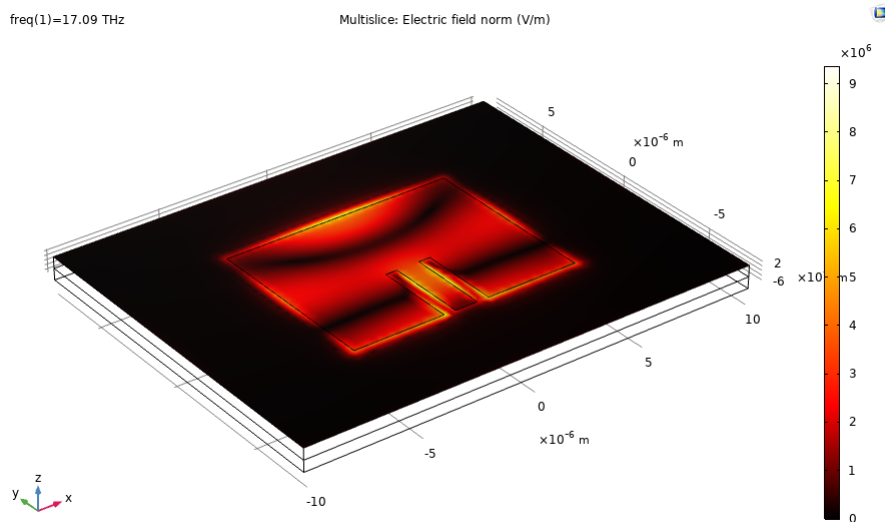


Figura 3.5: Distribuição do Campo Elétrico na superfície do *patch* ($f_r = 17.09 THz$).

De seguida, analisou-se o diagrama de radiação segundo os planos do campo elétrico e do campo magnético. O resultado obtido está representado na figura (3.6).

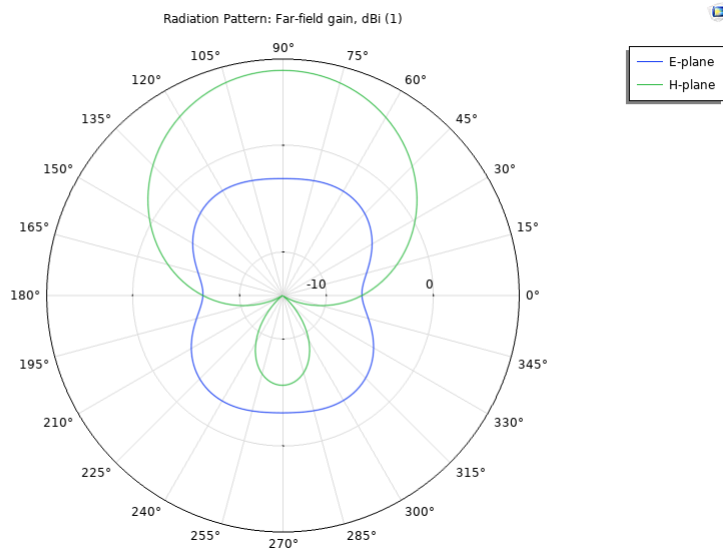


Figura 3.6: Diagrama de radiação do *patch* ($f_r = 8.9 THz$).

O diagrama de radiação para a frequência de 8.9 [THz] apresenta um lobo principal bem definido no plano elétrico, tendo o seu máximo na direção ortogonal ao plano de colocação do *patch* metálico, correspondendo também aos pressupostos teóricos para este tipo de estrutura.

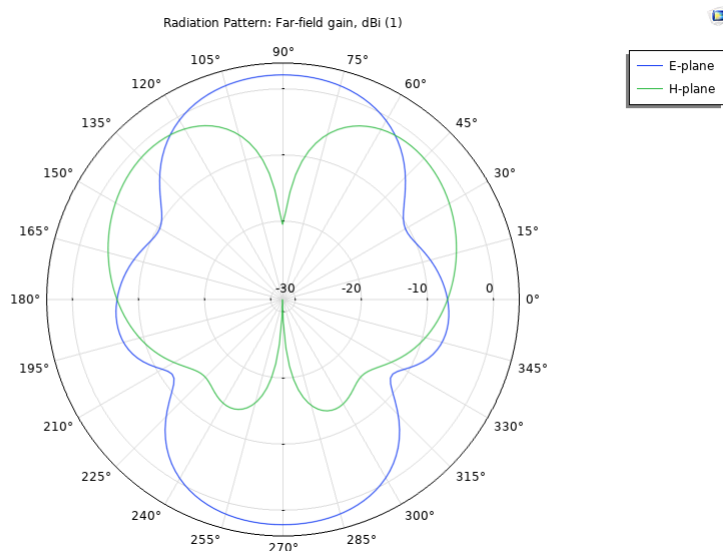


Figura 3.7: Diagrama de radiação do *patch* ($f_r = 17.09 THz$).

Para a frequência de 17.09 [THz], devido à distribuição irregular do campo elétrico na superfície do *patch*, o diagrama de radiação apresenta também um padrão irregular.

Recorrendo às capacidades do *software*, analisou-se também a diretividade máxima da nanoantena na região distante da mesma. Verificou-se que para a frequência de 8.9 [THz], esta diretividade tem um

valor 7.01 [dB] (Figura 3.8).

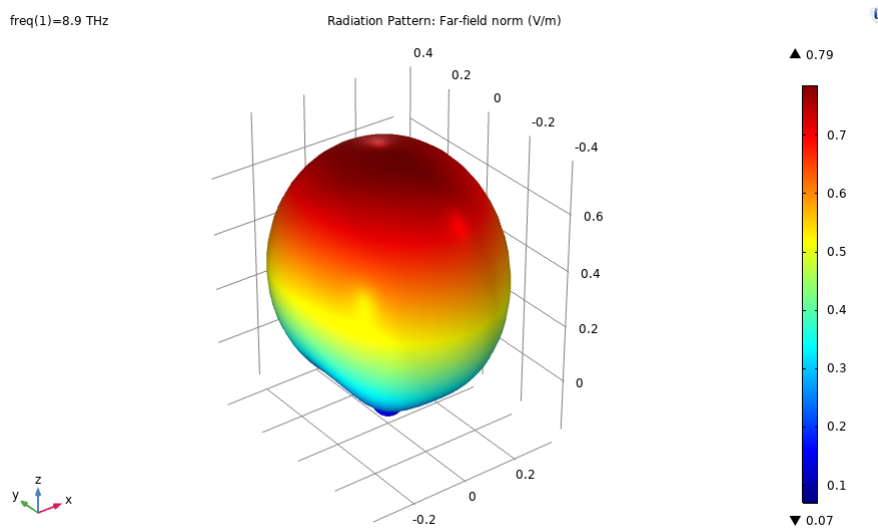


Figura 3.8: Diagrama de Radiação 3D do *patch* ($f_r = 8.09 THz$).

Importa ainda referir que, para a frequência de 17.09 [THz], a nanoantena apresenta um valor de diretividade de 7.65 [dB] nos lobos (Figura 3.9)

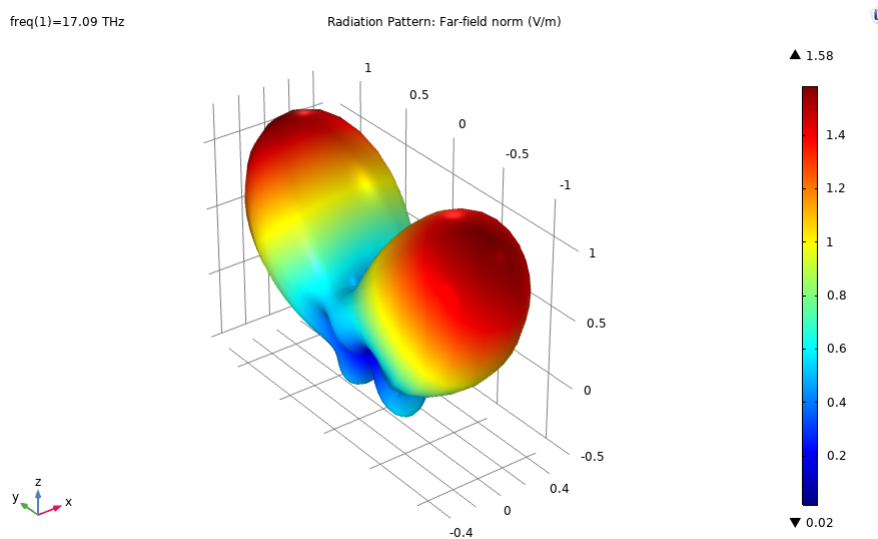


Figura 3.9: Diagrama de Radiação 3D do *patch* ($f_r = 17.09 THz$).

Os resultados obtidos neste subcapítulo permitem concluir que é necessário realizar uma otimização de algumas das dimensões físicas da nanoantena, trabalho esse que se apresenta no próximo subcapítulo.

3.3.3 Otimização do *patch*

De forma a obter um melhor coeficiente de reflexão para as frequências referidas, bem como um campo elétrico que cumpram os requisitos, foi necessário compreender o comportamento da nanoantena alterando os parâmetros da mesma, nomeadamente o W , L , W_0 e y_0 .

Através de simulações usando a ferramenta do *COMSOL Multiphysics*, *Parametric Sweep*, que possibilita o estudo do $|S_{11}|_{dB}$ em função da frequência e variação de parâmetros. O único parâmetro que influenciou significativamente a redução do $|S_{11}|_{dB}$ foi o y_0 .

Os valores otimizados dos parâmetros estão apresentados na seguinte tabela (3.2).

Constante dielétrica efetiva	ϵ_{reff}	3.15068	-
Largura do patch	W	10.113	μm
Comprimento do patch	L	7.96584	μm
Largura da linha de transmissão	W_0	1.01254	μm
Condutância	G_1	0.00117401	s
Condutância mútua	G_{12}	$6.007 * 10^{-4}$	s
Resistência de ressonância	$R_{in}(y = 0)$	281.722	Ω
Resistência de entrada para o ponto inset feed	$R_{in}(y = y_0)$	50	Ω
Localização do ponto de inset feed	y_0	3.03051	μm

Tabela 3.2: Dimensionamento otimizado da nanoantena

Após otimização verifica-se um $|S_{11}| = -28.73 \text{ dB}$ para a frequência 8.98 [THz], com uma largura de banda de 131.7 [GHz] e um ganho de 7.12 dB.

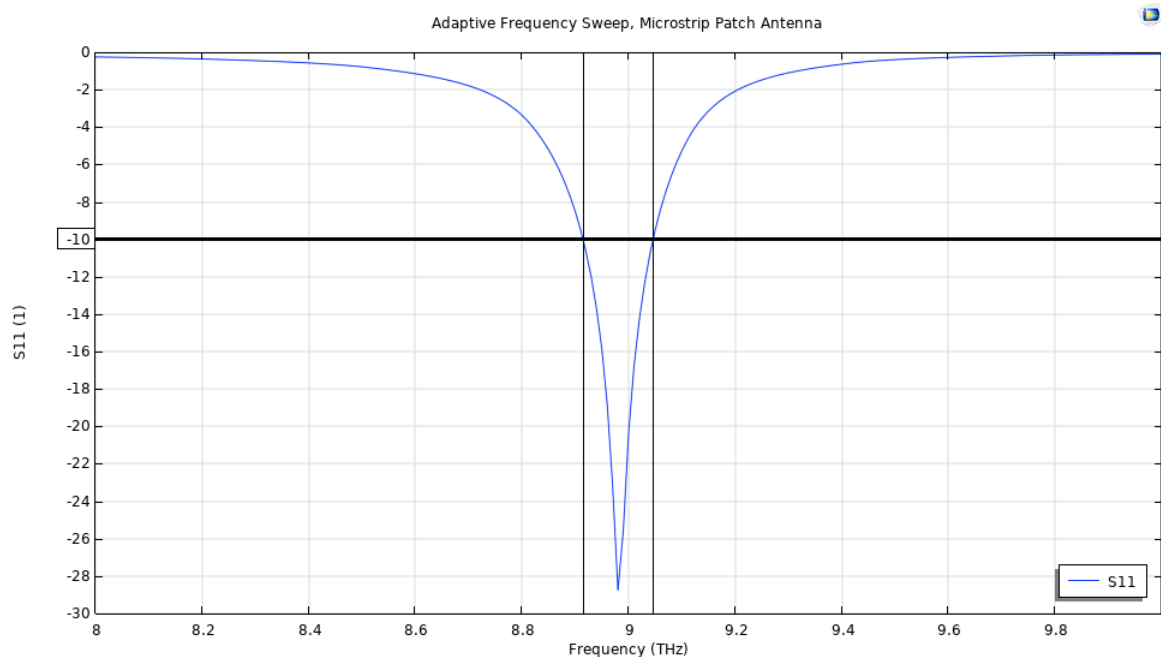


Figura 3.10: Representação de gráfica $|S_{11}|_{dB}$ da nanoantena com o dimensionamento otimizado.

Na figura (3.11) podemos ver as características de radiação no plano E e H que mantiveram uma configuração semelhante à nanoantena não otimizada.

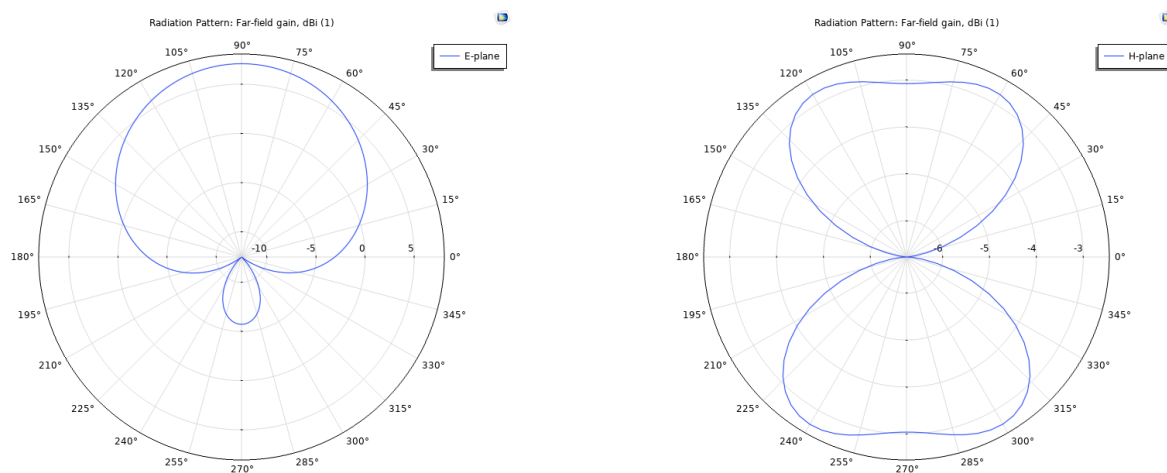


Figura 3.11: Representação polar do diagrama de radiação da nanoantena *single patch* otimizada no plano E e H.

Em comparação ao *patch* não otimizado, verifica-se um aumento da intensidade do campo elétrico nas extremidades do *patch* para $f_r = 8.98 [THz]$, não alterando a distribuição do mesmo, uma vez que os máximos continuam a acontecer nas extremidades do mesmo e o mínimo no centro deste (figura

3.12).

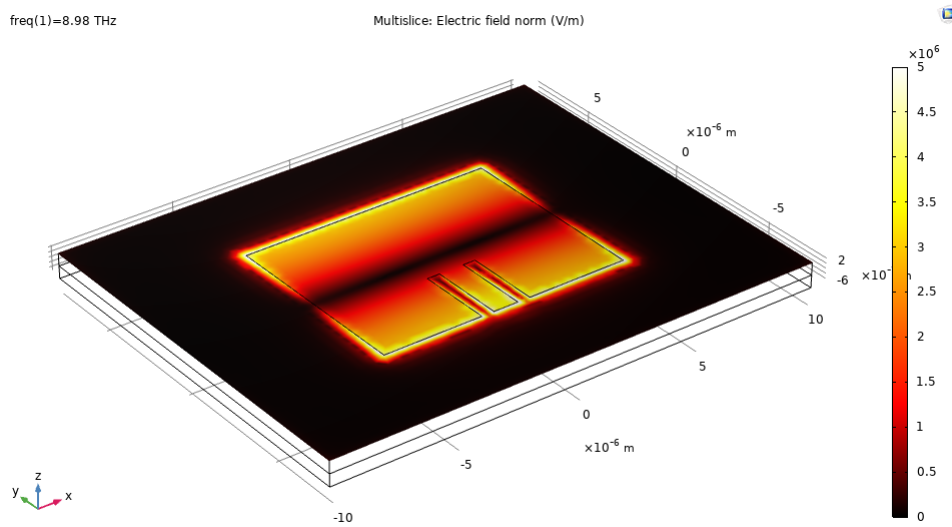


Figura 3.12: Distribuição do Campo Elétrico na superfície do *patch* otimizado ($f_r = 8.98 THz$).

Relativamente ao diagrama de radiação é possível observar que se mantêm as características de diretividade do *patch* não otimizado, tendo o *patch* otimizado diretividade de 7.05 [dB] (figura 3.13).

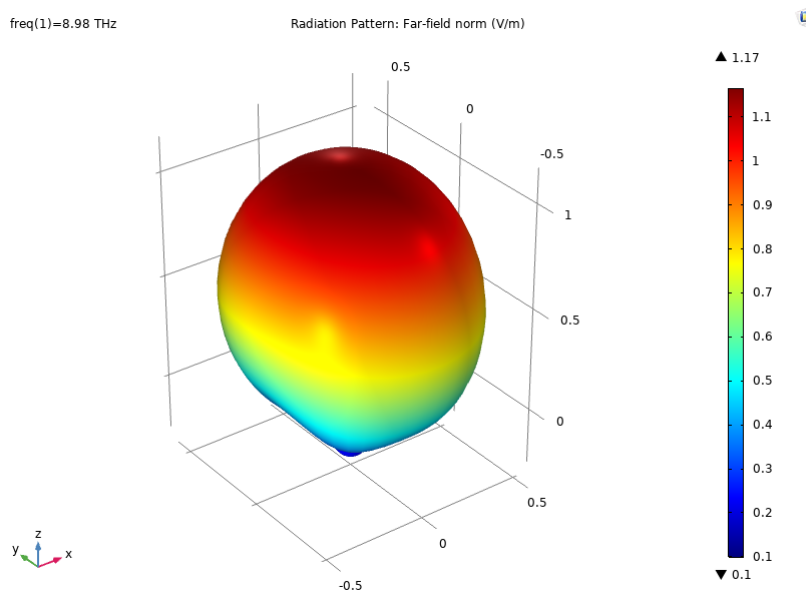


Figura 3.13: Diagrama de Radiação 3D do *patch* otimizado ($f_r = 8.98 THz$).

3.4 Dimensionamento e simulação de um nanoagregado

O conjunto de simulações que a seguir se descreve teve como objetivo testar o comportamento

de um agregado de *patches* de forma a ganhar um maior ganho da nanoantena e conseguir que esta consiga mover o lobo principal numa determinada direção sempre que seja necessário.

O agregado é constituído por 32 *patches* individuais desenhados e simulados nas secções anteriores, e um plano terra que abrange todo o agregado.

As figuras (3.14) e (3.15) representa o esboço do agregado no programa *COMSOL Multiphysics*.



Figura 3.14: Representação frontal do agregado com 32 *patch* no *COMSOL Multiphysics* ($W = 16.1808\mu\text{m}$ e $L = 6.3728\mu\text{m}$).

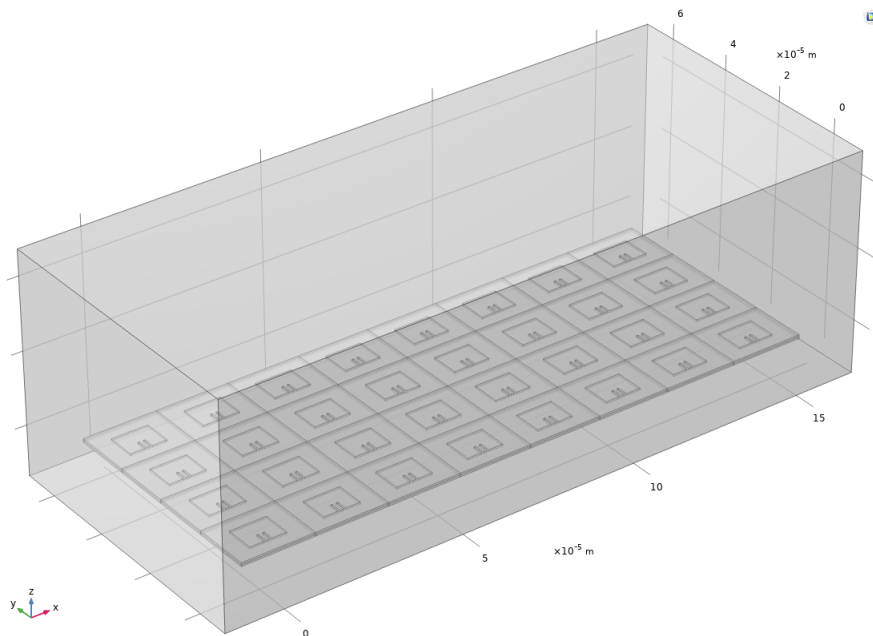


Figura 3.15: Representação total do agregado com 32 *patch* no *COMSOL Multiphysics*.

O agregado é fechado por um domínio de ar (representado pelo cubo exterior na figura (3.15)). Todos os elementos da nanoantena são excitados por excitação de *inset feed* por *lumped port* agrupados

com a mesma voltagem e impedância. De forma a poder variar a direção da radiação principal definiu-se a fase do *lumped port* aritmeticamente como se pode observar na tabela (3.3) e figura (3.16) [32].

Fase aritmética	Nome do <i>lumped port</i>
$-2*\pi*0.48*\cos(\phi)*0$	1, 2, 3, 4
$-2*\pi*0.48*\cos(\phi)*1$	5, 6, 7, 8
$-2*\pi*0.48*\cos(\phi)*2$	9, 10, 11, 12
$-2*\pi*0.48*\cos(\phi)*3$	13, 14, 15, 16
$-2*\pi*0.48*\cos(\phi)*4$	17, 18, 19, 20
$-2*\pi*0.48*\cos(\phi)*5$	21, 22, 23, 24
$-2*\pi*0.48*\cos(\phi)*6$	25, 26, 27, 28
$-2*\pi*0.48*\cos(\phi)*7$	29, 30, 31, 32

Tabela 3.3: Fase Aritmética para os diferentes *lumped ports*, indentificados pelo seu nome de *lumped port* [32].

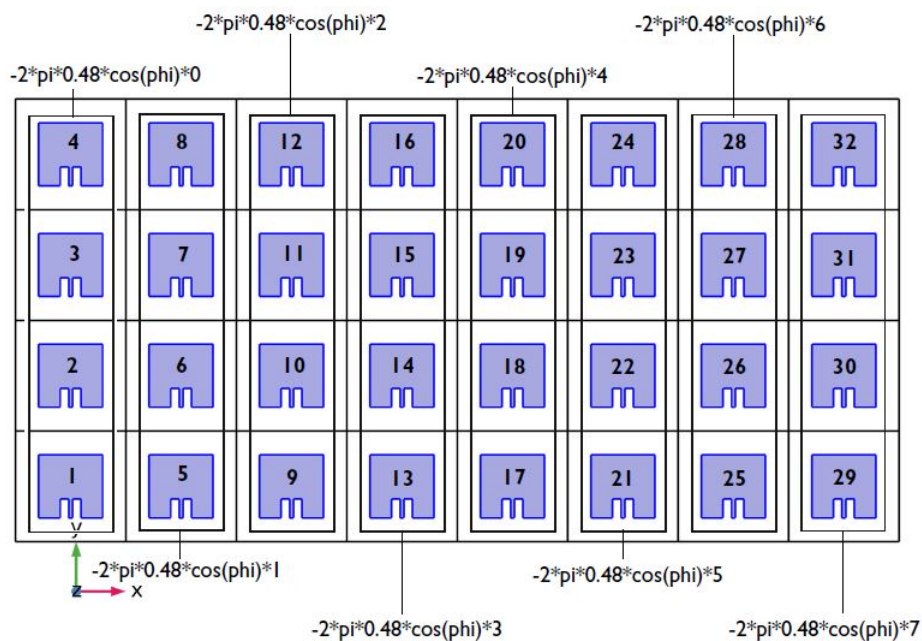


Figura 3.16: Configuração da fase do *lumped port* [32].

Relativamente ao trabalho de simulação foi usado a ferramenta do *COMSOL Multiphysics, Parametric Sweep*, que fez alternar a fase de entrada dos *lumped ports*. Foram apenas usados 3 valores de ϕ , $\frac{\pi}{2}$, $\frac{\pi}{3}$ e $\frac{2\pi}{3}$, estes valores permitem apontar teoricamente o lobo principal respetivamente para 90, 60 e 120 graus. A frequência usada foi 8.98 THz.

phi(1)=1.5708 freq(1)=8.98 THz

Multislice: Electric field norm (V/m)

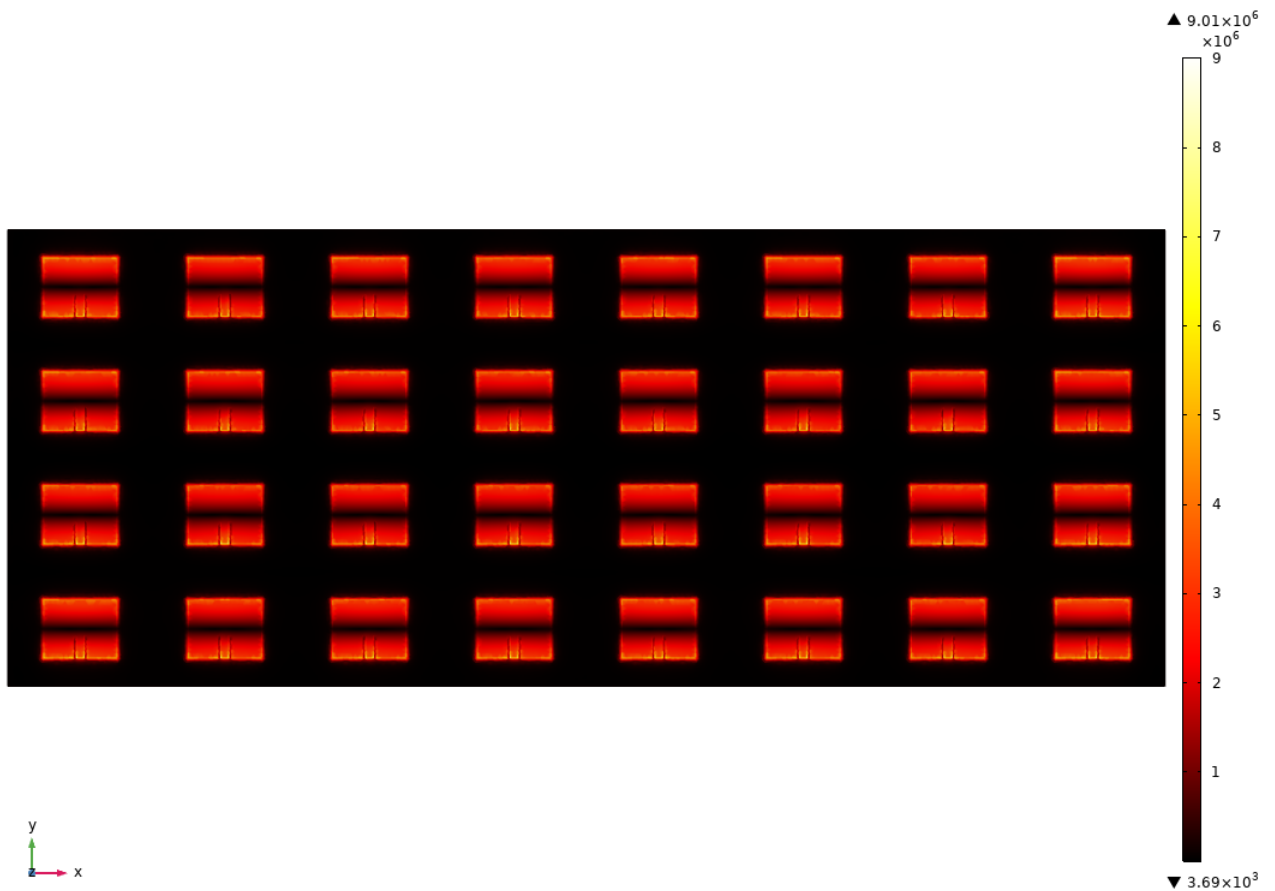


Figura 3.17: Diagrama de Radiação 3D do agregado ($f_r = 8.98 \text{ THz}$ e $\phi = \frac{\pi}{2}$).

Na figura (3.17) é possível observar a distribuição do campo elétrico na superfície do agregado, esta apresenta máximos nas extremidades do agregado e mínimos no centro como esperado teoricamente.

De seguida, analisou-se o diagrama de radiação segundo o plano do campo elétrico para a frequência definida e para os três valores de ϕ .

Na figura (3.18) é possível verificar um lobo principal bem definido bem como um claro desvio do lobo principal para os diferentes valores de ϕ , porém não foi possível ter uma correspondência exata da direção do lobulo principal para 60 e 120 graus.

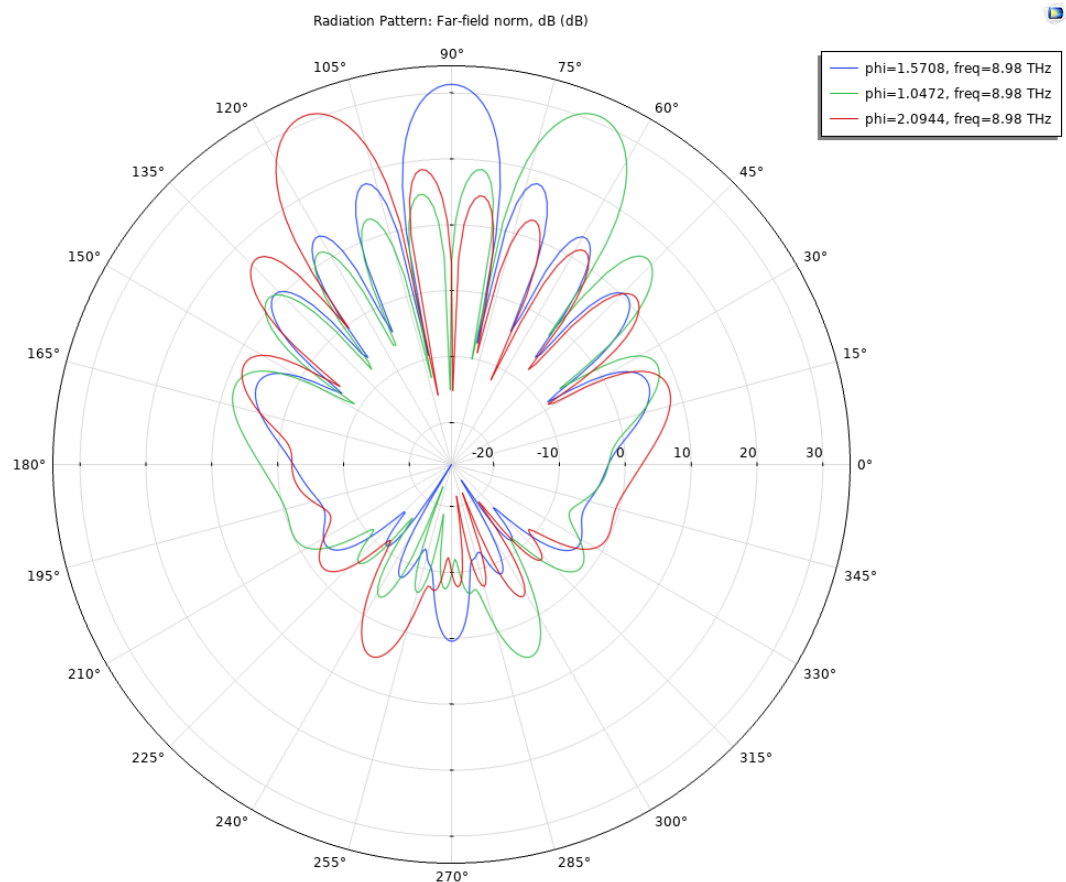


Figura 3.18: Representação polar do diagrama de radiação do agregado no plano E para $\phi = \frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{3}$ e $\frac{2\pi}{3}$.

Para valores de phi maiores que $\frac{3\pi}{4}$ ou menores que $\frac{\pi}{4}$ o diagrama de radiação já não se comporta da mesma forma uma vez que para estes valores ocorrem demasiadas reflexões na superfície do agregado levando a um irregularidade do diagrama de radiação e do lobo principal como se pode observar na figura (3.19). Conclui-se então que a variação do lobo principal fica limitada entre 60 e 120 graus, dando uma amplitude total de 60 graus a este.

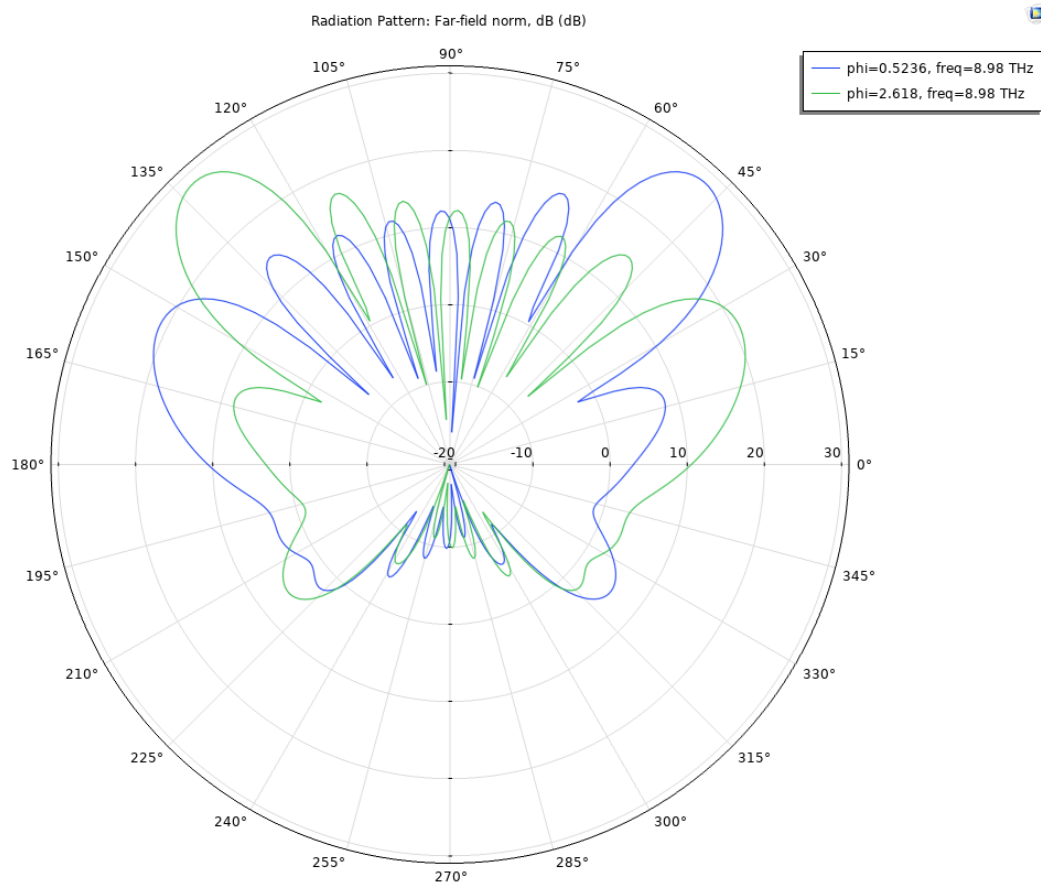


Figura 3.19: Representação polar do diagrama de radiação do agregado no plano E para $\phi = \frac{5\pi}{6}$ e $\frac{\pi}{6}$.

Relativamente à diretividade do agregado para a frequência 8.98 THz e para uma direção do lobo principal correspondente a 90 graus é de 20.62dB, para outras direções do lobo a variação da diretividade é -0.5dB . Nas figuras (3.20), (3.21) e (3.22) estão representados os diagramas de radiação em 3D para os valores de phi em estudo.

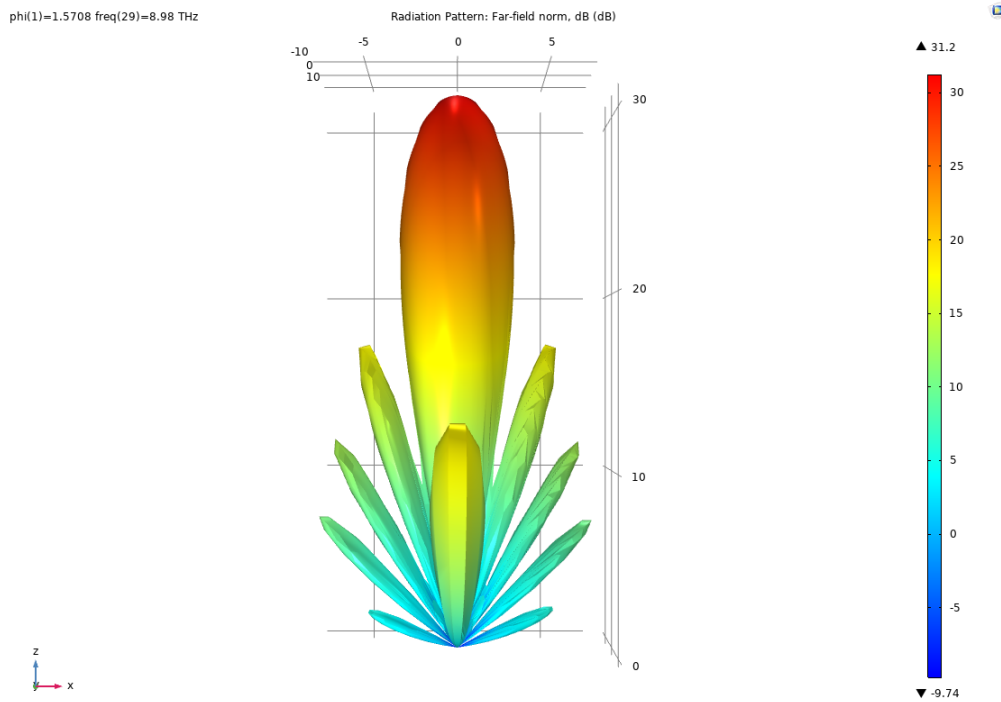


Figura 3.20: Diagrama de Radiação 3D do agregado ($f_r = 8.98 \text{ THz}$ e $\phi_i = \frac{\pi}{2}$).

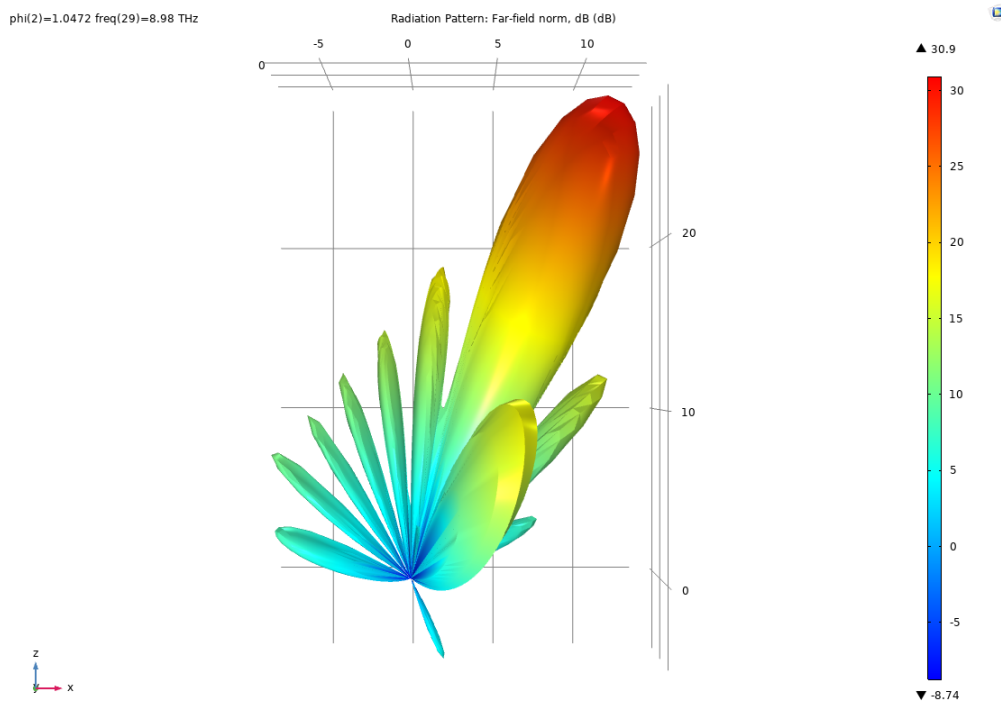


Figura 3.21: Diagrama de Radiação 3D do agregado ($f_r = 8.98 \text{ THz}$ e $\phi_i = \frac{\pi}{3}$).

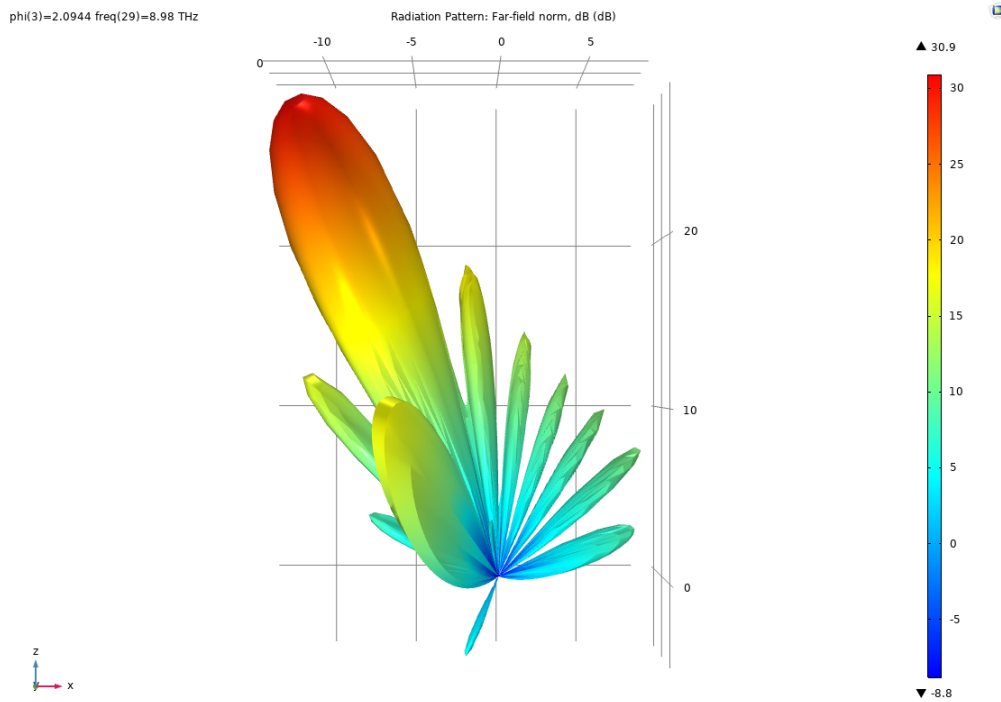


Figura 3.22: Diagrama de Radiação 3D do agregado ($f_r = 8.98 THz$ e $\phi = \frac{2\pi}{3}$).

Na figura (3.23) está representado o ganho do agregado para os diferentes valores de phi onde este é aproximadamente 31dB para ambos os casos.

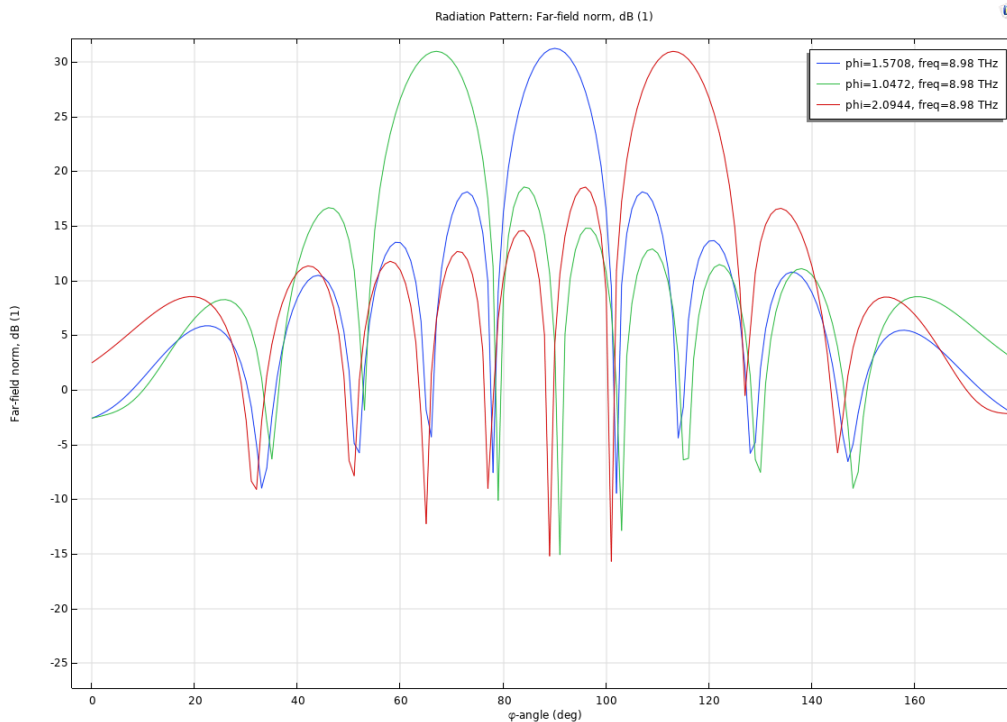


Figura 3.23: Diagrama do ganho do agregado ($f_r = 8.98$).

3.5 Conclusões

Este capítulo iniciou-se com uma descrição do software utilizado no trabalho de dimensionamento, simulação e otimização da estrutura da nanoantena estudada. Apresentaram-se as características do *COMSOL Multiphysics* e as possibilidades do mesmo.

Os primeiros resultados apresentados correspondem ao dimensionamento e simulação de um *patch* retangular alimentado por *inset feed*. Verificou-se que, este tipo de estrutura não cumprir os requisitos estabelecidos uma vez que apresentava um S11 maior que -10dB o que levou a efetuar algumas alterações à configuração do *patch* para se atingir um melhor funcionamento.

A frequência de ressonância e o padrão de radiação da nanoantena estão relacionados com a estrutura e dimensões do *patch*, pelas simulações observou-se que a localização do ponto de *inset feed* (y_0) de todos eles é o parâmetro que mais influência as características acima mencionadas.

De forma a obter um S11 que cumprisse os requisitos optimizou-se as dimensões do *patch* obtendo para uma frequência de 8.98 THz um S11 de -28.73 dB.

Depois era necessário que a nossa nanoantena conseguisse aumentar a sua area de cobertura e que esta conseguisse alterar a direção do lobulo principal sem que para isso fosse que o UAV se move-se.

Dimensionou-se um agregado constituído por 32 *patch* (8x4) otimizados e obteve-se um aumento de ganho de 7.12dB para 31dB e com a utilização de uma fase aritmética nos *lumped ports* foi possível alterar a direção do lobulo principal numa gama de 60 a 120 graus.

Conclui-se deste modo o capítulo, referindo que a junção de varios *patch* numa estrutura permitiu não só aumentar o ganho da nanoantena mas também fazer com que a direção do lobulo principal da mesma conseguisse ser alterado sem que para isso fosse necessário mover o UAV da sua rota de voo.

4

Análise de resultados e conclusões

Conteúdo

3.1	Introdução	28
3.2	COMSOL Multiphysics	28
3.3	Configuração do elemento da nanoantena (<i>patch</i>)	29
3.4	Dimensionamento e simulação de um nanoagregado	39
3.5	Conclusões	47

4.1 Introdução

Esta dissertação tinha como objetivo a obtenção de um estudo complementado por resultados de simulação, de forma estudar o comportamento de uma nanoantena ótica que pudesse ser integrada num emissor ou recetor de um sistema de comunicações óticas de um UAV. As simulações eletromagnéticas das características da nanoantena efetuadas ao longo do trabalho foram realizadas com recurso ao programa de simulação *COMSOL Multiphysics*.

No presente Capítulo sintetizam-se as conclusões realizadas ao longo da realização da dissertação e os objetivos que foram cumpridos. Apresentam-se também as contribuições originais desta dissertação e as perspetivas de trabalho futuro.

4.2 Considerações Finais

Nas últimas décadas, a utilização de UAV em operações militares tem vindo a ganhar preponderância, uma vez que estas plataformas permitem a recolha de informações relativas ao Teatro de Operações em tempo de real, sem colocarem as vidas dos seus utilizadores em risco.

Neste sentido, a Força Aérea encontra-se a desenvolver e fabricar plataformas UAV no projeto PIT-VANT (Projeto de Investigação e Tecnologia em Veículos Aéreos Não-Tripulados). Com o intuito de melhorar os sistemas de comunicação das plataformas já existentes surgiu a presente dissertação de mestrado. No primeiro Capítulo desta dissertação definiu-se o problema em estudo e apresentaram-se os objetivos pretendidos com a realização deste trabalho.

No segundo Capítulo é feito um estudo geral dos meios utilizados atualmente pelos UAVs para concretizar a comunicação, ou seja, é necessário ter conhecimento do tipo de antenas utilizadas pelos UAVs para dar resposta às limitações de comunicação atuais, nomeadamente, a possibilidade de maiores alcances com capacidade de transmissão de dados superior e redução de tamanho dos dispositivos. Conclui-se que as antenas do tipo planares são as mais utilizadas neste contexto. É também feito um estudo relativamente as nanoantenas óticas já existentes.

No terceiro Capítulo fez-se uma análise teórica das antenas planares, que seriam o modelo base para o dimensionamento da nossa nanoantena em estudo. Foram apresentadas as vantagens e desvantagens das mesmas, destacando como desvantagens o ganho reduzido e a largura de banda estreita quando comparadas com outros tipos de antenas. A mitigação destas desvantagens passa pela alteração das características do substrato como por exemplo a espessura ou a constante dielétrica. Foram apresentados os métodos analíticos necessários para o dimensionamento do *patch* da antena planar, que seriam usados também para o dimensionamento do *patch* da nanoantena. Foram também abordados os métodos de excitação utilizados para excitar as antenas planares, bem como as vantagens e desvantagens do uso de cada método. No fim o método de excitação escolhido para realizar a

alimentação da nanoantena foi o método da linha *microstrip*.

No quarto Capítulo realizou-se o estudo e simulação de uma nanoantena que pudesse ser integrada num emissor ou recetor de um sistema de comunicações óticas de um UAV. Para uma análise mais detalhada do comportamento da nanoantena recorreu-se ao *COMSOL Multiphysics*, que permite a aplicação de métodos de onda completa. Foram primeiramente efetuados os cálculos teóricos das dimensões do *patch* da nanoantena e seguidamente foi simulado no *software* de forma a perceber o comportamento do mesmo. Depois foram realizadas otimizações nas dimensões do *patch* uma vez que o parâmetro S11 se encontrava acima de -10dB. Feitas as otimizações obteve-se um S11 de -28.73dB para um frequência de trabalho de 8.98 THz atingindo assim um dos requisitos necessários.

Numa fase seguinte já com os objetivos de aumentar o alcance e o ganho da nanoantena e conseguir alterar a direção do lobo principal foi desenhado um agregado de 32 *patches* otimizados excitados por *inset feed* por *lumped port* agrupados com a mesma tensão e impedância. De forma a poder variar a direção do lobo principal de radiação sem que para isso o UAV se tenha de mover, definiu-se a fase do *lumped port* aritmeticamente. Deste estudo conseguiu-se aumentar o ganho da nanoantena de 7.12dB para 31dB e foi possível alterar a direção do lobo principal numa gama de 60 a 120 graus, ficando assim com uma amplitude de 60 graus de manobra.

Conclui-se que a realização desta dissertação permitiu a realização de vários estudos necessários para cumprir os objetivos que foram propostos. A mesma iniciou-se com uma investigação dos conceitos teóricos posteriormente necessários para o trabalho de dimensionamento e simulação. O recurso ao *COMSOL Multiphysics* permitiu a compreensão do comportamento da nanoantena, auxiliando a obtenção de resultados e consequente desenvolvimento da nanoantena.

Em suma, com a realização desta dissertação adquiriu-se um vasto leque de conhecimentos na área de comunicação nomeadamente, nestes veículos aéreos não pilotados. O projeto da nanoantena permitiu uma compreensão muito mais detalhada deste tipo de nanoantenas, que apesar de ainda ser muito inexploradas para este tipo de funções, poderão futuramente ser uma mais valia uma vez que permitem usar frequências mais elevadas o que leva a uma maior capacidade de transmissão de dados. Houve uma grande aquisição de conhecimentos no que diz respeito à utilização de software de simulação física, como é o caso do *COMSOL Multiphysics*.

4.3 Contribuições Originais

Esta dissertação constitui um trabalho inovador numa área ainda um pouco inexplorada sobretudo quando aplicada a comunicações óticas nos UAVs.

A área da nanotecnologia tem vindo a crescer nos últimos anos, e tem melhorado muito o desempenho de diversas aplicações militares e de natureza civil de todas as nações que têm vindo a apostar

nela.

Este trabalho constitui um estudo pioneiro de dispositivos que podem ser utilizados, não só para melhorar o desempenho de sistemas utilizados na atualidade, como para mudar totalmente o conceito dos sistemas que são atualmente utilizados em diversas situações, como por exemplo, optar por utilizar sistemas de comunicações óticos em vez de sistemas de comunicações por RF, como tem vindo a acontecer no caso dos UAVs.

A realização do projeto desta nanoantena torna-se um progresso a nível tecnológico, pois a capacidade de controlar a variação do lobo principal de radiação numa estrutura planar e de dimensões muito reduzidas implica voos aerodinamicamente mais eficientes e com capacidade de comunicação mais autónoma.

4.4 Perspetivas de Trabalho Futuro

A presente dissertação consiste num trabalho que aborda um tema muito recente e pouco explorado ainda, possibilitando um vasto número de trabalhos que podem vir a ser desenvolvidos. Surge como sugestão de trabalho futuro a construção do projeto de nanoantena apresentado e a comparação com os resultados de simulação obtidos.

Um dos trabalhos que pode ser também realizado é o desenvolvimento de um agregado onde os *patches* não estejam todos excitados ao mesmo tempo, mas sim só os necessários para dar a direção do lobo principal pretendida. Isto levaria a uma poupança de bateria do UAV e uma possibilidade de o lobo principal se deslocar não só horizontalmente, mas também verticalmente.

Outros trabalhos que podem ser desenvolvidos é o estudo e projeto de nanoantenas com outros métodos de excitação, por exemplo excitação por sonda coaxial ou por acoplamento abertura, assim como por diferentes geometrias do *patch*.

Bibliografia

- [1] M. N. de Sousa, *Uso de Veículos Aéreos Não Tripulados no Sistema Tático de Guerra Eletrônica (SITAGE)*, 2008.
- [2] EME, *PDE 3-00 Operações*, 2012.
- [3] B. Q. Soares, *"UAS e Reconhecimento Terrestre: contributos para um modelo de instrução e treino"*. Academia Militar, 2013.
- [4] C. J. O. Ribeiro, *As Operações Militares Na Era Da Informação E Da Comunicação*. PROELIUM – Rev. DA Acad. Mil., 2005.
- [5] N. M. Vaz, *"A RAM, o Quadro Estratégico e as Condições de Emprego das Forças Militares (Intervenção de Portugal)"*, 2003.
- [6] J. Oliveira, *"O Projeto de Investigação e Tecnologia em Veículos Aéreos Não Tripulados (PITVANT). a Edificação de uma Capacidade Nacional"*. IESM, 2013.
- [7] L. Petricca, P. Ohlckers, and C. Grinde, *"Micro- and nano-air vehicles: State of the art"*. International Journal of Aerospace Engineering, 2011.
- [8] (2015) Marines get a closer look at black hornet micro drone. [Online]. Available: <https://www.marinecorpstimes.com/news/your-marine-corps/2015/09/22/marines-get-a-closer-look-at-black-hornet-micro-drone/>
- [9] K. P. Valavanis and G. J. Vachtsevanos, *Handbook of unmanned aerial vehicles*. Springer, 2015.
- [10] R. Austin, *Unmanned aircraft systems: UAVS design, development and deployment*. John Wiley & Sons, 2011.
- [11] J. P. Pincha, "O drone português que está em missão no kosovo - e que quer conquistar o mundo," *Observador*, Set. 24, 2014.
- [12] (2019) Exército português estreia drone na república centro-africana. [Online]. Available: <https://www.cmjornal.pt/portugal/detalhe/exercito-portugues-estrela-drone-na-republica-centro-africana>

- [13] U. S. D. of Defense, "Unmanned aerial vehicles roadmapp, 2000-2025," 2001.
- [14] J. Leland and I. P. III, *Future Army Bandwidth Needs and Capabilities*. RAND Corporation, 2004.
- [15] NATO, *NATO Joint Civil/Military Frequency Agreement*, 2002.
- [16] C. Systems, "Omni antenna vs. directional antenna." 2007.
- [17] J. M. N. Pinto, "*Otimização do sistema de controlo de antenas para UAV*". Academia Militar, 2018.
- [18] T. Zhang, "A new planar electronically steerable passive array radiator antenna," 2012.
- [19] M. R. Nikkhah, P. Loghmannia, J. Rashed-Mohassel, and A. A. Kishk, "Theory of espar design with their implementation in large arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2014.
- [20] P. Bharadwaj, B. Deutsch, and L. Novotny, "Optical antennas," *Advances in Optics and Photonics*, 2009.
- [21] R. D. F. R. Gomes, "*Estudo de uma antena ótica para comunicação inter-satélites*". Academia Militar, 2016.
- [22] L. Novotny and N. V. Hulst, "Antennas for light," *Nature Photonics*, 2011.
- [23] D. C. Skigin, "Commentary: Optical nanoantennas: from communications to super-resolution," *Journal of Nanophotonics*, 2011.
- [24] T. H. Taminiâu, R. J. Moerland, F. B. Segerink, L. Kuipers, and N. F. V. Hulst, "Resonance of an optical monopole antenna probed by single molecule fluorescence," *Nano Letters*, 2007.
- [25] Q. Park, "Optical antennas and plasmonics," *Contemporary Physics*, pp. 407–423, 2009.
- [26] A. E. Krasnok, I. S. Maksymov, A. I. Denisyuk, P. A. Belov, A. E. Miroshnichenko, C. R. Simovski, and Y. S. Kivshar, "Optical nanoantennas," *Physics-Uspeski*, 2013.
- [27] A. Kausar, A. Reza, T. Latef, M. Ullah, and M. Karim, "Optical nano antennas: State of the art, scope and challenges as a biosensor along with human exposure to nano-toxicology," *Sensors (Switzerland)*, 2015.
- [28] C. A. Balanis, "*Antenna Theory Analysis and Design*". John Wiley Sons, Inc, 2005.
- [29] D.-G. Fang, "*Antenna theory and microstrip antennas*". CRC Press, 2017.
- [30] COMSOL, "*COMSOL Multiphysics Reference Manual*", 2019.
- [31] COMSOL, "*RF Module User's Guide*", 2017.
- [32] COMSOL, "*Modeling of a Phased Array Antenna*".