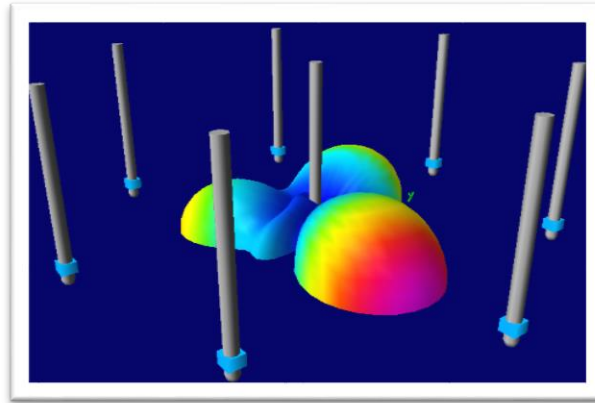




TÉCNICO
LISBOA

academia
militar **MI**



Modificação das Características de Radiação de uma Antena usando Componentes Eletrónicos

André Alves Silva

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em

Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientadores: Doutor António Carlos de Campos Simões Baptista

Doutora Maria João Marques Martins

Júri

Presidente: Doutor José Eduardo Charters Ribeiro da Cunha Sanguino

Orientadora: Doutora Maria João Marques Martins

Vogal: Doutor António Luís Campos da Silva Topa

Novembro de 2015

Agradecimentos

Esta dissertação representa o reflexo de todo um conjunto de conhecimentos que se adquiriram ao longo de vários anos de uma vida académica. Vida essa que, dependendo em grande parte de mim, dependeu também de todos aqueles que me ensinaram, corrigiram e apoiaram.

Em primeiro lugar, agradeço à minha família que, ao longo das dificuldades da vida, me proporcionaram um dom, o dom da educação.

Agradeço também ao Professor Doutor António Carlos de Campos Simões Baptista e à Professora Doutora Maria João Marques Martins pela disponibilidade e apoio na concretização deste trabalho.

A todos os meus camaradas e amigos que estiveram sempre presentes.

À Elsa, por tudo!

Resumo

Ao longo das últimas décadas, a acentuada evolução tecnológica apresentou um papel fundamental no desenvolvimento das forças militares no mundo. O Exército português também assimilou esses avanços tecnológicos e incorporou-os nas suas atividades, originando uma revolução no *modus operandi* das Forças Armadas, designada por Revolução nos Assuntos Militares.

Nos últimos anos, o Exército Português desenvolveu dois robôs para realizarem tarefas de vigilância e reconhecimento, nos vários teatros de operações. As comunicações sem fios com estes robôs necessitam de uma antena que seja robusta, de pequenas dimensões, e que permita variar a direção e largura do lobo principal. Foi assim dimensionada e simulada uma antena designada por *Electronically Steerable Parasitic Array Radiator* (ESPAR), através da técnica dos algoritmos genéticos, cujo projeto constitui o objetivo principal desta Dissertação de Mestrado. Esta antena vai possibilitar ao operador ter uma antena orientável, permitindo escolher a direção para a qual a emissão apresenta um ganho máximo. A variação das impedâncias mútuas da antena permite alterar a relação das correntes, que por sua vez torna possível variar a direção e largura de banda do lobo principal, possibilitando obter diferentes diagramas de radiação.

A antena foi projetada e simulada para operar na banda dos 2,4GHz usando o programa 4NEC2X. Posteriormente, foi dimensionada uma malha de adaptação e um plano de terra que permitiram assegurar a adaptação e funcionamento eficaz da antena. A antena ESPAR, pelas suas características finais, apresenta os requisitos necessários para estabelecer comunicação com os robôs, nos teatros de operações do Exército Português.

Palavras-chave: antena ESPAR, agregado de antenas, antenas monopolares, diagramas de radiação, algoritmos genéticos.

Abstract

Over the past few decades, the increased technological growth has played a key role in the development of military forces in the world. The Portuguese Army also assimilated these technological advances and incorporated them in their activities, leading to a revolution in the *modus operandi* of the Armed Forces, designated by Revolution in Military Affairs.

In the last few years, the Portuguese Army has developed two robots to perform surveillance and reconnaissance tasks, in several theaters of operations. The wireless communications with these robots need an antenna that should be robust, small sized, and which allows to vary the main lobe's direction and width. Thus, an antenna designated by Electronically Steerable Parasitic Array Radiator (ESPAR) was dimensioned and simulated through the technique of genetic algorithms, which project is the main objective of this Master's Thesis. This antenna will allow the operator to have a directional antenna, enabling him to choose the direction in which the emission has a maximum gain. Varying the antenna's mutual impedances changes the relation between the excitation currents, which in turn vary the direction and bandwidth of the main lobe, allowing to obtain different radiation patterns.

The antenna was simulated and dimensioned in 4NEC2X program, to operate in the 2.4GHz band. After that, a matching circuit and a ground plane that optimized the antenna characteristics were designed. The ESPAR antenna, by its final characteristics, it complies with the necessary requisites to achieve communication with the robots, in the Portuguese Army theaters of operations.

Keywords: ESPAR antenna, antenna arrays, monopole antennas, radiation patterns, genetic algorithms.

Índice

Agradecimentos	i
Resumo	iii
Abstract	iv
Índice de Tabelas	vii
Índice de Figuras	viii
Lista de Siglas e Acrónimos	xi
Lista de Símbolos	xii
Capítulo 1	14
1. Introdução	14
1.1. Definição do Problema	14
1.2. Motivação e Objetivos	16
1.3. Estado da Arte	17
1.3.1. Origem das Antenas ESPAR	17
1.3.2. Configuração da Antena ESPAR	19
1.3.3. Vantagens e Desvantagens da Antena ESPAR.....	19
1.4. Estrutura da Dissertação	20
Capítulo 2	21
2. Antenas Lineares e Agregados de Antenas	21
2.1. Introdução.....	21
2.2. Antenas Lineares - Dipolos.....	21
2.3. Antenas Lineares - Monopolos	24
2.4. Agregados de Antenas	25
2.5. Agregados Lineares.....	25
2.6. Agregados Circulares e Antenas Inteligentes.....	27
2.7. Conclusões.....	29
Capítulo 3	30
3. Princípio de Funcionamento de uma Antena ESPAR	30
3.1. Introdução.....	30
3.2. Agregado de Dois Elementos - Caráter Refletor de um Dipolo.....	30
3.3. Agregado de Dois Elementos - Caráter Diretor de um Dipolo	35
3.4. Agregado de Três Elementos	39
3.5. Conclusões.....	44
Capítulo 4	46
4. Dimensionamento e Otimização da Antena ESPAR através dos Algoritmos Genéticos	46
4.1. Introdução.....	46
4.2. Algoritmos Genéticos.....	46

4.3.	Algoritmos Genéticos Aplicados à Antena ESPAR.....	49
4.4.	Dimensionamento e Otimização da Estrutura da Antena	51
4.4.1.	Número de Elementos Parasitas	51
4.4.2.	Raio dos Monopolos	53
4.4.3.	Distribuição dos Elementos da Antena	53
4.4.4.	Altura dos Monopolos	56
4.5.	Otimização das Reactâncias	57
4.6.	Adaptação da Antena – Estudo do Coeficiente de Onda Estacionária	59
4.7.	Plano de Terra	63
4.8.	Conclusões.....	67
Capítulo 5	71
5.	Análise de Resultados e Conclusões	71
5.1.	Introdução.....	71
5.2.	Considerações Finais	71
5.3.	Contribuições Originais.....	72
5.4.	Perspetivas de Trabalho Futuro.....	73
Referências	74
Anexo A	78
Anexo B	79
Anexo C	85
Anexo D	86

Índice de Tabelas

Tabela 3.1 - Dimensões do agregado de dois dipolos.....	31
Tabela 3.2 - Dimensões do agregado de dois dipolos.....	36
Tabela 3.3 - Dimensões do agregado de três dipolos.	39
Tabela 3.4 - Características dos agregados.	44
Tabela 4.1 - Características das antenas simuladas.	52
Tabela 4.2 - Dimensões dos planos de terra simulados.	65
Tabela 4.3 - Características de radiação para $\varphi=0^\circ$, $\theta=90^\circ$ e $\varphi=180^\circ$, $\theta=90^\circ$	68
Tabela 4.4 - Características finais da antena ESPAR de 8 elementos.....	69
Tabela 4.5 - Características do diagrama de radiação da antena ESPAR de 8 elementos.	69
Tabela 4.6 - Plano de terra simulado sem aba e com aba.	70
Tabela A.1 - Dimensões do dipolo ativo.....	78

Índice de Figuras

Figura 1.1 - Unmanned ground vehicle [4].	14
Figura 1.2 - Unmanned aerial vehicle [4].	15
Figura 1.3 - Unmanned underwater vehicle [4].	15
Figura 1.4 - Surveyor SRV-1 Blackfin [5].	16
Figura 1.5 - Jaguar 4x4 [5].	16
Figura 1.6 - Agregado circular de 7 elementos com dipolos reativos [7].	18
Figura 1.7 - Esquema transversal de uma antena ESPAR de três elementos [6].	18
Figura 2.1 - Componentes do campo elétrico de um dipolo numa superfície esférica [14].	22
Figura 2.2 - Distribuição de corrente no dipolo de meia onda [15].	22
Figura 2.3 - Distribuição de corrente na antena de onda completa [15].	22
Figura 2.4 - Monopolo vertical sobre um plano de terra infinito [16].	24
Figura 2.5 - Dipolo alimentado ao centro [16].	24
Figura 2.6 - Agregado linear de dois dipolos [14].	26
Figura 2.7 - Observação na zona distante de agregado linear de dois dipolos [14].	26
Figura 2.8 - Esquema de radiação de um agregado de feixe comutado [17].	28
Figura 2.9 - Esquema de radiação de um agregado adaptativo [17].	28
Figura 2.10 - Agregado uniforme concêntrico circular (AUCC) [28].	29
Figura 3.1 - Dipolo ativo (esquerda) e dipolo passivo/refletor (direita) [29].	30
Figura 3.2 - Esquema do agregado.	31
Figura 3.3 - Diagrama de radiação no plano E.	34
Figura 3.4 - Diagrama de radiação no plano E ($\varphi=180^\circ$).	34
Figura 3.5 - Diagrama de radiação no plano H ($\theta=90^\circ$).	34
Figura 3.6 - Diagrama de radiação 3D do agregado de dois elementos.	35
Figura 3.7 - Dipolo ativo (esquerda) e dipolo passivo/diretor (direita) [29].	35
Figura 3.8 - Esquema do agregado.	36
Figura 3.9 - Diagrama de radiação no plano E.	37
Figura 3.10 - Diagrama de radiação no plano E ($\varphi=0^\circ$).	38
Figura 3.11 - Diagrama de radiação no plano H ($\theta=90^\circ$).	38
Figura 3.12 - Diagrama de radiação 3D do agregado de dois elementos.	38
Figura 3.13 - Dipolo refletor (esquerda), dipolo ativo (centro) e dipolo diretor (direita) [29].	39
Figura 3.14 - Esquema do agregado de três elementos.	39
Figura 3.15 - Diagrama de radiação no plano E.	43
Figura 3.16 - Diagrama de radiação no plano H ($\theta=90^\circ$).	43
Figura 3.17 - Diagrama de radiação no plano E ($\varphi=0^\circ$).	43
Figura 3.18 - Diagrama de radiação 3D do agregado de três elementos.	44
Figura 4.1 - Diagrama dos algoritmos genéticos.	48
Figura 4.2 - Diagrama dos algoritmos genéticos aplicados à antena ESPAR.	50
Figura 4.3 - Diagrama de radiação no plano E ($\varphi=0^\circ$).	54

Figura 4.4 - Diagrama de radiação no plano H ($\theta=90^\circ$).	54
Figura 4.5 - Diagrama de radiação em 3D e respetiva estrutura da antena.	54
Figura 4.6 - Forma da antena ESPAR de 8 elementos vista de topo (heptágono regular).	55
Figura 4.7 - Diagrama de radiação no plano E ($\varphi=180^\circ$).	55
Figura 4.8 - Diagrama de radiação no plano H ($\theta=90^\circ$).	55
Figura 4.9 - Diagrama de radiação em 3D e respetiva estrutura da antena.	55
Figura 4.10 - As duas direções de radiação simuladas (vista de topo).	56
Figura 4.11 - Esquema elétrico aplicado a cada monopolo parasita [41].	57
Figura 4.12 - Diagrama de radiação no plano E ($\varphi=0^\circ$).	58
Figura 4.13 - Diagrama de radiação no plano H ($\theta=90^\circ$).	58
Figura 4.14 - Diagrama de radiação no plano H ($\theta=90^\circ$).	59
Figura 4.15 - Diagrama de radiação no plano E ($\varphi=0^\circ$).	59
Figura 4.16 - Variação do SWR em função da frequência.	59
Figura 4.17 - Esquema elétrico da malha de adaptação em L.	60
Figura 4.18 - Variação do SWR em função da frequência.	62
Figura 4.19 - Largura de banda da antena.	62
Figura 4.20 - Cargas acumuladas e corrente não nula no plano de terra da antena.	64
Figura 4.21 - Diagrama de radiação em 3D e respetiva estrutura da antena.	64
Figura 4.22 - Diagrama de radiação no plano E ($\varphi=0^\circ$).	65
Figura 4.23 - Diagrama de radiação no plano H ($\theta=65^\circ$).	65
Figura 4.24 - Diagrama de radiação em 3D e respetiva estrutura da antena.	66
Figura 4.25 - Diagrama de radiação no plano E ($\varphi=0^\circ$).	66
Figura 4.26 - Diagrama de radiação no plano H ($\theta=85^\circ$).	66
Figura 4.27 - Plano de terra circular com aba.	69
Figura A.1 - Diagrama de radiação no plano E ($\varphi=0^\circ$).	78
Figura A.2 - Diagrama de radiação no plano H ($\theta=90^\circ$).	78
Figura A.3 - Diagrama de radiação 3D do dipolo.	78
Figura B.1 - Diagrama de radiação no plano E ($\varphi=0^\circ$).	79
Figura B.2 - Diagrama de radiação no plano H ($\theta=90^\circ$).	79
Figura B.3 - Diagrama de radiação em 3D e respetiva estrutura da antena.	80
Figura B.4 - Diagrama de radiação no plano E ($\varphi=0^\circ$).	81
Figura B.5 - Diagrama de radiação no plano H ($\theta=90^\circ$).	81
Figura B.6 - Diagrama de radiação em 3D e respetiva estrutura da antena.	81
Figura B.7 - Diagrama de radiação no plano E ($\varphi=0^\circ$).	82
Figura B.8 - Diagrama de radiação no plano H ($\theta=90^\circ$).	82
Figura B.9 - Diagrama de radiação em 3D e respetiva estrutura da antena.	82
Figura B.10 - Diagrama de radiação no plano E ($\varphi=0^\circ$).	83
Figura B.11 - Diagrama de radiação no plano H ($\theta=90^\circ$).	83
Figura B.12 - Diagrama de radiação em 3D e respetiva estrutura da antena.	83
Figura B.13 - Diagrama de radiação no plano H ($\theta=90^\circ$).	84

Figura B.14 - Diagrama de radiação no plano E ($\varphi=0^\circ$).....	84
Figura B.15 - Diagrama de radiação em 3D e respetiva estrutura da antena.	84
Figura D.1 - Diagrama de radiação no plano E ($\varphi=0^\circ$).	86
Figura D.2 - Diagrama de radiação no plano H ($\theta = 90^\circ$).....	86
Figura D.3 - Diagrama de radiação em 3D e respetiva estrutura da antena.	86

Lista de Siglas e Acrónimos

AC	Alternating Current (Corrente Alternada)
AG	Algoritmos Genéticos
CST MWS	Computer Simulation Technology Microwave Studio
DC	Direct Current (Corrente Direta)
DR	Diagrama de Radiação
EM	Eletromagnético
ESPAR	Electronically Steerable Parasitic Array Radiator
FA	Forças Armadas
FRR	Front-to-Rear Ratio
LFMP	Largura de Feixe a Meia Potência
MoM	Método dos Momentos
NEC	Numerical Electromagnetics Code
RAM	Revolução nos Assuntos Militares
RF	Radiofrequência
RFT	Relação Frente-Trás (Front-to-Back Ratio)
ROVIM	Robô de Vigilância de Instalações Militares
SINR	Signal-to-Interference-Plus-Noise Ratio
SWR	Standing Wave Ratio
TO	Teatro de Operações
TR PIPRC-525	Transmissor Recetor Português Portátil Rádio Comunicações
UAS	Unmanned Aircraft Systems
UAV	Unmanned Aerial Vehicles
UGS	Unmanned Ground Systems
UGV	Unmanned Ground Vehicles
UMS	Unmanned Maritime Systems
US	Unmanned Systems
USV	Unmanned Surface Vehicles
UUV	Unmanned Underwater Vehicles
UV	Unmanned Vehicles

Lista de Símbolos

Símbolos Romanos

c	Velocidade da luz [m.s ⁻¹]
C	Capacidade [F]
d	Distância entre dipolos [m]
D	Diretividade
E	Campo elétrico [V.m ⁻¹]
f	Frequência [Hz]
f_D	Fator direcional
F	Fator espacial de um agregado
G	Ganho
h_a	Altura do monopolo ativo [m]
h_e	Comprimento efetivo [m]
h_p	Altura dos monopolos passivos [m]
H	Campo magnético [A.m ⁻¹]
I	Corrente elétrica [A]
I_M	Corrente máxima [A]
I_0	Corrente de entrada [A]
k	Constante de propagação [rad.m ⁻¹]
\bar{K}_s	Fator de reflexão na carga de uma linha
L	Comprimento do monopolo [m]
$2L$	Comprimento do dipolo [m]
p	Coeficiente de onda estacionária
P_a	Potência de alimentação [W]
P_r	Potência radiada [W]
Q	Fator de qualidade
r_a	Raio dos dipolos [m]
R	Parte real de uma impedância – resistência [Ω]
R_a	Resistência da antena [Ω]
R_s	Resistência do cabo de alimentação [Ω]
S_{11}	Perdas de retorno
U_{max}	Intensidade de radiação máxima [W]
U_0	Intensidade de radiação média [W]
V	Tensão [V]
X	Parte imaginária de uma impedância – reactância [Ω]
X_a	Reactância da antena [Ω]
X_L	Reactância da malha de adaptação [Ω]
X_n	Reactâncias dos monopolos passivos [Ω]

X_s	Reactância da malha de adaptação [Ω]
Z	Impedância [Ω]
Z_{in}	Impedância de entrada [Ω]
Z_L	Impedância da antena [Ω]
Z_M	Impedância mutua [Ω]
Z_0	Impedância característica da onda plana no vácuo [Ω]

Símbolos Gregos

μ_0	Permeabilidade magnética do vácuo [$H.m^{-1}$]
Γ	Fator de reflexão
σ_M	Condutividade elétrica de um metal [$S.m^{-1}$]
ψ	Ângulo [$^\circ$] ou [rad]
β	Diferença de fase das correntes de excitação [rad]
δ	Profundidade de penetração [m]
η	Rendimento
θ	Ângulo [$^\circ$] ou [rad]
λ	Comprimento de onda [m]
ρ	Resistividade elétrica [$\Omega.m$]
ω	Frequência angular [$rad.s^{-1}$]
φ	Ângulo [$^\circ$] ou [rad]
φ_i	Fase das correntes de excitação [rad]

Capítulo 1

1. Introdução

1.1. Definição do Problema

“A natureza e formas de fazer a guerra têm estado, ao longo dos séculos, em permanente evolução e é hoje difícil prever como serão os conflitos do futuro.” [1].

O atual processo de mudança nas Forças Armadas (FA), tanto no plano tático como no estratégico, é designado por Revolução nos Assuntos Militares (RMA) [2]. A RMA tem por base a evolução tecnológica, que tem permitido enormes progressos, apresentando grande influência no pensamento e ação militar. Contudo, esta evolução tem permitido também o surgimento de novas ameaças de difícil contenção. A evolução tecnológica apresenta-se como um fator fundamental para a estruturação dos aparelhos militares, onde estes, por sua vez, influenciam decisivamente a qualidade e capacidade do poder militar [1].

Nos presentes Teatros de Operações (TOs), tem superioridade, a força que melhor e mais rapidamente consegue obter e fazer uso da informação, impedindo assim o adversário de reagir em tempo útil. Contudo, nem sempre o ser humano consegue obter essas informações de forma rápida e eficaz, uma vez que se encontra em situações de elevado *stress* e cansaço. Utilizam-se assim, novas tecnologias para recolher e transmitir informação, de forma a minimizar as baixas humanas e aumentar o sucesso das missões [3].

A vigilância e reconhecimento num TO são fundamentais, sendo que podem ser de carácter terrestre, aéreo e marítimo. Nestas operações, são utilizados cada vez mais *unmanned systems* (US), em detrimento da força humana. Os US podem ser máquinas ou dispositivos que estão equipados com unidades de processamento de dados, sensores, controlo automático, sistemas de comunicação, e que são capazes de realizar missões autonomamente, sem intervenção humana direta. Os US continuam a provar o seu valor em operações, como por exemplo no Afeganistão, onde as operações militares são planeadas e executadas em ambientes altamente hostis.

Atualmente, os US e respetivos veículos não tripulados, *unmanned vehicles* (UV), dividem-se nos três seguintes sistemas:

- *Unmanned ground systems* (UGS), para situações terrestres, utilizando *unmanned ground vehicles* (UGV) como apresentado na figura 1.1;



Figura 1.1 - Unmanned ground vehicle [4].

- *Unmanned aircraft systems (UAS)*, para situações aéreas, utilizando *unmanned aerial vehicles (UAV)* como apresentado na figura 1.2;



Figura 1.2 - Unmanned aerial vehicle [4].

- *Unmanned maritime systems (UMS)*, para situações marítimas, utilizando *unmanned surface vehicles (USV)* e *unmanned underwater vehicles (UUV)* como apresentado na figura 1.3.



Figura 1.3 - Unmanned underwater vehicle [4].

Os US são sistemas físicos, sem operador humano a bordo da plataforma principal. Deste modo, o operador pode atuar remotamente para realizar as missões que lhe são solicitadas. Os US podem ser móveis ou estacionários, e incluem todos os componentes de suporte necessários. Cada vez mais, em operações de reconhecimento, são utilizados UV em substituição de veículos tripulados. A utilização de US possibilita a recolha de informação de uma forma rápida e eficaz. Uma vez que possuem câmaras, microfones e sensores, os US permitem visualizar e registar o TO em tempo real e em condições climatéricas adversas [4].

O Exército português tem, presentemente na sua posse, alguns robôs para serem aplicados em UGS, integrados no projeto ROVIM (Robô de Vigilância de Instalações Militares). Estes robôs têm de operar em vários ambientes, nem sempre com as melhores condições climatéricas e de terreno, o que torna necessário o aperfeiçoamento contínuo das suas capacidades. Atualmente, estão a ser desenvolvidos vários estudos com vista a melhorar as condições e características destes robôs. Nas Figuras 1.4 e 1.5 estão representados dois robôs do Exército português.

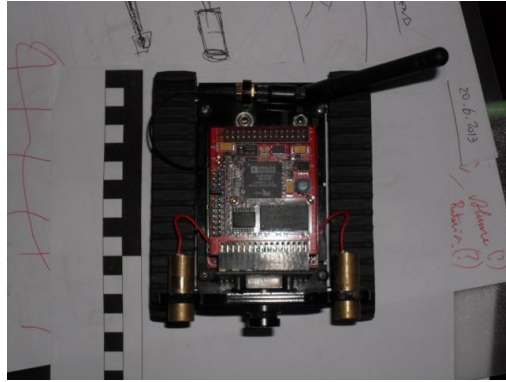


Figura 1.4 - Surveyor SRV-1 Blackfin [5].



Figura 1.5 - Jaguar 4x4 [5].

Estes robôs mantêm uma comunicação sem fios, na banda dos 2,4 GHz, com um operador que se encontra numa zona distante. Para esta comunicação ser possível, o robô possui uma antena com polarização variável do tipo monopolo. Por sua vez, o operador terá uma antena que, devido ao meio onde estará inserida, tem de apresentar algumas características importantes. Dessas características destacam-se: ser robusta, apresentar dimensões reduzidas, permitir a regulação da largura do lobo principal (-3dB), isto é, a largura de feixe a meia potência (LFMP) e reproduzir o seu diagrama de radiação no azimute em 360° [5].

1.2. Motivação e Objetivos

As ações de vigilância e de reconhecimento efetuadas por militares em campos nacionais ou internacionais poderão ser efetuadas, num futuro próximo, por robôs. Contudo, é necessário garantir ao operador, sem lhe retirar a mobilidade, a capacidade de se manter constantemente em ligação com o aparelho [5].

Os sistemas *wireless* são suscetíveis a erros de sinal, provenientes da propagação multipercurso e da interferência de sinais existentes no meio [6]. A relação sinal-ruído, SINR (*Signal-to-Interference-Plus-Noise Ratio*), pode ser melhorada através do uso de antenas orientáveis ou direcionais, que permitem focar o sinal numa direção específica, limitando a área abrangida pelos sinais que emitem. Neste contexto, e no seguimento do tópico anterior, surge no âmbito da presente dissertação o propósito de fazer a análise teórica, dimensionamento e simulação de uma antena. Esta

tem de cumprir os requisitos da frequência de operação, largura de banda pretendida, largura de feixe, ganho e coeficiente de onda estacionária ou SWR (*Standing Wave Ratio*) necessários à operação e controlo do robô de vigilância. Além destas características, é importante que a antena tenha dimensões reduzidas, seja robusta e apresente uma montagem fácil. As antenas designadas por ESPAR, também de diretividade variável, apresentam essas características, razão pela qual foram escolhidas para este projeto. A simulação da antena será efetuada num programa apropriado. Os simuladores usados para o projeto foram o MMANA-GAL, GAL-ANA, MATLAB e 4NEC2X. Numa fase preliminar efetuámos algumas simulações usando o *Computer Simulation Technology Microwave Studio* (CST MWS). Dado que os outros programas referidos permitiam efetuar as simulações pretendidas com qualidade semelhante e sem custos de licenciamento, o programa CST MWS foi excluído.

A antena a dimensionar para comunicar com o ROVIM deverá possuir as seguintes características:

- Funcionamento na banda dos 2,4 GHz;
- Permitir a regulação da largura de feixe de radiação;
- Apresentar uma relação frente-trás (RFT) elevada;
- Ser compacta e facilmente transportável;
- Possuir ganho e diretividade elevados (superior a 6dB);
- Reprodução do diagrama de radiação da antena no azimute em 360°.

Este trabalho, para além dos objetivos já referidos, tem também como foco adquirir conhecimento e experiência no processo de simulação e dimensionamento da antena, através dos programas de simulação referidos anteriormente.

1.3. Estado da Arte

As antenas são um elemento fundamental para a realização de comunicações sem fios, sendo deste modo essencial o seu estudo e análise [5]. Nesta secção será apresentado o estado da arte relativo à antena ESPAR, necessário para a compreensão de todo o seu funcionamento, estrutura e dimensionamento da antena. De forma a tornar a secção mais organizada e de fácil compreensão, esta foi subdividida em três subsecções que apresentam a origem, configuração, e vantagens e desvantagens da antena ESPAR.

Na primeira subsecção, 1.3.1, é apresentada a origem das antenas ESPAR, desde a primeira publicação por Roger F. Harrington, até às últimas configurações expostas.

As duas últimas subsecções, 1.3.2 e 1.3.3, apresentam respetivamente a configuração base de uma antena ESPAR, e as suas vantagens e desvantagens como agregado de antenas.

1.3.1. Origem das Antenas ESPAR

Em 1978, Roger F. Harrington introduziu um agregado diretor controlado reativamente. Este consistia num dipolo central, rodeado por seis dipolos parasitas (ou passivos) reativos, como se pode observar na figura 1.6 [7].

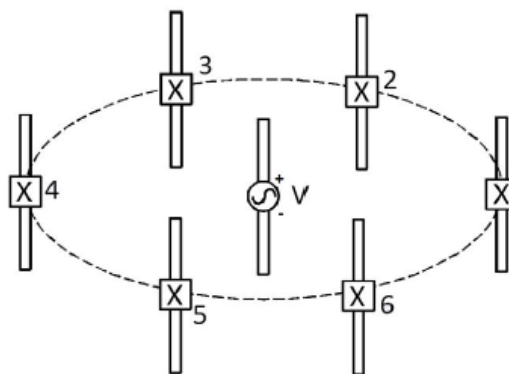


Figura 1.6 - Agregado circular de 7 elementos com dipolos reativos [7].

Posteriormente, outros estudos desenvolveram uma versão modificada da apresentada por Harrington, e ainda em desenvolvimento, a antena *Electronically Steerable Parasitic Array Radiator* [8]. Esta antena possui monopolos em vez de dipolos, e na sua base, já estão associadas reactâncias variáveis a cada elemento parasita, figura 1.7 [6].

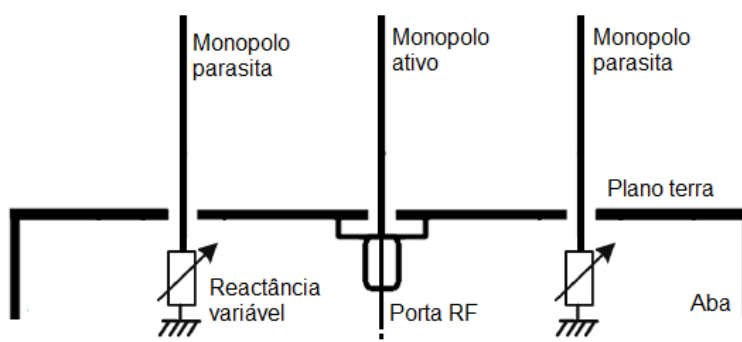


Figura 1.7 - Esquema transversal de uma antena ESPAR de três elementos [6].

A antena ESPAR consiste num único elemento de radiação ativo que, por sua vez, está rodeado por um anel de elementos parasitas reativos. Os elementos constituintes da antena podem ser dipolos sem um plano de terra, ou monopolos com um plano de terra. O plano de terra representado na figura 1.7 permite proteger os circuitos eletrônicos e reduzir as interferências provenientes destes elementos. O ganho horizontal da antena ESPAR, utilizando monopolos com um plano de terra finito, é menor do que o obtido pela construção de uma ESPAR utilizando dipolos. Contudo, a utilização de monopolos garante uma configuração mais simplificada da antena e do circuito reativo [9], [10].

Como capacidade variável, são normalmente utilizados díodos *varicap*¹. Porém, estes necessitam de uma calibração exaustiva para confirmar a reactância exata que criam na base dos monopolos.

A elevação do lobo de maior diretividade do feixe varia com o tamanho e forma do plano de terra. Este tem de apresentar uma aba que permita minimizar os efeitos de bordo, controlar a elevação do lobo de radiação horizontal, aumentar a diretividade e conseqüentemente o ganho.

¹ Díodo de capacidade variável.

A estrutura física da antena ESPAR com monopolos, ocupa um maior volume que a configuração com dipolos. Contudo, esta proporciona uma solução prática e mecanicamente mais fácil para o controlo e alimentação do circuito [6].

1.3.2. Configuração da Antena ESPAR

Uma antena ESPAR utiliza acoplamento mútuo para excitar os seus elementos parasitas. A cada elemento parasita da antena está associada uma reactância variável. Um díodo *varicap* pode ser utilizado como reactância, que por sua vez, pode ser controlado através de polarização inversa [11]. Através da variação do valor das reactâncias, é possível orientar o lobo principal da antena para o recetor pretendido, e orientar os nulos de radiação para os sinais interferentes. Deste modo, os nulos de radiação e o ganho do lobo principal completam-se, de forma a maximizar a relação sinal-ruído do sistema. Como resultado, os problemas relativos a SINR são significativamente reduzidos [6].

A reactância externa colocada em cada elemento parasita, será responsável por este se comportar como um elemento diretor ou refletor. O elemento terá um carácter diretor, se for carregado por uma reactância capacitiva. Por outro lado, se for carregado por uma reactância indutiva terá um carácter refletor. A ação destas reactâncias irá influenciar a forma do diagrama de radiação da antena [12].

1.3.3. Vantagens e Desvantagens da Antena ESPAR

Num agregado convencional, o custo cresce drasticamente se for adicionado um novo elemento de receção/transmissão. Na configuração ESPAR tal não acontece, uma vez que adicionar um novo elemento não implica um novo elemento ativo, mas apenas um simples circuito de controlo de reactâncias. Deste modo, não é necessário adicionar um repartidor de potência (*power splitter*) à antena, o que iria aumentar a sua complexidade, custo e consumo de energia [11]. Relativamente aos agregados convencionais, a antena ESPAR apresenta as seguintes vantagens:

- Tamanho reduzido;
- Estrutura leve;
- Arquitetura simples;
- Baixo custo de produção e manutenção;
- Baixo consumo de energia [11].

No entanto, também apresenta algumas desvantagens, tais como: as aproximações analíticas do modelo da antena são complexas, envolvem numerosos cálculos e iterações, que implicam um tempo de processamento elevado. A sua complexidade aumenta com o número de monopolos parasitas adicionados. De forma a proteger os monopolos do ambiente exterior, por vezes é aplicada uma redoma na antena [13].

Pelas características e vantagens mencionadas anteriormente, este tipo de antenas está a ser fortemente desenvolvida e aplicada, essencialmente, em redes e sistemas de comunicação sem fios.

1.4. Estrutura da Dissertação

Esta dissertação encontra-se dividida em 5 capítulos. Cada um dos capítulos está dividido em vários subcapítulos, onde se encontram aprofundados e especificados os temas abordados.

O primeiro capítulo, introdutório à dissertação, é iniciado pela definição do problema, seguido da apresentação dos motivos que levaram à elaboração da dissertação, e os respetivos objetivos a atingir. Ainda neste capítulo, é apresentado o estado da arte das antenas ESPAR, expondo a origem das mesmas, a sua configuração e respetivas vantagens e desvantagens.

No segundo capítulo são explanados conceitos teóricos relativos às antenas lineares e agregados de antenas, necessários à compreensão da antena ESPAR. Este capítulo inicia-se com conceitos relativos a antenas lineares, dipolos e monopolos, passando por conceitos referentes a agregados de antenas, e finalizando com especificações de agregados circulares e antenas inteligentes.

O terceiro capítulo remete para o princípio de funcionamento de uma antena ESPAR. Neste capítulo são estudados agregados de antenas de dois e três elementos, constituídos por um elemento ativo e os restantes parasitas, de carácter refletor ou diretor. Nestes agregados é analisada a influência dos elementos parasitas nos diagramas de radiação, obtidos analiticamente, e reproduzidos no MATLAB. Por sua vez, é realizada a sua comparação com os diagramas de radiação obtidos através de simulações nos programas MMANA-GAL e GAL-ANA.

O quarto capítulo apresenta os algoritmos genéticos, o dimensionamento e otimização da antena ESPAR. Este capítulo inicia-se pela análise dos algoritmos genéticos selecionados para dimensionar e otimizar a antena, as suas iterações e respetivos processos envolvidos. Seguidamente, é apresentado o dimensionamento e otimização da antena ESPAR através do programa 4NEC2X, repartido em 4 secções: dimensionamento e otimização da estrutura da antena, otimização das reactâncias, adaptação da antena e dimensionamento do plano de terra. Cada uma das secções apresenta em detalhe as simulações envolvidas e os resultados obtidos.

O quinto e último capítulo apresenta as conclusões deste trabalho e sugere trabalhos futuros que possam dar continuidade ao trabalho de projeto iniciado nesta dissertação.

Capítulo 2

2. Antenas Lineares e Agregados de Antenas

2.1. Introdução

A literatura contemporânea apresenta diferentes tipos de antenas que possuem diferentes características e diagramas de radiação. Para receber ou transmitir energia, em sistemas de comunicações sem fios, o diagrama de radiação de uma antena é normalmente otimizado em algumas direções e reduzido noutras [6]. Esta situação tem especial relevância nas aplicações militares. Para além de se conseguir comunicar a grandes distâncias, é também possível abranger uma área específica, evitar sinais interferentes e a interceção pelo inimigo nas nossas comunicações.

Devido à estrutura física e arquitetura da antena ESPAR, neste capítulo apresenta-se uma introdução às antenas lineares e agregados de antenas lineares. Nas secções 2.2 e 2.3, são apresentados os fundamentos e conceitos teóricos acerca de dipolos e monopolos.

As duas secções seguintes, 2.4 e 2.5, apresentam respetivamente uma introdução aos agregados de antenas, como forma de alcançar dadas especificações, e uma explicação sumária dos agregados lineares, apresentando-se a expressão do fator espacial de um agregado.

Na secção 2.6, são apresentados conceitos relativos a antenas inteligentes (*smart antennas*) e agregados circulares, no que diz respeito à sua estrutura, geometria e diagramas de radiação.

2.2. Antenas Lineares - Dipolos

As antenas lineares são das mais antigas, simples, baratas, e em muitos casos, as antenas mais versáteis para vários tipos de aplicações [14]. Neste ponto abordam-se os dipolos de comprimento finito, onde $2L$ é o comprimento total do dipolo, com comprimentos que variam desde $2L \ll \lambda$ até $\lambda < 2L < 3\lambda/2$. O seu conhecimento teórico é essencial para compreender o funcionamento de uma antena mais complexa, a antena ESPAR, uma vez que esta é constituída por um agregado de dipolos ou monopolos.

Os dipolos fazem parte do grupo de antenas lineares, cujas características de radiação variam consoante o seu raio e comprimento. No sentido de simplificar as expressões matemáticas, despreza-se o raio do dipolo, sendo este idealmente nulo. As componentes do campo elétrico do dipolo são apresentadas na figura 2.1.

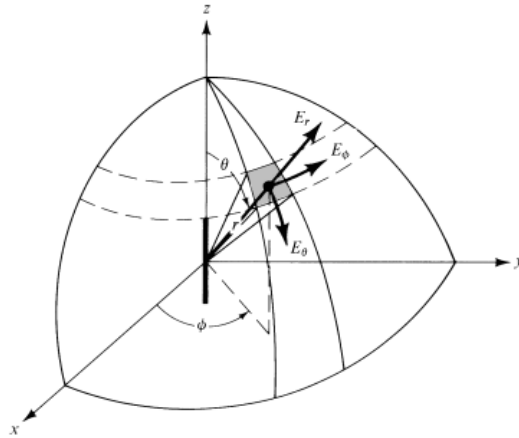


Figura 2.1 - Componentes do campo elétrico de um dipolo numa superfície esférica [14].

A corrente num dipolo muito fino $2L \gg r_a$, onde r_a é o raio do dipolo, pode ser descrita por uma aproximação sinusoidal, através da expressão (2.1) [15]:

$$\bar{I}(z') = \begin{cases} \bar{I}_M \text{sen}[k(L-z')], & 0 \leq z' \leq L \\ \bar{I}_M \text{sen}[k(L+z')], & -L \leq z' \leq 0 \end{cases} \quad [\text{A}] \quad (2.1)$$

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad [\text{rad.m}^{-1}] \quad (2.2)$$

onde k é a constante de propagação no ar, I_M é a intensidade máxima da corrente, e z' um ponto genérico tomado ao longo da antena. A expressão pressupõe que a antena é alimentada no seu centro, e que a corrente segue no sentido dos pontos terminais. Nas figuras 2.2 e 2.3, pode observar-se a distribuição de corrente em dipolos com diferentes comprimentos, considerando-se que esta é simétrica ao longo da antena. Na figura 2.3 verifica-se que para $2L \approx n\lambda$ ($n > 0$) (dipolos anti-ressonantes), a corrente de entrada I_0 na aproximação sinusoidal é nula. Neste caso essa aproximação tem que ser corrigida, uma vez que a corrente na entrada é muito pequena face à intensidade máxima da corrente, mas não nula, tal como representado na curva tracejada na figura 2.3 [15].

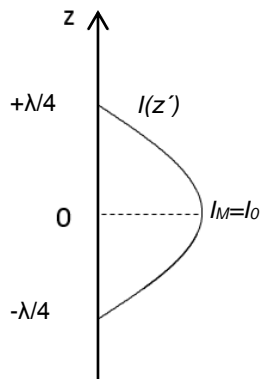


Figura 2.2 - Distribuição de corrente no dipolo de meia onda [15].

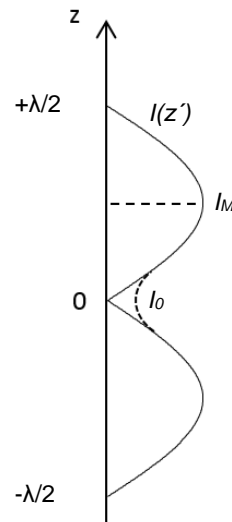


Figura 2.3 - Distribuição de corrente na antena de onda completa [15].

Para além da distribuição de corrente, apresenta também interesse avaliar a diretividade de um dipolo. O aumento do comprimento físico de um dipolo em relação ao comprimento de onda, para a mesma frequência utilizada, produz um único lobo de radiação diretivo no plano horizontal, até $2L = \lambda$. Para valores do comprimento físico de um dipolo entre $\lambda < 2L \leq 5\lambda/4$, começam a surgir lóbulos secundários, mas o lobo principal mantém-se no plano horizontal, atingindo a máxima diretividade quando $2L = 5\lambda/4$. Quando $2L > 5\lambda/4$ assiste-se a um enfraquecimento do lobo principal no plano médio da antena, com um crescimento dos lóbulos secundários [14].

A diretividade (D) é dada pela razão entre a intensidade de radiação máxima da antena (U_{max}) e a intensidade de radiação média (U_0). Sendo a intensidade de radiação média dada por:

$$U_0 = \frac{P_r}{4\pi} \quad [\text{W}] \quad (2.3)$$

onde P_r é a potência radiada, a diretividade vem dada pela equação (2.4):

$$D = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_r} \quad (2.4)$$

Uma vez que para antenas reais, o seu rendimento é inferior a 100%, utiliza-se a expressão do ganho em função do produto da diretividade pelo rendimento (2.5):

$$G = 4\pi \frac{U_{max}}{P_a} = \eta D, \quad \eta = \frac{P_r}{P_a} \quad (2.5)$$

em que P_a é a potência de alimentação. O ganho é assim um parâmetro que permite aferir simultaneamente a capacidade de uma determinada antena transferir para potência radiada (P_r), a potência de alimentação que lhe é fornecida (P_a), e concentrar essa potência em determinadas regiões do espaço [15]. Admitindo que as perdas nos condutores e no dielétrico são consideradas desprezáveis, sendo que apenas a adaptação da impedância da antena é considerada na eficiência, a equação (2.5) pode ser reescrita como:

$$G = \left(1 - |S_{11}|^2\right) D \quad (2.6)$$

A equação (2.6) indica-nos que, otimizar o ganho da antena otimiza simultaneamente as perdas de retorno S_{11} , assim como a diretividade da própria antena [6].

2.3. Antenas Lineares - Monopolos

Uma antena designada por monopolo consiste em metade de uma antena dipolar, estando na maioria das vezes, montado sobre um plano de terra. Na figura 2.4 pode observar-se um dipolo de comprimento $2L$, e na figura 2.5, um monopolo de comprimento L montado sobre um plano de terra infinito.

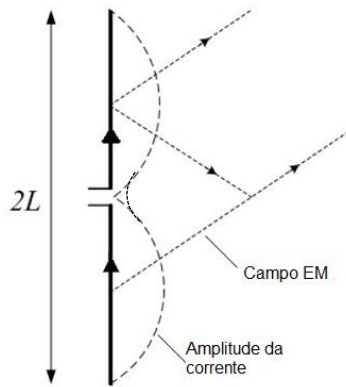


Figura 2.4 - Dipolo alimentado ao centro [16].

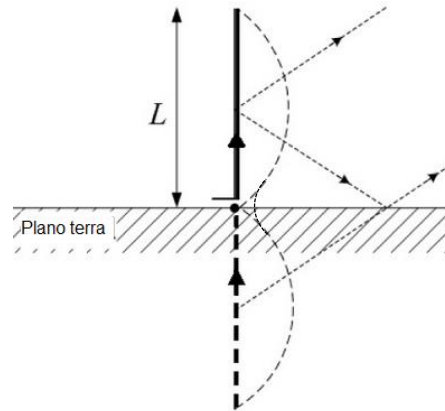


Figura 2.5 - Monopolo vertical sobre um plano de terra infinito [16].

Através da teoria de imagens, os campos eletromagnéticos (EMs) acima do plano de terra podem ser determinados através do uso de uma fonte equivalente (antena imagem) em espaço livre, figura 2.5. Na figura 2.5 os campos EMs acima do plano de terra são idênticos aos da figura 2.4, mas os campos EMs abaixo do plano de terra são zero [16].

A impedância de um monopolo é metade da impedância do dipolo correspondente. Assim, a impedância de entrada de um monopolo sem perdas de um quarto de comprimento de onda, é dada por:

$$Z_{in}(\text{monopolo}) = \frac{1}{2} Z_{in}(\text{dipolo}) = \frac{1}{2} [73 + j42,5] = 36,5 + j21,25 \quad (2.7)$$

em que $73 + j42,5$ é a impedância de entrada de um dipolo de meio comprimento de onda sem perdas. Este aspeto pode ser entendido uma vez que, apenas metade da tensão é necessária para colocar no monopolo a mesma corrente que no dipolo [17].

A diretividade de um monopolo também está diretamente relacionada com a diretividade de um dipolo. Por exemplo, se um dipolo de comprimento $2L$ apresenta diretividade $D_1[\text{dB}]$, então a diretividade do monopolo de comprimento L será $D_1[\text{dB}] + 3[\text{dB}]$. Isto significa que, em unidades lineares, um monopolo tem o dobro da diretividade do dipolo correspondente. Este aspeto deve-se ao facto de no monopolo não haver radiação para baixo do plano de terra. Contudo, o monopolo apresenta apenas metade da potência radiada pelo dipolo. Os monopolos assumem assim dimensões mais reduzidas que os dipolos, tornando-se por vezes soluções mais convenientes para dadas aplicações [15], [16].

2.4. Agregados de Antenas

Em várias situações, existem requisitos específicos de diagramas de radiação que geralmente, não podem ser alcançados com uma única antena. Tal acontece devido ao facto de os elementos individuais, de um modo geral, possuírem larguras de feixe grandes e baixos valores de diretividade, apresentando baixo ganho [14], [15].

Para conceber antenas com elevada diretividade e ganho, é normalmente necessário aumentar o tamanho elétrico da própria antena ou elemento. Uma alternativa para conseguir alcançar elevados valores, sem aumentar o tamanho dos elementos individuais, consiste em utilizar vários elementos em conjunto formando um agregado [15], [18]. Um agregado, tal como o nome sugere, é um conjunto de elementos radiantes no qual se pretende que, a interação dos campos dos vários elementos seja construtiva nas direções desejadas, e destrutiva nas restantes [19]. Na grande maioria dos casos, os elementos do agregado são iguais, não sendo este um fator necessário, é em muitos casos conveniente, pois torna a sua análise mais simples e prática. Os agregados apresentam-se assim como os sistemas de antenas mais versáteis [14].

O campo total radiado por um agregado é calculado como o somatório vetorial dos campos radiados por cada um dos elementos que o constituem. Para controlar as características de radiação de um agregado, pode atuar-se em cinco pontos:

- A configuração geométrica do agregado (linear, retangular, circular, esférica, etc);
- A disposição relativa entre os elementos;
- A amplitude de excitação de cada elemento;
- A fase de excitação de cada elemento;
- O diagrama de radiação relativo de cada elemento [14].

Existe uma panóplia de agregados com diferentes configurações, elementos e estruturas. A sua complexidade aumenta com o número de elementos, sendo que os agregados mais simples são os agregados lineares, analisados na secção seguinte.

2.5. Agregados Lineares

De modo a obter-se a equação do campo de um agregado, considera-se a situação ideal de existirem dois dipolos, orientados segundo o eixo dos yy e alinhados segundo o eixo dos zz, figura 2.6 [20]. O campo total radiado pelos elementos constituintes do agregado, é igual à soma vetorial dos campos de cada elemento. O campo total corresponde à seguinte expressão [14], [15]:

$$\vec{E}_{\theta_r} = \vec{E}_{\theta_1} + \vec{E}_{\theta_2} = jZ_0 \frac{kI_0}{4\pi} \left\{ \frac{e^{-j(kr_1 - \varphi_1)}}{r_1} f_{D_1}(\theta_1) h_{e_1} + \frac{e^{-j(kr_2 - \varphi_2)}}{r_2} f_{D_2}(\theta_2) h_{e_2} \right\} \quad (2.8)$$

onde I_0 é a corrente de entrada nas antenas (igual em ambas). A impedância característica no vácuo Z_0 , e a constante de propagação k , são dadas pelas expressões:

$$Z_0 = 120\pi \text{ } [\Omega] \quad (2.9)$$

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \text{ } [\text{rad} \cdot \text{m}^{-1}] \quad (2.10)$$

Para dipolos de meio comprimento de onda ($2L = \lambda/2$), o comprimento efetivo h_e e o fator direcional $f_D(\theta)$ são dados por:

$$h_e = \frac{\lambda}{\pi} [1 - \cos(kL)] \quad [\text{m}] \quad (2.11)$$

$$f_D(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos(\theta)\right)}{\text{sen}(\theta)} \quad (2.12)$$

Na equação (2.8), φ_1 e φ_2 correspondem à fase das correntes de excitação de cada um dos dipolos. A diferença de fase das correntes de excitação que alimentam os elementos é dada por β , considerando-se que as amplitudes das correntes de excitação são iguais.

Tendo em conta que se pretende apenas o campo na zona distante, figura 2.7, e considerando que os dois dipolos são iguais e paralelos, podem fazer-se as seguintes simplificações:

$$\begin{aligned} \theta_1 = \theta_2 = \theta &\Rightarrow f_{D_1}(\theta_1) = f_{D_2}(\theta_2) \\ h_{e_1} = h_{e_2} = h_e \\ \varphi_2 - \varphi_1 = \beta & \end{aligned} \quad (2.13)$$

$$\left. \begin{aligned} r_1 &= r - \frac{d}{2} \cos \theta \\ r_2 &= r + \frac{d}{2} \cos \theta \end{aligned} \right\} \text{Para variações de fase.}$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{r_1} &\approx \frac{1}{r_2} \approx \frac{1}{r} \end{aligned} \right\} \text{Para variações de amplitude.}$$

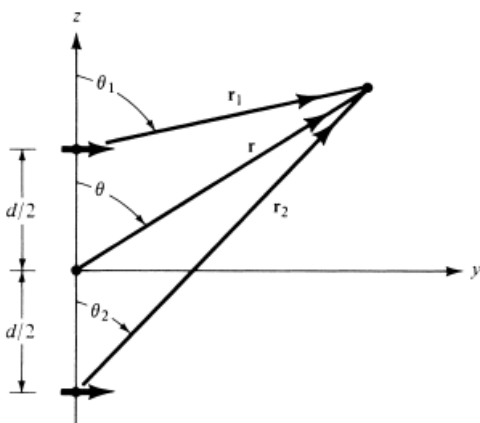


Figura 2.6 - Agregado linear de dois dipolos [14].

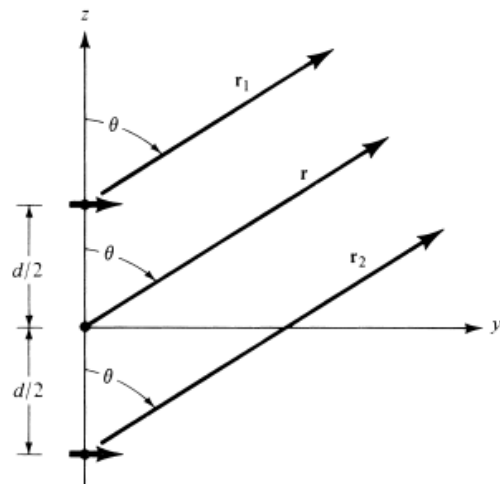


Figura 2.7 - Observação na zona distante de agregado linear de dois dipolos [14].

A partir das considerações anteriores e da expressão (2.8), é possível chegar à seguinte equação:

$$\bar{E}_{\theta_r} = j \frac{Z_0}{2\lambda r} I_0 h_e f_D(\theta) e^{-j(kr_1 - \varphi_1)} e^{-j\left(\frac{kd \cos(\theta) + \beta}{2}\right)} \left\{ 2 \cos \left[\frac{kd \cos(\theta) + \beta}{2} \right] \right\} \quad (2.14)$$

A partir da expressão (2.14), verifica-se que o campo total de um agregado é igual ao campo de um só elemento individual posicionado num ponto de referência, normalmente a origem, multiplicado por um fator, o fator espacial do agregado (\bar{F}). Assim sendo, a amplitude complexa do campo total de um agregado pode ser expressa por [14]:

$$\bar{E}_{total} = [\bar{E}_{referência}] * [\bar{F}] \quad (2.15)$$

em que a amplitude complexa do fator espacial do agregado é expressa pela equação:

$$\bar{F} = F_m e^{-j\left(\frac{kd \cos(\theta) + \beta}{2}\right)} \quad (2.16)$$

onde o módulo do fator espacial do agregado, para elementos com igual amplitude de correntes, é representado por [14]:

$$|F_m| = 2 \left| \cos \left[\frac{kd \cos(\theta) + \beta}{2} \right] \right| \quad (2.17)$$

O fator espacial do agregado é influenciado pelo número de elementos, a sua disposição geométrica, e a distância entre eles, afetando por sua vez o valor do campo elétrico total. Para além destes aspetos, as amplitudes e fases relativas das correntes de excitação dos elementos, bem como a frequência, influenciam as propriedades de radiação do agregado [19].

2.6. Agregados Circulares e Antenas Inteligentes

Em várias aplicações é necessário desenhar antenas com diretividade muito elevada, de modo a responder às necessidades de comunicações a longas distâncias. Este facto pode ser alcançado através do uso de vários elementos com determinada configuração elétrica e geométrica, isto é, um agregado de antenas [21].

Os agregados de antenas têm sido muito utilizados em diferentes aplicações, nomeadamente o radar e o sonar. Estes são úteis para transmissões de grande energia, reduzindo a energia consumida e aumentando a eficiência espectral. Para se obter um diagrama de radiação com diretividade elevada numa dada direção, é necessário que os campos eletromagnéticos das diferentes antenas do agregado, se adicionem em fase na direção pretendida, e em oposição nas restantes, de forma a cancelarem-se. Este aspeto é assim importante, uma vez que é reduzida a interferência dos lóbulos laterais da antena [22].

Ao longo da última década, os sistemas de antenas inteligentes (*smart antennas*) têm atraído grande interesse no setor de comunicações, devido às suas características adaptativas. As antenas inteligentes podem ser classificadas em dois grupos: agregados de feixe comutado e agregados

adaptativos [14]. Nos agregados de feixe comutado, figura 2.8, a direção do lobo é selecionada a partir de um conjunto de lobos pré-determinados. Por outro lado, nos agregados adaptativos, como é o caso da antena ESPAR, o lobo principal é direcionado segundo uma direção específica, figura 2.9. Em vez de se empregar modificações mecânicas na estrutura da antena, nos agregados adaptativos, é possível direcionar o lobo principal para o ângulo pretendido, através de manipulação eletrônica. Esta manipulação é responsável por envolver mudanças na excitação da amplitude e fase dos elementos da antena [22], [23].

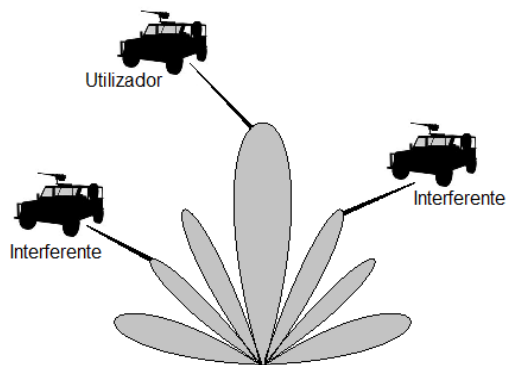


Figura 2.8 - Esquema de radiação de um agregado de feixe comutado [17].

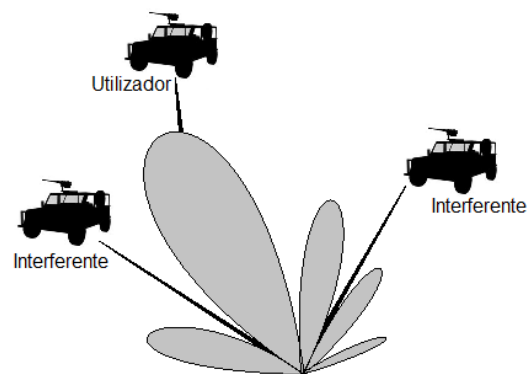


Figura 2.9 - Esquema de radiação de um agregado adaptativo [17].

Os elementos das antenas inteligentes apresentam normalmente configurações planares, podendo ser subdivididas em três categorias: circular, retangular e quadrangular. Entre estes, os agregados circulares têm a capacidade de poderem rodar eletronicamente o seu diagrama de radiação. Além disso, os agregados circulares têm a capacidade de compensar o efeito do acoplamento mútuo, atuando sobre a excitação dos elementos do agregado [17], [24]. Num agregado circular, este pode ser desenhado com um elemento ativo no seu centro [25]. Nesta configuração, com um elemento central ativo, é aumentada a capacidade de direcionar o diagrama de radiação, assim como reduzir a elevação dos lóbulos laterais [26].

Recentemente, dos vários tipos de agregados de antenas, os agregados circulares têm-se tornado mais populares nas comunicações móveis e sem fios, sendo a configuração mais comum nas antenas inteligentes. Em ambientes sujeitos a propagação multipercurso, o feixe de radiação para um dado setor deve ser estreito e apresentar um bom ganho horizontal. Deste modo, ao mudar a direção do feixe de setor para setor, menor interferência entre setores estará presente. Num agregado circular, quando excitado o elemento central ativo, mantendo os restantes passivos, é possível gerar feixes de radiação estreitos. Este tipo de agregados apresenta-se adequado a aplicações em sistemas de comunicações móveis com veículos, onde se espera encontrar um ambiente terrestre com propagação multipercurso, quando mudada a direção do feixe de radiação de setor para setor [27].

A figura 2.10 apresenta a geometria de um agregado uniforme concêntrico circular (AUCC). Esta configuração consiste num elemento central, rodeado por elementos uniformemente distribuídos entre si e relativamente ao centro, sendo neste caso 18 elementos isotrópicos.

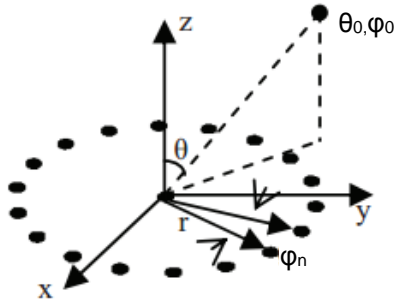


Figura 2.10 - Agregado uniforme concêntrico circular (AUCC) [28].

Para esta configuração, o fator espacial do agregado num ponto da zona distante (θ_0, φ_0) , é dado por [28], [30]:

$$F(\theta, \varphi) = 1 + \sum_{n=1}^N a_n e^{jkr \sin \theta \cos(\varphi_0 - \varphi_n)} \quad (2.18)$$

A expressão anterior apresenta o fator espacial do agregado num ponto da zona distante (θ_0, φ_0) , onde N corresponde ao número de elementos em volta do elemento central, e a_n e φ_n correspondem à excitação e ao ângulo azimutal do elemento n , respetivamente.

2.7. Conclusões

Neste segundo capítulo verificou-se que certos requisitos específicos, como elevada diretividade e ganho, não são geralmente alcançados através de uma única antena. Uma forma de responder a estas necessidades traduz-se no uso de agregados de antenas. Tal como foi possível confirmar, o campo total de um agregado é igual ao campo de um só elemento normalmente posicionado na origem, multiplicado por um fator, designado fator espacial do agregado (\bar{F}).

A antena ESPAR, devido às suas características, enquadra-se nos agregados adaptativos, apresentando a vantagem de poder direcionar o lobo principal e nulos, numa direção específica através de manipulação eletrónica. Esta antena apresenta uma configuração planar circular, que lhe garante capacidades de acoplamento mútuo entre todos os elementos passivos e o elemento ativo, conferindo propriedades de radiação específicas. Quanto à sua geometria, a antena é definida como sendo um agregado uniforme concêntrico circular (AUCC).

Tal como foi possível verificar, a antena ESPAR apresenta-se adequada a aplicações em sistemas de comunicações móveis em veículos, uma vez que esta permite o gerar de feixes de radiação estreitos. Com estes feixes é possível mudar de um setor de comunicação para outro com reduzida propagação multipercurso e interferência que se esperam encontrar em ambientes terrestres, onde os robôs do projeto ROVIM se irão inserir.

Capítulo 3

3. Princípio de Funcionamento de uma Antena ESPAR

3.1. Introdução

Neste terceiro capítulo serão apresentados agregados de dois e três dipolos. Através da variação da altura dos elementos parasitas, será apresentada a sua influência sobre o diagrama de radiação no agregado em que se inserem. Estes agregados são os mais simples que se podem encontrar, sendo fundamental a sua análise para a compreensão do efeito de acoplamento mútuo entre elementos de um agregado.

Nas secções 3.2 e 3.3, estão apresentados agregados de dois dipolos, e a influência de elementos passivos, quer de carácter refletor quer de carácter diretor, no diagrama de radiação. A secção seguinte, 3.4, apresenta um agregado de três elementos e a influência dos dipolos de carácter diretor e refletor, em conjunto, no diagrama de radiação da antena. Em todas as secções estão apresentados os resultados analíticos processados no MATLAB, assim como os resultados obtidos através de simulações nos programas MMANA-GAL e GAL-ANA. O simulador MMANA-GAL permitiu dimensionar as antenas, enquanto o GAL-ANA a reprodução das mesmas, apresentando como resultado os respetivos diagramas de radiação, em duas e três dimensões.

3.2. Agregado de Dois Elementos - Carácter Refletor de um Dipolo

Nas figuras 3.1 e 3.2 é possível observar um agregado de dois dipolos, um ativo (Anexo A) e outro passivo, ao longo do eixo dos xx , e paralelamente ao eixo dos zz . Como a frequência utilizada é consideravelmente elevada, 2,4 GHz, em vez de se utilizar uma reactância associada à antena, utilizar-se-á antes um dipolo de meio comprimento de onda, e outro cuja dimensão garanta a reactância pretendida. O elemento passivo, um pouco mais longo que o ativo, apresenta um carácter refletor. Uma vez que se encontra no lado positivo do eixo dos xx , irá direcionar o diagrama de radiação no sentido negativo do eixo dos xx . Deste modo foi calculado, e será representado seguidamente, os diagramas de radiação do agregado, cuja orientação é influenciada pela presença do elemento refletor.

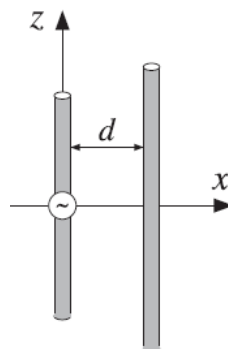


Figura 3.1 - Dipolo ativo (esquerda) e dipolo passivo/refletor (direita) [29].

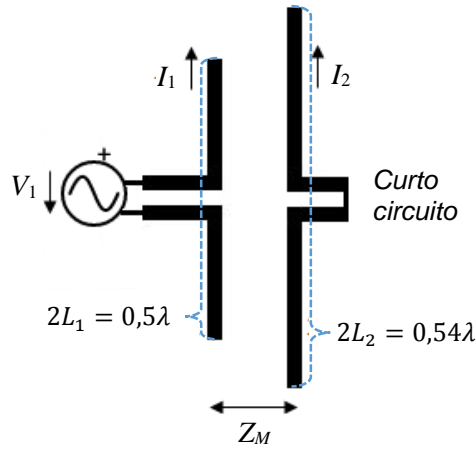


Figura 3.2 - Esquema do agregado.

Para o agregado representado nas figuras 3.1 e 3.2, as dimensões dos dois dipolos são as apresentadas na tabela 3.1, onde r_a corresponde ao raio dos dipolos, d à distância entre eles, e $2L_1$ e $2L_2$ ao comprimento do elemento ativo e passivo, respetivamente [29].

Tabela 3.1 - Dimensões do agregado de dois dipolos.

Parâmetros	r_a	d	$2L_1$	$2L_2$
$\lambda = c/f; f = 2,4GHz$	$0,003\lambda$	$0,1\lambda$	$0,5\lambda$	$0,54\lambda$
<i>mm</i>	0,375	12,500	62,500	67,500

A matriz de impedâncias do respetivo agregado com um elemento ativo e outro elemento de carácter refletor é dada por [29]:

$$Z = \begin{bmatrix} 73,07 + j41,37 & 75,68 + j11,63 \\ 75,68 + j11,63 & 92,47 + j104,19 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$\begin{aligned} Z_{11} &= 73,07 + j41,37\Omega \\ Z_{22} &= 92,47 + j104,19\Omega \\ Z_M &= 75,68 + j11,63\Omega \end{aligned} \quad (3.2)$$

As impedâncias Z_{11} , Z_{22} e Z_M , são as impedâncias próprias do dipolo ativo e passivo, e a impedância mútua respetivamente.

A partir da figura 3.2, podemos deduzir as equações da tensão aos terminais de cada dipolo, sendo estas dadas por:

$$\begin{cases} \bar{V}_1 = \bar{Z}_{11}\bar{I}_1 + \bar{Z}_M\bar{I}_2 \\ \bar{V}_2 = \bar{Z}_{22}\bar{I}_2 + \bar{Z}_M\bar{I}_1 \\ \bar{V}_2 = 0 \end{cases} \quad (3.3)$$

Através das equações (3.3) é possível obter e calcular a relação das correntes dos dipolos, \bar{I}_2/\bar{I}_1 . Esta relação é necessária para se obter o fator espacial da antena e posteriormente o respetivo diagrama de radiação.

$$\begin{aligned}\frac{\bar{I}_2}{\bar{I}_1} &= -\frac{\bar{Z}_M}{\bar{Z}_{22}} = -\frac{75,68 + j11,63}{92,47 + j104,19} = -0,4231 + j0,3509 \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow \frac{\bar{I}_2}{\bar{I}_1} &= 0,5497 e^{j2,4492 rad}\end{aligned}\quad (3.4)$$

Para os dois dipolos alinhados segundo o eixo dos zz, e na zona de radiação, têm-se as amplitudes complexas dos campos elétricos:

$$\bar{E}_{\theta_1} = j \frac{Z_0}{2\lambda r_1} \bar{I}_1 h_{e_1} f_{D_1}(\theta) e^{-jkr_1} \quad (3.5)$$

$$\bar{E}_{\theta_2} = j \frac{Z_0}{2\lambda r_2} \bar{I}_2 h_{e_2} f_{D_2}(\theta) e^{-jkr_2} \quad (3.6)$$

Para antenas lineares de onda estacionária o comprimento efetivo e o fator direcional são dados pelas equações (3.7) e (3.8) respetivamente:

$$h_e = h_e \left(\theta = \frac{\pi}{2} \right) = \frac{\lambda}{\pi} (1 - \cos(kL)) \quad [\text{m}] \quad (3.7)$$

$$f_D(\theta) = \frac{\cos(kL \cos \theta) - \cos(kL)}{(1 - \cos(kL)) \sin \theta} \quad (3.8)$$

Por sua vez, o campo elétrico total na zona distante do agregado é obtido através do somatório vetorial da contribuição dos campos elétricos dos dois elementos do agregado. A amplitude do campo resultante vem dada pela soma das amplitudes dos campos individuais:

$$\bar{E}_{\theta_r} = \bar{E}_{\theta_1} + \bar{E}_{\theta_2} \quad (3.9)$$

A partir da equação (3.9) e tendo em conta a equação (2.15), é possível obter a expressão (3.10) tomando como referência o campo do dipolo ativo [15]. O campo elétrico total é apresentado em função do campo elétrico do elemento ativo, \bar{E}_{θ_1} , multiplicado pelo fator espacial do agregado, \bar{F} .

$$\bar{E}_{\theta_r} = \bar{E}_{\theta_1} + \bar{E}_{\theta_2} = \bar{E}_{\theta_1} \left(1 + \frac{\bar{E}_{\theta_2}}{\bar{E}_{\theta_1}} \right) = \bar{E}_{\theta_1} \underbrace{\left(1 + \frac{h_{e_2}}{h_{e_1}} \frac{\bar{I}_2}{\bar{I}_1} e^{jkd \cos \psi} \right)}_{\text{Fator espacial do agregado, } \bar{F}} \quad (3.10)$$

O fator espacial do agregado, \bar{F} , contém a informação relativa à forma como os dois campos dos dois dipolos interferem entre si [15]. A partir da representação gráfica do $|\bar{F}|$, é possível obter o diagrama de radiação do agregado. O ângulo ψ está compreendido entre a direção de alinhamento das antenas e a direção de propagação.

A equação (3.10) pode ser então reescrita na seguinte forma:

$$\bar{E}_{\theta_r} = \bar{E}_{\theta_1} \bar{F}(\theta, \varphi) \Rightarrow |\bar{E}_{\theta_r}| = |\bar{E}_{\theta_1}| |\bar{F}(\theta, \varphi)| \quad (3.11)$$

Como se verifica na equação (3.10), o fator espacial do agregado depende apenas da relação entre as correntes de entrada das duas antenas, e a respetiva defasagem devida à diferença de percurso entre elas. A partir dos dados apresentados é possível proceder ao cálculo do fator espacial do agregado.

$$\bar{F} = \left[1 + \frac{h_{e_2}}{h_{e_1}} \frac{\bar{I}_2}{\bar{I}_1} e^{jkd \cos \psi} \right] \rightarrow |\bar{F}| = \sqrt{FF^*} \quad (3.12)$$

De forma a obter-se o módulo do fator espacial da antena, é necessário proceder-se primeiro ao cálculo do produto FF^* :

$$FF^* = 1 + \left(\frac{h_{e_2}}{h_{e_1}} \right)^2 \left| \frac{\bar{I}_2}{\bar{I}_1} \right|^2 + \frac{h_{e_2}}{h_{e_1}} \frac{\bar{I}_2}{\bar{I}_1} e^{jkd \cos \psi} + \frac{h_{e_2}}{h_{e_1}} \left(\frac{\bar{I}_2}{\bar{I}_1} \right)^* e^{-jkd \cos \psi} \quad (3.13)$$

Substituindo kd , ψ e h_{e_2}/h_{e_1} pelas expressões (3.14), (3.15) e (3.16), e introduzindo o valor da relação das correntes calculado na equação (3.4), obtém-se a equação do módulo do fator espacial do agregado, equação (3.17):

$$\begin{cases} k = \frac{2\pi}{\lambda} \\ d = 0, 1\lambda \end{cases} \Rightarrow \{kd = 0, 2\pi\} \quad (3.14)$$

$$\psi = \frac{\pi}{2} - \theta \quad (3.15)$$

$$\frac{h_{e_2}}{h_{e_1}} = 1,1253 \quad (3.16)$$

$$|\bar{F}| = \sqrt{1 + 0,3022 * 1,2663 + 2 * 0,5497 * 1,1253 * \cos[2,4492 + 0,2 * \pi * \cos((\pi/2) - \theta)]} \quad (3.17)$$

Como o módulo do campo do agregado é dado pelo produto do módulo do campo da antena de referência, pelo módulo do fator espacial do agregado, vem:

$$|\bar{E}_{\theta_r}| = |\bar{E}_{\theta_1}| |\bar{F}| \quad (3.18)$$

Uma vez que o módulo do campo da antena de referência é dado por:

$$|\bar{E}_{\theta_1}| = j \frac{Z_0}{2\lambda r} |\bar{I}_0| |h_{e_1}| |f_{D_1}(\theta)| \quad (3.19)$$

Como o campo elétrico da antena isolada ($2L_1$) só depende da direção através do $f_{D_1}(\theta)$, o diagrama de radiação (DR) será dado pelo produto do fator direcional, pelo módulo do fator espacial do agregado:

$$DR = \left| \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos(\theta)\right)}{\sin(\theta)} \right| \sqrt{1 + 0,3021*1,2663 + 2*0,5496*1,1253* \cos\left[2,4492 + 0,2*\pi*\cos\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right)\right]} \quad (3.20)$$

As seguintes figuras representam os diagramas de radiação do agregado, nos planos E e H. Os diagramas de radiação foram obtidos através dos programas MATLAB, MMANA-GAL e GAL-ANA. Através do MATLAB, onde se inseriu a equação (3.20), foi possível reproduzir o resultado analítico, obtido para o agregado de dois dipolos (figura 3.3). Por sua vez, o respetivo agregado de duas antenas foi simulado no programa MMANA-GAL, e reproduzidos os diagramas de radiação no programa GAL-ANA (figuras 3.4 e 3.5).

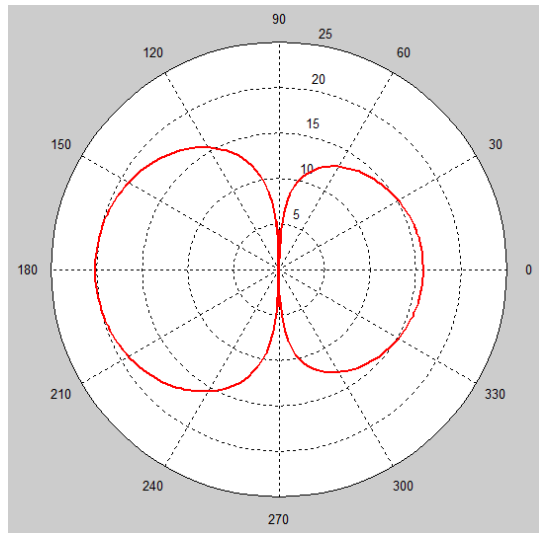


Figura 3.3 - Diagrama de radiação no plano E.

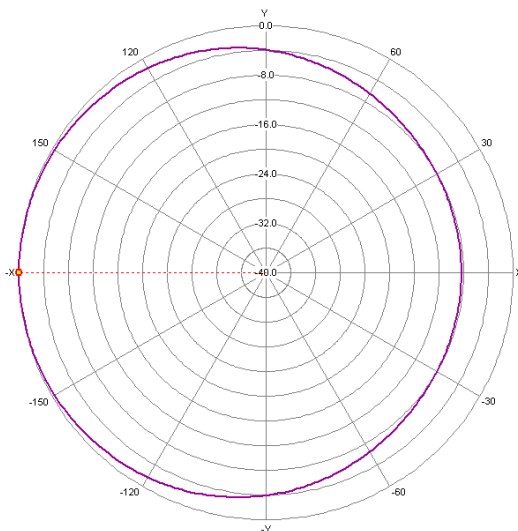


Figura 3.4 - Diagrama de radiação no plano H ($\theta=90^\circ$).

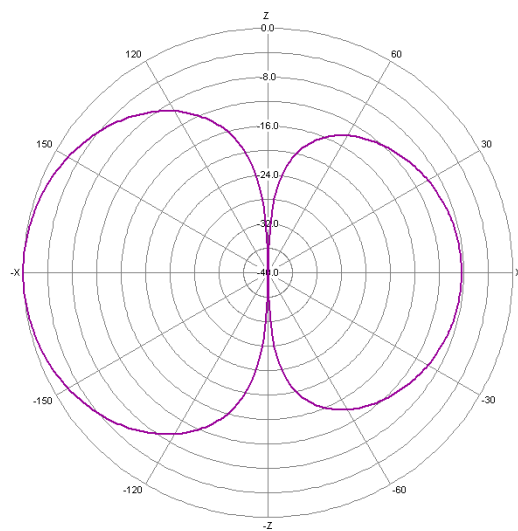


Figura 3.5 - Diagrama de radiação no plano E ($\varphi=180^\circ$).

Tal como se verifica, o diagrama de radiação no plano E obtido analiticamente e reproduzido no MATLAB (figura 3.3), corresponde ao resultado obtido através dos programas MMANA-GAL GAL-ANA (figura 3.5). Nos mesmos gráficos, para $\theta=90^\circ$ e $\varphi=180^\circ$, o ganho máximo e a RFT da antenna são 5,41dBi e 8,34dB, respetivamente.

A figura 3.6 apresenta o diagrama de radiação, em três dimensões, do agregado de dois dipolos, obtido através do programa GAL-ANA. O diagrama de radiação apresenta-se direcionado no sentido negativo do eixo dos xx. Este aspeto ocorre devido à presença de um dipolo de caráter refletor colocado no lado positivo do eixo dos xx.

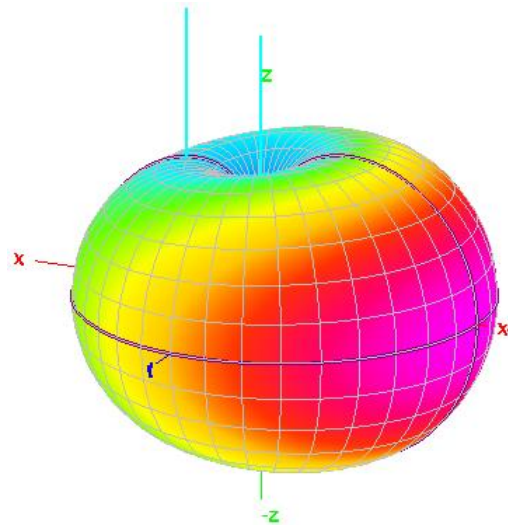


Figura 3.6 - Diagrama de radiação 3D do agregado de dois elementos.

3.3. Agregado de Dois Elementos - Caráter Diretor de um Dipolo

Na figura 3.7 está representado um agregado de dois dipolos, um ativo e outro passivo, ao longo do eixo dos xx, e paralelamente ao eixo dos zz. Nesta situação, o elemento passivo é um pouco mais curto que o ativo, apresentando um caráter diretor. Uma vez posicionado no lado positivo do eixo dos xx, irá direcionar o diagrama de radiação no sentido positivo do eixo dos xx. Assim sendo, foi calculado e será representado de seguida os diagramas de radiação do agregado, cuja orientação é influenciada pela presença do elemento diretor.

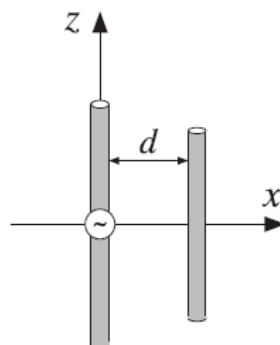


Figura 3.7 - Dipolo ativo (esquerda) e dipolo passivo/diretor (direita) [29].

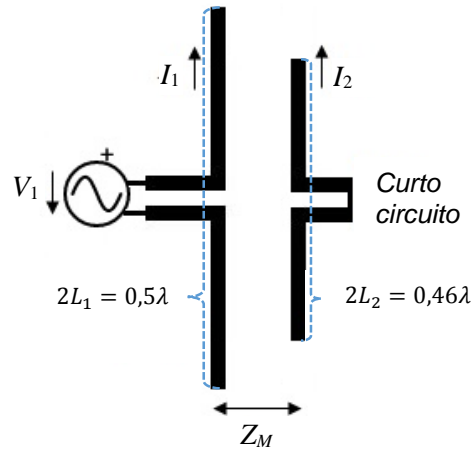


Figura 3.8 - Esquema do agregado.

Para o agregado representado nas figuras 3.7 e 3.8, as dimensões dos dois dipolos são as apresentadas na tabela 3.2, onde $2L_1$ e $2L_2$ correspondem ao comprimento do elemento ativo e passivo, respetivamente [29].

Tabela 3.2 - Dimensões do agregado de dois dipolos.

Parâmetros	r_a	d	$2L_1$	$2L_2$
$\lambda = c/f; f = 2,4\text{GHz}$	$0,003\lambda$	$0,1\lambda$	$0,5\lambda$	$0,46\lambda$
mm	0,375	12,500	62,500	57,500

A matriz de impedâncias do respetivo agregado com um elemento ativo e outro elemento de carácter diretor é dada por:

$$Z = \begin{bmatrix} 73,07 + j41,37 & 59,77 + j4,35 \\ 59,77 + j4,35 & 57,65 - j17,01 \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

$$Z_{11} = 73,07 + j41,37\Omega$$

$$Z_{22} = 57,65 - j17,01\Omega \quad (3.22)$$

$$Z_M = 59,77 + j4,35\Omega$$

Tal como no caso anterior, Z_{11} , Z_{22} e Z_M , são as impedâncias próprias do dipolo ativo e passivo, e a impedância mútua, respetivamente. É então possível, do mesmo modo, obter a relação das correntes dos dipolos, \bar{I}_2/\bar{I}_1 , através das equações (3.3) e (3.22), sendo dada por:

$$\begin{aligned} \frac{\bar{I}_2}{\bar{I}_1} &= -\frac{\bar{Z}_M}{\bar{Z}_{22}} = -\frac{59,77 + j4,35}{57,65 - j17,01} = -0,9333 - j0,3508 \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow \frac{\bar{I}_2}{\bar{I}_1} &= 0,9971e^{-j2,7821\text{rad}} \end{aligned} \quad (3.23)$$

A partir da equação (3.13), substituindo kd , ψ e h_{e2}/h_{e1} pelas expressões (3.14), (3.15) e (3.24) e substituindo também o valor da relação das correntes calculado na equação (3.23), obtém-se a equação do módulo do fator espacial do agregado, equação (3.25):

$$\frac{h_{e2}}{h_{e1}} = 0,8747 \quad (3.24)$$

$$|\bar{F}| = \sqrt{1 + 0,9942 * 0,7651 + 2 * 0,9971 * 0,8747 * \cos[-2,7821 + 0,2 * \pi * \cos((\pi/2) - \theta)]} \quad (3.25)$$

Através das equações (3.18) e (3.19), e como o campo elétrico da antena isolada ($2L_1$) só depende direção através do $f_{D_1}(\theta)$, o DR será dado pelo produto do fator direcional, pelo módulo do fator espacial do agregado:

$$DR = \left| \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos(\theta)\right)}{\sin(\theta)} \right| \sqrt{1 + 0,9942 * 0,7651 + 2 * 0,9971 * 0,8747 * \cos[-2,7821 + 0,2 * \pi * \cos((\pi/2) - \theta)]} \quad (3.26)$$

As seguintes figuras representam os diagramas de radiação nos planos E e H do agregado. A equação (3.26) foi introduzida no MATLAB que reproduziu o resultado obtido analiticamente (figura 3.9). Por sua vez, o respectivo agregado de duas antenas foi simulado no programa MMANA-GAL, e reproduzidos os diagramas de radiação no programa GAL-ANA (figuras 3.10 e 3.11).

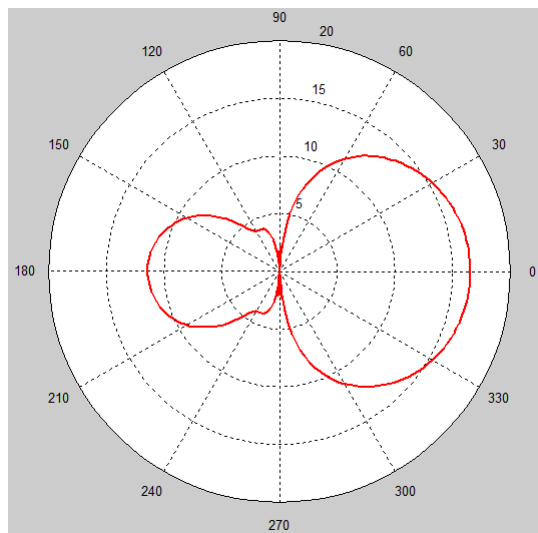


Figura 3.9 - Diagrama de radiação no plano E.

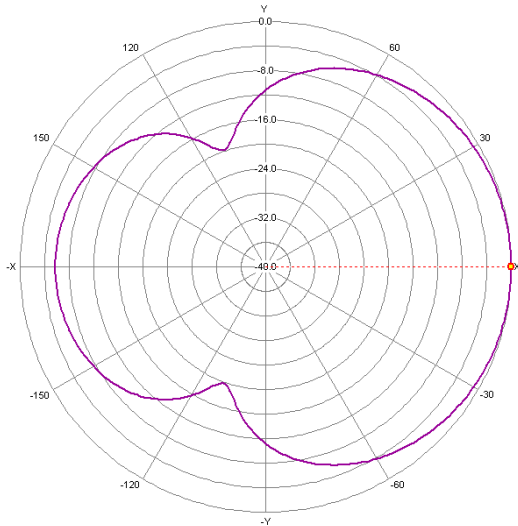


Figura 3.10 - Diagrama de radiação no plano H ($\theta=90^\circ$).

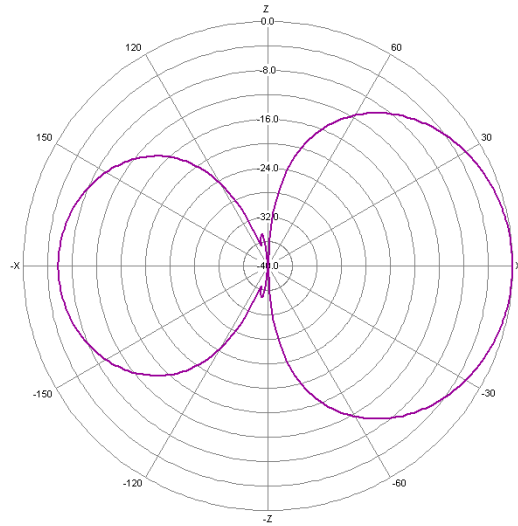


Figura 3.11 - Diagrama de radiação no plano E ($\phi=0^\circ$).

Para o agregado de antenas, o diagrama de radiação no plano E obtido através do MATLAB é o representado na figura 3.9, sendo o resultado correspondente obtido através dos programas MMANA-GAL e GAL-ANA representado na figura 3.11. Nos mesmos gráficos para $\theta=90^\circ$ e $\phi=0^\circ$, o ganho máximo e a RFT da antena são 7,29dBi e 5,83dB, respetivamente.

A figura 3.12 apresenta o diagrama de radiação, em três dimensões, do agregado de dois dipolos, obtido através do programa GAL-ANA. O diagrama de radiação apresenta-se direcionado no sentido positivo do eixo dos xx. Este aspeto ocorre devido à presença de um dipolo de carácter diretor colocado no lado positivo do eixo dos xx.

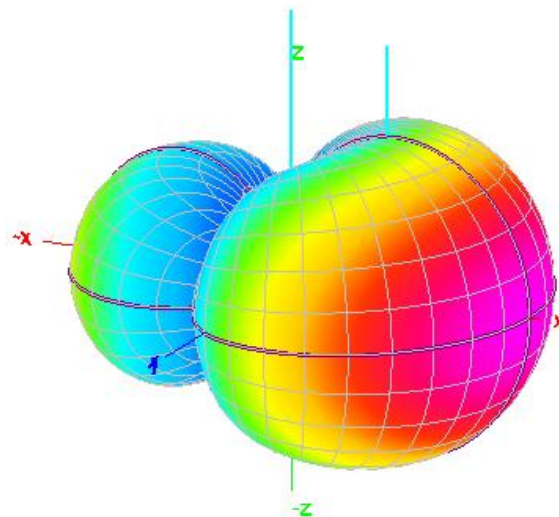


Figura 3.12 - Diagrama de radiação 3D do agregado de dois elementos.

3.4. Agregado de Três Elementos

Na figura 3.13 está representado um agregado de três dipolos, um ativo e dois passivos, ao longo do eixo dos xx , e paralelamente ao eixo dos zz . Nesta situação, foram implementados dois elementos, um de caráter refletor e outro de caráter diretor. Os elementos refletor e diretor, posicionados atrás e à frente do elemento ativo, respetivamente, irão direcionar o diagrama de radiação no sentido positivo do eixo dos xx . Deste modo, foi calculado e será representado seguidamente os diagramas de radiação do agregado, cuja orientação é influenciada pela presença dos elementos passivos.

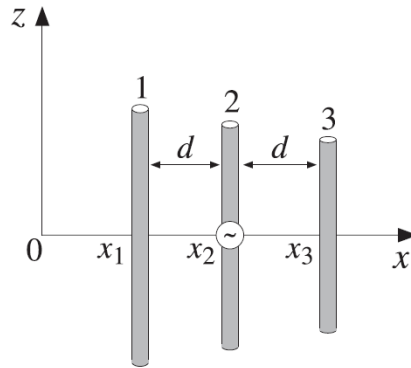


Figura 3.13 - Dipolo refletor (esquerda), dipolo ativo (centro) e dipolo diretor (direita) [29].

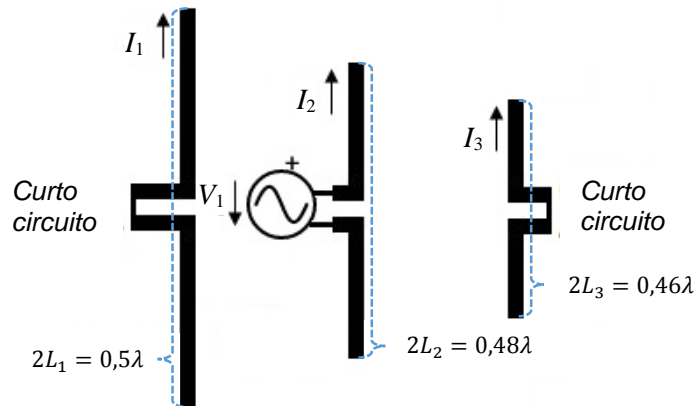


Figura 3.14 - Esquema do agregado de três elementos.

Para o agregado representado nas figuras 3.13 e 3.14, as dimensões dos três dipolos são as apresentadas na tabela 3.3, onde $2L_1$ e $2L_3$ correspondem ao comprimento dos elementos passivos e $2L_2$ ao comprimento do elemento ativo, respetivamente [29].

Tabela 3.3 - Dimensões do agregado de três dipolos.

Parâmetros	r_a	d	$2L_1$	$2L_2$	$2L_3$
$\lambda = c/f$; $f = 2,4\text{GHz}$	$0,003\lambda$	$0,125\lambda$	$0,5\lambda$	$0,48\lambda$	$0,46\lambda$
<i>mm</i>	0,375	15,625	62,500	60,000	57,500

A matriz de impedâncias do respectivo agregado com um elemento de caráter refletor e outro de caráter diretor é dada por:

$$\bar{Z} = \begin{bmatrix} 73,07 + j41,37 & 60,47 - j0,97 & 36,25 - j25,53 \\ 60,47 - j0,97 & 64,93 + j11,75 & 53,72 - j2,71 \\ 36,25 - j25,53 & 53,72 - j2,71 & 57,65 - j17,01 \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

$$\begin{aligned} Z_{11} &= 73,07 + j41,37\Omega \\ Z_{22} &= 64,93 + j11,75\Omega \\ Z_{33} &= 57,65 - j17,01\Omega \end{aligned} \quad (3.28)$$

Nesta situação, Z_{11} e Z_{33} são as impedâncias próprias dos dipolos de caráter refletor e diretor, sendo Z_{22} a impedância própria do elemento ativo, respetivamente. Neste caso, obtém-se um sistema de equações de três incógnitas, (3.29). Admitindo as igualdades apresentadas em (3.30), resultantes da análise do esquema representado na figura 3.14, foi então utilizada a regra de Cramer de forma a obter a solução do sistema de equações.

$$\begin{cases} \bar{V}_1 = (73,07 + j41,37)\bar{I}_1 & (60,47 - j0,97)\bar{I}_2 & (36,25 - j25,53)\bar{I}_3 \\ \bar{V}_2 = (60,47 - j0,97)\bar{I}_1 & (64,93 + j11,75)\bar{I}_2 & (53,72 - j2,71)\bar{I}_3 \\ \bar{V}_3 = (36,25 - j25,53)\bar{I}_1 & (53,72 - j2,71)\bar{I}_2 & (57,65 - j17,01)\bar{I}_3 \end{cases} \quad (3.29)$$

$$\begin{cases} \bar{V}_1 = 0 \\ \bar{V}_2 = 1 \\ \bar{V}_3 = 0 \end{cases} \quad (3.30)$$

Como solução do sistema de equações, obtém-se as seguintes correntes para cada um dos dipolos:

$$\bar{I} = \begin{bmatrix} \bar{I}_1 \\ \bar{I}_2 \\ \bar{I}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0,0290 + j0,0176 \\ 0,1062 - j0,0182 \\ -0,0801 - j0,0256 \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

$$\begin{aligned} \bar{I}_1 &= -0,0290 + j0,0176 = 0,0339e^{j2,5961rad} \\ \bar{I}_2 &= 0,1062 - j0,0182 = 0,1077e^{-j0,1697rad} \\ \bar{I}_3 &= -0,0801 - j0,0256 = 0,0841e^{-j2,8323rad} \end{aligned} \quad (3.32)$$

Calculadas as correntes em cada dipolo, é então possível obter a relação das correntes \bar{I}_1/\bar{I}_2 e \bar{I}_3/\bar{I}_2 . Esta relação é necessária para obter o fator espacial da antena e o respetivo diagrama de radiação.

$$\bar{I}_1 = |\bar{I}_1| e^{j\phi_1} \quad (3.33)$$

$$\bar{I}_2 = |\bar{I}_2| e^{j\phi_2} \quad (3.34)$$

$$\bar{I}_3 = |\bar{I}_3| e^{j\phi_3} \quad (3.35)$$

$$\begin{aligned}\beta_1 &= \varphi_1 - \varphi_2 = 2,5961 - (-0,1697) = 2,7658 \text{rad} \\ \beta_3 &= \varphi_3 - \varphi_2 = -2,8323 - (-0,1697) = -2,6626 \text{rad}\end{aligned}\quad (3.36)$$

$$\frac{\bar{I}_1}{\bar{I}_2} = \left| \frac{\bar{I}_1}{\bar{I}_2} \right| e^{j(\varphi_1 - \varphi_2)} = \left| \frac{\bar{I}_1}{\bar{I}_2} \right| e^{j\beta_1} \quad (3.37)$$

$$\frac{\bar{I}_3}{\bar{I}_2} = \left| \frac{\bar{I}_3}{\bar{I}_2} \right| e^{j(\varphi_3 - \varphi_2)} = \left| \frac{\bar{I}_3}{\bar{I}_2} \right| e^{j\beta_3} \quad (3.38)$$

Para os três dipolos alinhados segundo o eixo dos zz, e na zona de radiação, têm-se as seguintes amplitudes complexas dos campos elétricos:

$$\bar{E}_{\theta_1} = j \frac{Z_0}{2\lambda r_1} \bar{I}_1 h_{e_1} f_{D_1}(\theta) e^{-jkr_1} \quad (3.39)$$

$$\bar{E}_{\theta_2} = j \frac{Z_0}{2\lambda r_2} \bar{I}_2 h_{e_2} f_{D_2}(\theta) e^{-jkr_2} \quad (3.40)$$

$$\bar{E}_{\theta_3} = j \frac{Z_0}{2\lambda r_3} \bar{I}_3 h_{e_3} f_{D_3}(\theta) e^{-jkr_3} \quad (3.41)$$

Tal como apresentado anteriormente, a amplitude complexa do campo elétrico total é obtido através da soma vetorial da contribuição dos campos elétricos de todos os elementos do agregado, obtendo-se a seguinte amplitude complexa do campo elétrico total:

$$\bar{E}_{\theta_r} = \bar{E}_{\theta_1} + \bar{E}_{\theta_2} + \bar{E}_{\theta_3} \quad (3.42)$$

Tendo em conta as equações (3.42) e (2.15) é possível obter a expressão (3.43), tomando como referência o campo do dipolo ativo [15]. A amplitude complexa do campo elétrico total é apresentada em função da amplitude complexa do campo elétrico do elemento ativo, \bar{E}_{θ_2} , multiplicado pelo fator espacial do agregado, \bar{F} .

$$\bar{E}_{\theta_r} = \bar{E}_{\theta_1} + \bar{E}_{\theta_2} + \bar{E}_{\theta_3} = \bar{E}_{\theta_2} \left(\frac{\bar{E}_{\theta_1}}{\bar{E}_{\theta_2}} + 1 + \frac{\bar{E}_{\theta_3}}{\bar{E}_{\theta_2}} \right) = \bar{E}_{\theta_2} \underbrace{\left(\frac{h_{e_1}}{h_{e_2}} \frac{\bar{I}_1}{\bar{I}_2} e^{jkd \cos \psi} + 1 + \frac{h_{e_3}}{h_{e_2}} \frac{\bar{I}_3}{\bar{I}_2} e^{jkd \cos \psi} \right)}_{\text{Fator espacial do agregado, } \bar{F}} \quad (3.43)$$

A equação (3.43) pode ser ainda reescrita da seguinte forma:

$$\bar{E}_{\theta_r} = \bar{E}_{\theta_2} \bar{F}(\theta, \varphi) \Rightarrow |\bar{E}_{\theta_r}| = |\bar{E}_{\theta_2}| |\bar{F}(\theta, \varphi)| \quad (3.44)$$

A partir dos dados e deduções apresentadas é possível proceder-se ao cálculo do módulo do fator espacial do agregado, sendo este dado por:

$$\bar{F} = \left[\frac{h_{e_1}}{h_{e_2}} \frac{\bar{I}_1}{\bar{I}_2} e^{jkd \cos \psi} + 1 + \frac{h_{e_3}}{h_{e_2}} \frac{\bar{I}_3}{\bar{I}_2} e^{jkd \cos \psi} \right] \rightarrow |\bar{F}| = \sqrt{FF^*} \quad (3.45)$$

$$\bar{F} = 1 + \frac{h_{e_1}}{h_{e_2}} \left| \frac{\bar{I}_1}{\bar{I}_2} \right| e^{j\beta_1 - jkd \cos \psi} + \frac{h_{e_3}}{h_{e_2}} \left| \frac{\bar{I}_3}{\bar{I}_2} \right| e^{j\beta_3 + jkd \cos \psi} \quad (3.46)$$

De forma a obter-se o módulo do fator espacial da antena, realizou-se primeiro o cálculo do produto FF^* :

$$\begin{aligned} FF^* = & 1 + \frac{h_{e_1}}{h_{e_2}} \left| \frac{\bar{I}_1}{\bar{I}_2} \right| e^{j(\beta_1 - kd \cos \psi)} + \frac{h_{e_3}}{h_{e_2}} \left| \frac{\bar{I}_3}{\bar{I}_2} \right| e^{j(\beta_3 + kd \cos \psi)} + \frac{h_{e_1}}{h_{e_2}} \left| \frac{\bar{I}_1}{\bar{I}_2} \right| e^{j(-\beta_1 + kd \cos \psi)} + \left(\frac{h_{e_1}}{h_{e_2}} \right)^2 \left| \frac{\bar{I}_1}{\bar{I}_2} \right|^2 + \\ & + \frac{h_{e_1}}{h_{e_2}} \frac{h_{e_3}}{h_{e_2}} \left| \frac{\bar{I}_1}{\bar{I}_2} \right| \left| \frac{\bar{I}_3}{\bar{I}_2} \right| e^{j(\beta_1 - \beta_3)} e^{-j2kd \cos \psi} + \frac{h_{e_3}}{h_{e_2}} \left| \frac{\bar{I}_3}{\bar{I}_2} \right| e^{-j(\beta_3 + jkd \cos \psi)} + \frac{h_{e_1}}{h_{e_2}} \frac{h_{e_3}}{h_{e_2}} \left| \frac{\bar{I}_1}{\bar{I}_2} \right| \left| \frac{\bar{I}_3}{\bar{I}_2} \right| e^{j(\beta_3 - \beta_1)} e^{j2kd \cos \psi} + \left(\frac{h_{e_3}}{h_{e_2}} \right)^2 \left| \frac{\bar{I}_3}{\bar{I}_2} \right|^2 \end{aligned} \quad (3.47)$$

Substituindo a relação das correntes calculada anteriormente em (3.31), a relação das alturas efetivas calculada em (3.48), e substituindo kd , ψ pelas expressões (3.49) e (3.15) respetivamente, obtém-se a equação final do módulo do fator espacial do agregado, (3.50):

$$\frac{h_{e_1}}{h_{e_2}} = 1,0670 \quad (3.48)$$

$$\frac{h_{e_3}}{h_{e_2}} = 0,9330$$

$$\begin{cases} k = \frac{2\pi}{\lambda} \\ d = 0,125\lambda \end{cases} \Rightarrow \{kd = 0,25\pi \quad (3.49)$$

$$|\bar{F}| = \sqrt{1 + 0,0991 * 1,1385 + 0,6091 * 0,8705 + 2 * 0,3148 * 1,0670 * \cos(2,7658 - 0,25\pi \cos(\psi)) + 2 * 0,7804 * 0,9330 * \cos(-2,6626 + 0,25\pi \cos(\psi)) + 2 * 0,3148 * 0,7804 * 0,9955 * \cos(2,7658 - (-2,6626) - 0,5\pi \cos(\psi))} \quad (3.50)$$

Uma vez que, o campo total do agregado é dado pelo produto entre o campo da antena de referência, e do fator espacial do agregado, vem:

$$|\bar{E}_{\theta_r}| = |\bar{E}_{\theta_2}| |\bar{F}| \quad (3.51)$$

Sendo o campo da antena de referência e o fator direcional dados pelas seguintes equações, respetivamente:

$$|\bar{E}_{\theta_2}| = j \frac{Z_0}{2\lambda r_2} |\bar{I}_0| |h_{e_2}| |f_{D_2}(\theta)| \quad (3.52)$$

$$f_{D_2}(\theta) = \left| \frac{\cos(0,48\pi * \cos(\theta) - \cos(0,48\pi))}{(1 - \cos(0,48\pi)) \sin(\theta)} \right| \quad (3.53)$$

Como o campo elétrico da antena isolada ($2L_2$) só depende direção através do $f_{D_2}(\theta)$, o DR do agregado constituído por um dipolo ativo e dois dipolos passivos, será dado através do produto do fator direcional pelo módulo do fator espacial do agregado (3.54):

$$DR = |f_{D_2}(\theta)| * |\bar{F}| \quad (3.54)$$

A equação (3.54) foi introduzida no MATLAB que reproduziu o resultado obtido analiticamente do diagrama de radiação no plano E (figura 3.15). O agregado de três elementos foi simulado no programa MMANA-GAL e reproduzido pelo programa GAL-ANA, apresentando como resultados os diagramas de radiação nos planos H e E (figuras 3.16 e 3.17).

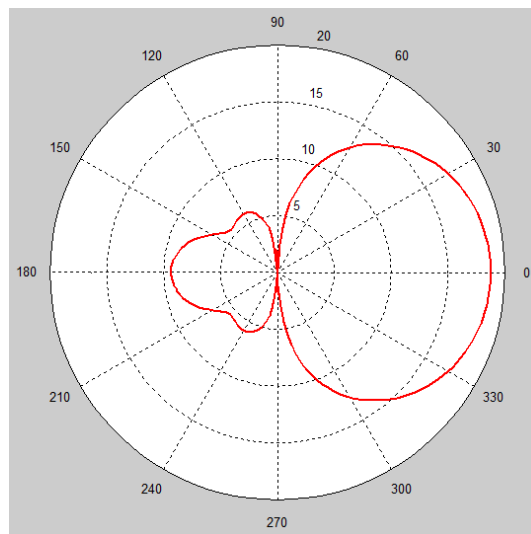


Figura 3.15 - Diagrama de radiação no plano E.

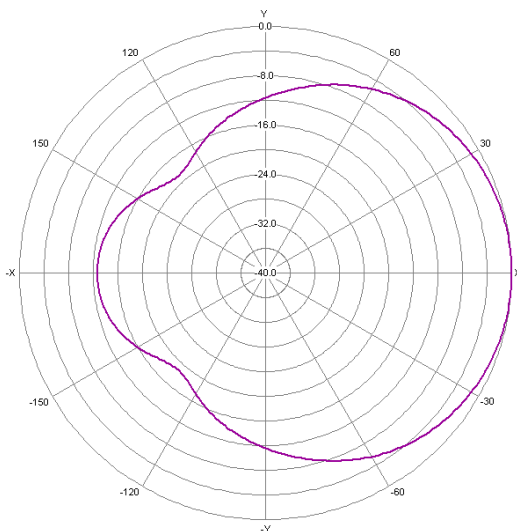


Figura 3.16 - Diagrama de radiação no plano H ($\theta=90^\circ$).

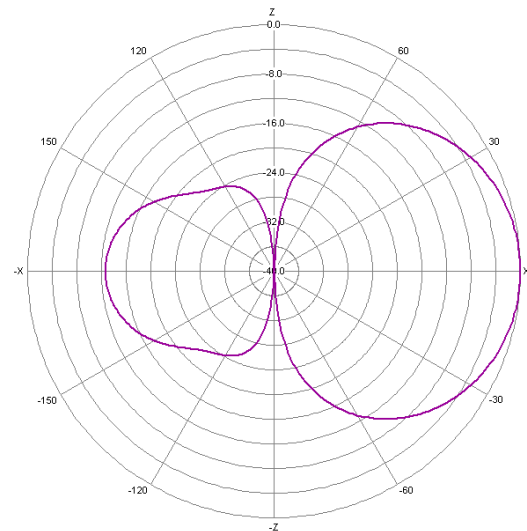


Figura 3.17 - Diagrama de radiação no plano E ($\varphi=0^\circ$).

Para o agregado de antenas, o diagrama de radiação no plano E obtido através do programa MATLAB é o representado na figura 3.15, sendo o resultado correspondente obtido através dos

programas MMANA-GAL e GAL-ANA representado na figura 3.17. Nos mesmos gráficos verifica-se que para $\theta=90^\circ$ e $\varphi=0^\circ$, o ganho máximo e a RFT da antena são 8,49dBi e 11,54dB, respetivamente.

A figura 3.18 apresenta o diagrama de radiação, em três dimensões, do agregado de três dipolos, obtido através do programa GAL-ANA. O diagrama de radiação apresenta-se direcionado no sentido positivo do eixo dos xx. Tal acontece, uma vez que o dipolo ativo se encontra entre um elemento diretor, posicionado no lado positivo do eixo dos xx, e um elemento refletor, posicionado no lado negativo do eixo dos xx.

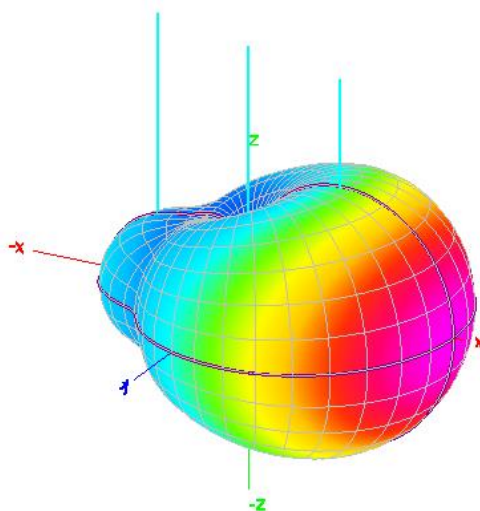


Figura 3.18 - Diagrama de radiação 3D do agregado de três elementos.

3.5. Conclusões

Neste terceiro capítulo, apresentara-se o princípio de funcionamento de uma antena ESPAR. Foram apresentados os resultados das simulações para os diagramas de radiação dos agregados de antenas, constituídos por dois e três elementos, em que um dos elementos era ativo e os restantes passivos. Ainda neste capítulo, foi analisada a influência da presença de elementos passivos de carácter refletor e diretor, nos respetivos agregados. Na tabela 3.4, apresentam-se os resultados obtidos relativamente ao ganho e RFT.

Tabela 3.4 - Características dos agregados.

Parâmetros	Agregado de dois elementos – Dipolo refletor	Agregado de dois elementos – Dipolo diretor	Agregado de três elementos – Dipolo refletor e diretor
Ganho (dBi)	5,41	7,29	8,49
Relação Frente-Trás (dB)	8,34	5,83	11,54

Tal como se verifica na tabela 3.4, é o agregado com o dipolo de carácter refletor que garante o menor ganho, 5,41dBi, e apresenta uma RFT de 8,34dB. A situação seguinte, o agregado com um

dipolo diretor, apresenta um ganho superior, 7,29dBi, mas por outro lado, a sua RFT é menor, 5,83dB. A última situação, agregado de três dipolos, consiste num agregado que conjuga os dois elementos anteriormente individualizados, um dipolo de caráter refletor e outro de caráter diretor. O resultado obtido é um aumento do ganho da antena, 8,49dBi, e ainda um aumento da RFT comparativamente aos casos anteriores, 11,54dB. O Agregado de três elementos apresenta-se assim como sendo a antena com as melhores características apresentadas.

Com a análise dos diagramas de radiação apresentados, foi possível verificar que através da conjugação de elementos passivos com um único elemento ativo, é possível obter diagramas de radiação específicos. O agregado de três elementos apresentou um ganho significativamente superior aos agregados de dois elementos, mas por outro lado, a solução analítica tornou-se mais complexa. A relação ganho/complexidade, introduzida neste capítulo, apresentou um papel fundamental na escolha adequada da antena ESPAR simulada e dimensionada posteriormente.

Neste capítulo foram identificados os efeitos do acoplamento mútuo entre elementos ativos e passivos de um agregado de dois e três elementos, dependendo do caráter de cada elemento passivo, refletor ou diretor, e como este efeito pode ser utilizado de forma a manipular o diagrama de radiação da antena.

Capítulo 4

4. Dimensionamento e Otimização da Antena ESPAR através dos Algoritmos Genéticos

4.1. Introdução

Os avanços tecnológicos permitiram o surgir de novas formas de dimensionar e otimizar as antenas. Neste quarto capítulo é apresentado o algoritmo genético aplicado à antena ESPAR, e o seu dimensionamento e otimização para a concepção da antena com as características pretendidas.

Na secção 4.2 são explanados os algoritmos genéticos em detalhe, apresentando a sua base nos princípios da genética e da seleção natural, as etapas que estes algoritmos envolvem, e as suas vantagens e desvantagens. Na secção 4.3, são apresentados os algoritmos genéticos aplicados em específico às antenas ESPAR, e as iterações envolvidas na sua otimização. Nesta parte é ainda apresentado um diagrama que ilustra as fases do processo de otimização de uma antena ESPAR, utilizando os algoritmos genéticos.

Na secção 4.4, é exposto o dimensionamento e otimização da estrutura da antena ESPAR. Esta, por sua vez, foi dividida em 4 subsecções, onde em cada uma delas é demonstrado o dimensionamento e otimização específico de determinado parâmetro da antena, nomeadamente: número de elementos parasitas, raio dos monopolos, distribuição dos elementos da antena e altura dos monopolos.

A secção 4.5 apresenta a otimização das reactâncias da antena e todo o processo envolvido para tal, bem como o esquema aplicado a cada elemento parasita, de forma a garantir o intervalo de reactâncias pretendido. A adaptação da antena só é realizada na secção seguinte, pelo que ainda se encontra desadaptada nesta fase.

Na secção 4.6 é apresentada a adaptação da antena. Neste ponto é realizado o cálculo analítico da adaptação da antena através do uso de uma malha de adaptação em L, e a sua comparação com a adaptação obtida através do simulador 4NEC2X. No final, é verificada a adaptação da antena e apresentados os componentes eletrónicos constituintes da malha em L.

A secção 4.7 expõe o dimensionamento do plano de terra da antena. Nesta parte, é dimensionado um plano de terra circular com uma aba, que permite a redução da elevação do lobo principal e a proteção dos componentes eletrónicos da antena.

4.2. Algoritmos Genéticos

As novas técnicas de dimensionamento são baseadas em algoritmos, que permitem dimensionar as características da antena de modo a otimizar alguns parâmetros, tais como: ganho, impedância e largura de banda [30], [31]. Um dos algoritmos numéricos mais conhecidos para este efeito são os algoritmos genéticos (AG). Estes algoritmos, como muitos outros, podem ser utilizados para otimizar as características de radiação das antenas, e serão aplicados na otimização da antena ESPAR.

Os algoritmos genéticos são baseados nos princípios da genética e da seleção natural de Charles Darwin². Os AG permitem que uma população constituída por vários indivíduos evolua sobre regras seletivas específicas, de forma a maximizar a performance e a minimizar a denominada função de custo, apresentada posteriormente. Esta técnica surgiu nos meados da década de 70, sugerida por John H. Holland [32].

Os algoritmos genéticos são um caso particular dos métodos evolutivos e utilizam três operadores fundamentais, são eles: a reprodução, o cruzamento (*crossover*) e a mutação [33]. A reprodução consiste no processo de sobrevivência, necessária para a seleção do elemento mais apto. O cruzamento, consiste em escolher dois cromossomas, e criar um novo cromossoma a partir dos dois iniciais. Por último, a mutação, consiste na alteração de um ou mais genes de um cromossoma. Para aumentar a convergência e qualidade do algoritmo, foi ainda acrescentada a seleção natural e o elitismo. Este último é muito importante, uma vez que permite comparar os filhos com os pais, e escolher os melhores entre eles [5], [31].

A Teoria da Seleção Natural, também conhecida por Teoria de Darwin, afirma que, indivíduos da mesma espécie apresentam características diferentes. Os indivíduos que apresentam as características mais favoráveis, para se adaptarem ao meio ambiente onde se encontram, têm maior probabilidade de sobreviver. Por outro lado, os indivíduos mais frágeis têm menor probabilidade de sobreviver. Os mais aptos, uma vez que têm maior hipótese de sobrevivência, têm também maior probabilidade de deixar descendência. Por sua vez, a descendência, irá ficar com os genes dos pais, uma vez que estes são passados de pais para filhos. Com o passar das gerações, irá existir uma seleção natural, onde só os indivíduos com as características mais favoráveis sobreviverão [5], [34].

Tal como apresentado na figura 4.1, este método pode ser dividido em várias etapas, em que cada etapa tem como função melhorar a geração anterior. Antes destes algoritmos serem iniciados, existem certos aspetos que devem ser tidos em consideração tais como: quais os cromossomas que vão ser cruzados, qual a probabilidade de ocorrer mutação, e quantos indivíduos vão ser repostos no elitismo e seleção natural. Para uma melhor perceção dos algoritmos genéticos, irá ser seguidamente descrita, de forma resumida, cada uma das etapas [5]:

1. Será criada, de uma forma aleatória, a população inicial. Esta população deverá ser vista como um conjunto de cromossomas. Nesta fase, também será feita uma avaliação dessa mesma população;
2. Serão selecionados os cromossomas para cruzamento. Nesta etapa, serão escolhidos os cromossomas que apresentam melhores características;
3. Será feito o cruzamento desses cromossomas;
4. Consoante a probabilidade de ocorrer mutação ou não, os cromossomas filhos poderão ser alterados. Nesta etapa, esses descendentes serão avaliados;
5. Será realizado o processo de elitismo, em que os filhos e pais serão comparados. Se os filhos forem melhores que os pais, é a geração mais recente que permanece. No caso de os pais serem melhores que os filhos, existe uma reposição dos filhos pelos pais.

² Naturalista e biólogo inglês que apresentou à comunidade científica, em 1859, uma teoria que explicava a evolução das espécies através da seleção natural [52].

Este ciclo é repetido até que os filhos já não apresentem melhorias face aos pais, ou que essas melhorias já não sejam significativas. Isto significa que, este algoritmo não garante necessariamente que se obtenha a melhor solução global. Contudo, ao fim de algumas iterações, é possível obter uma solução muito próxima da ideal [34].

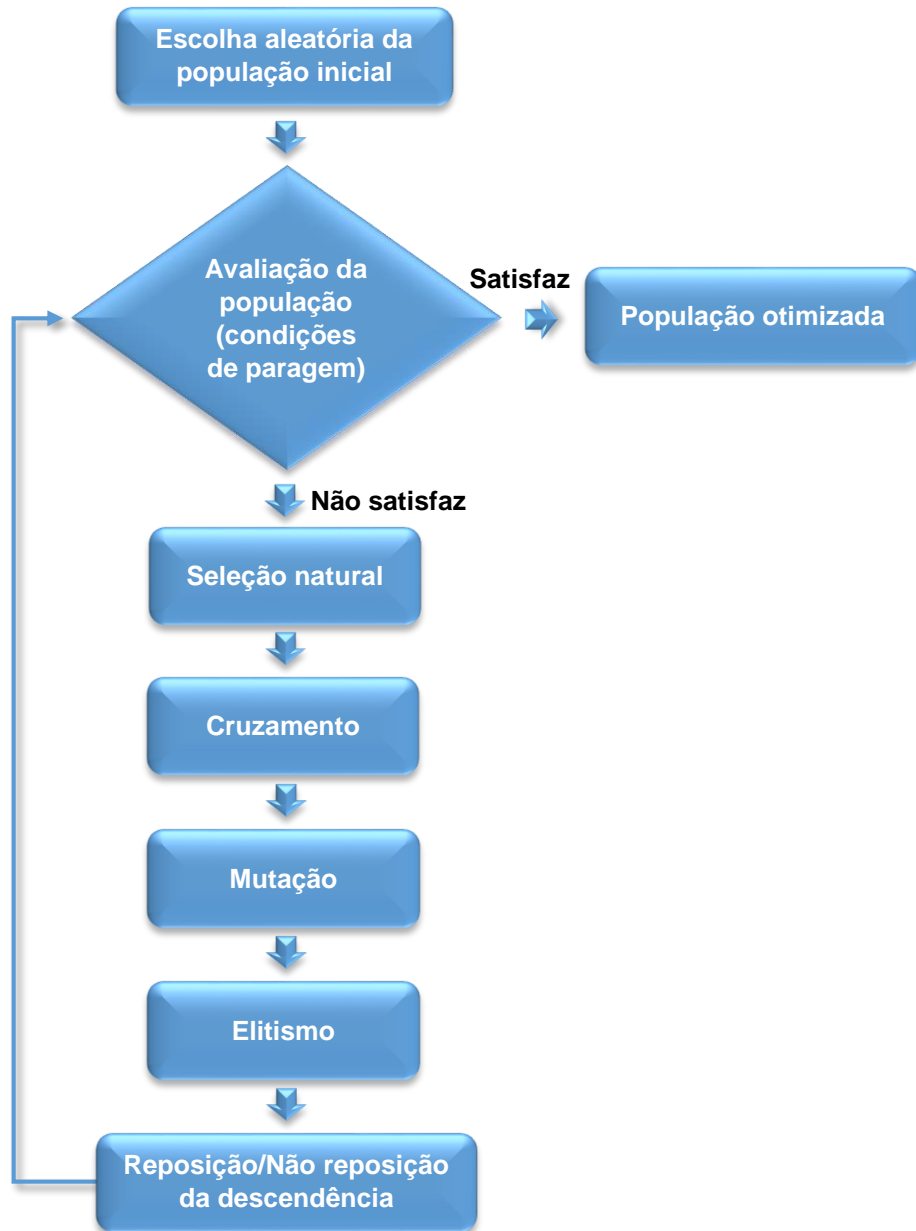


Figura 4.1 - Diagrama dos algoritmos genéticos.

Os algoritmos genéticos apresentam algumas vantagens que os levaram a serem escolhidos para a otimização da antena ESPAR, são elas nomeadamente [34]:

- Permitem a otimização com variáveis contínuas ou discretas;
- Não requerem informações derivadas;
- Lidam com um vasto número de variáveis ao mesmo tempo;
- Proporcionam várias soluções ótimas, e não só uma única solução.

As vantagens apresentadas dos AG permitem que, através destes, se obtenham melhores resultados quando comparados com otimizações tradicionais. Os algoritmos genéticos são considerados como uma classe robusta no que diz respeito a algoritmos de otimização [35], [36].

4.3. Algoritmos Genéticos Aplicados à Antena ESPAR

Dadas as vantagens dos AG, estes foram os algoritmos selecionados para dimensionar e otimizar da antena pretendida. No caso geral de uma antena ESPAR, é comum esta ser constituída por um elevado número de elementos. Uma vez que a antena em causa apresenta um vasto número de variáveis a otimizar, conseqüentemente, irá apresentar um grande espaço de soluções [6]. Deste modo, é normalmente adequado utilizar os AG, de forma a otimizar a estrutura do agregado e o valor das impedâncias associadas aos elementos passivos [37].

Para os AG serem utilizados, é necessário associar as antenas aos indivíduos, ou seja, cada antena corresponde a um cromossoma. Por sua vez, cada antena irá ser avaliada por uma função matemática, o método dos momentos (MoM). Este método emprega expansões ortogonais e álgebra linear, de forma a reduzir uma equação integral a um sistema simultâneo de equações lineares [38]. Depois desta avaliação, os indivíduos passam a ter maior ou menor probabilidade de serem selecionados para participarem nas operações genéticas, ou seja, os indivíduos mais aptos têm maior probabilidade de procriar. O resultado desta avaliação é chamado de *fitness* [5].

Está representado na figura 4.2 o diagrama dos algoritmos genéticos aplicados à antena ESPAR. Uma das principais diferenças destes algoritmos para com os restantes, está no facto de cada novo ciclo iniciar-se sempre com a avaliação das antenas através de uma função matemática, a função *fitness*. Este ciclo é interrompido quando várias gerações convergirem para a mesma solução, ou quando não se verificar uma melhoria considerável das mesmas [39], [40].

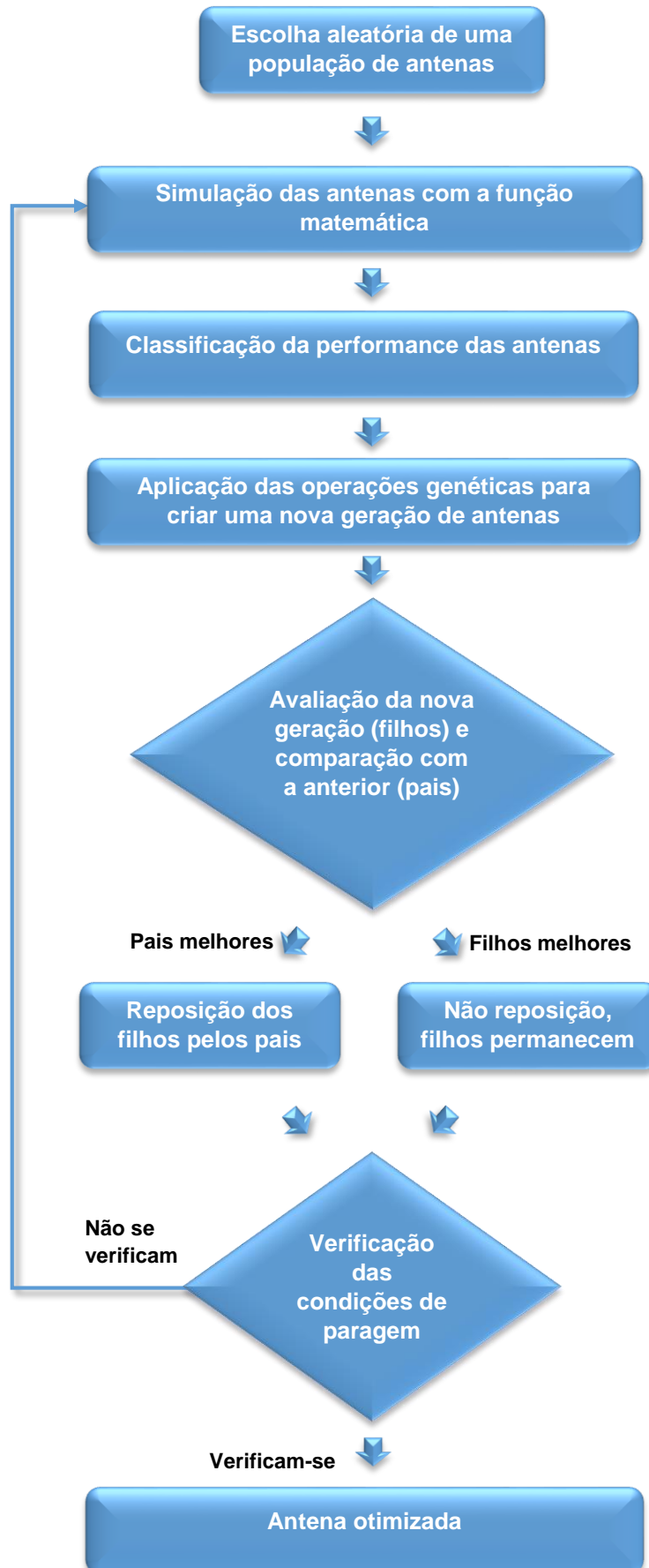


Figura 4.2 - Diagrama dos algoritmos genéticos aplicados à antena ESPAR.

4.4. Dimensionamento e Otimização da Estrutura da Antena

O modelo da antena ESPAR, como verificado, apresenta vários parâmetros que devem ser dimensionados e otimizados, de forma a conceber uma antena com as características pretendidas. Para simplificar a compreensão do processo de dimensionamento e otimização da antena, este será apresentado em quatro partes: dimensionamento e otimização da estrutura da antena, otimização das reactâncias, adaptação da antena, e dimensionamento do plano de terra. Ao longo dos dimensionamentos e otimizações realizadas, são apresentados os diagramas de radiação, obtidos como resultado a partir do simulador 4NEC2X. Este programa apresenta capacidades de processamento superiores ao MMANA-GAL, e possibilita realizar otimizações através do uso dos algoritmos genéticos, seleccionados anteriormente como método a aplicar.

Esta secção apresenta o dimensionamento e otimização da estrutura da antena ESPAR que foi dividido em 4 subsecções: número de elementos parasitas, raio dos monopolos, distribuição dos elementos da antena e altura dos monopolos. Em cada uma das subsecções é apresentado o dimensionamento e otimização específico de determinado parâmetro da estrutura da antena.

4.4.1. Número de Elementos Parasitas

Tal como referido anteriormente, são os elementos parasitas, que são elementos passivos, e que em antenas convencionais como as Yagi-Uda estão normalmente em curto-circuito ou em vazio que, através do acoplamento mútuo entre eles e o elemento ativo, permitem a obtenção de lobos ou nulos numa dada direcção. O número de elementos parasitas é responsável por recriar a diversidade espacial³. Se o número de elementos parasitas for muito reduzido, poderá não ser possível obter o diagrama de radiação pretendido. Um número adequado de elementos parasitas é fundamental para garantir o diagrama de radiação desejado. Para além disso, o adicionar de um novo elemento parasita não implica um aumento de custo significativo, uma vez que só existe um elemento ativo. Contudo, quanto maior o número de elementos, maior será a complexidade da antena, e mais difícil será calcular as reactâncias adequadas à mesma. Deste modo, é necessário encontrar o número de elementos apropriado, de forma a obter-se o equilíbrio entre a complexidade, o ganho, e as dimensões da antena.

A experiência realizada teve como base o uso de 5 antenas ESPAR diferentes, no que diz respeito ao número de monopolos parasitas. Iniciou-se com uma antena de 5 monopolos (um ativo e quatro parasitas), sendo estes incrementados de forma unitária, até à quinta antena constituída por 9 elementos (um ativo e oito parasitas). No programa de otimização usado, 4NEC2X, foram introduzidas e testadas individualmente as diversas antenas.

Já com as antenas inseridas no 4NEC2X, foram consideradas as seguintes variáveis de otimização: altura de cada um dos elementos parasitas e a distância dos mesmos ao elemento ativo (centro da antena). As variáveis foram delimitadas automaticamente pelo programa, garantindo uma vasta gama de valores que garantisse flexibilidade na otimização das antenas.

A primeira variável, altura dos elementos, partiu do valor de ressonância, 2,82cm, estando delimitada entre 1,4cm a 5,6cm. A segunda variável, raio da antena (distância dos elementos parasitas

³ Quando num percurso o sinal recebido é obtido a partir de n sinais distintos e estes sinais provêm da receção com antenas distintas [51].

ao elemento ativo central), partiu de $\lambda/4$ (3,125cm) encontrando-se compreendida entre $\lambda/4 \pm \lambda/8$ ($3,13 \pm 1,56$ cm). A altura do monopolo ativo não foi variada, uma vez que este se encontra na ressonância. De referir que, a distância entre elementos parasitas foi mantida constante, de forma a obter-se uma figura geométrica regular. Esta condição é necessária, uma vez que se pretende dimensionar uma antena, que garanta a reprodução do seu diagrama de radiação sobre todo o azimute. O raio dos elementos foi mantido constante a 1mm. O plano de terra utilizado foi um plano de terra perfeito (*perfect ground*), em que se assume o uso de um plano sem perdas e condutor perfeito.

O programa 4NEC2X utiliza os AG como método de otimização. O ganho da antena foi o parâmetro selecionado para otimização das 5 antenas referidas anteriormente, sendo atribuído a este um peso de 100%. Os AG otimizam a população através da análise de uma função de custo, função *fitness* C . A partir da função do ganho apresentada anteriormente (2.6), a função de custo vem simplesmente:

$$C = (1 - |S_{11}|^2) D \quad (4.1)$$

No decorrer de cada otimização utilizou-se no programa, uma população de 30 elementos por geração. Para cada antena, as probabilidades de cruzamento e mutação utilizadas foram de 70% e 4% respetivamente, assumidas por defeito pelo programa 4NEC2X. A otimização só foi alcançada assim que, dada uma nova geração, esta apresentava mais de 50% dos seus elementos iguais aos da geração anterior. Isto significa que, mais de 50% dos novos elementos apresentam a mesma solução da função *fitness*.

No Anexo B é possível observar os diagramas de radiação obtidos através do programa 4NEC2X, para cada uma das antenas, nos planos E e H, e em 3D, bem como os dados de maior relevância. A tabela 4.1 apresenta os resultados de cada uma das antenas simuladas.

Tabela 4.1 - Características das antenas simuladas.

Parâmetros	5 Elementos	6 Elementos	7 Elementos	8 Elementos	9 Elementos
Ganho (dBi)	12,39	12,93	13,32	13,69	13,87
Relação frente-trás (dB)	7,59	9,63	7,85	15,3	11,2
Nº de gerações	39	61	132	161	296
Raio da antena (mm)	28,3	36,1	35,0	40,0	35,0

Para as antenas de 5 e 6 elementos, o seu ganho ficou pelos 12,39dBi e 12,93dBi. Para as antenas com 7, 8 e 9 monopolos, o seu ganho foi de 13,32dBi, 13,69dBi e 13,87dBi, respetivamente. Tal como era de esperar, o ganho das antenas aumenta com a adição de um novo monopolo parasita, assim como a sua complexidade. As antenas de 5 e 6 elementos apresentam um ganho abaixo dos

13dBi. Apesar da antena de 6 elementos estar próxima desse valor, devido ao reduzido número de monopolos, só é possível obter o seu diagrama de radiação no azimute, a cada 72°, e a sua RFT é inferior a 10dB. A antena de 7 elementos, por sua vez, permite obter o seu diagrama de radiação no azimute a cada 60°, mas apresenta uma RFT ainda menor, 7,85dB. A antena de 8 elementos é a que apresenta a maior RFT, 15,3dB, mesmo não sendo este um dos parâmetros selecionados a otimizar pelo programa. A antena de 9 elementos é a que apresenta maior ganho, mas com um aumento pouco significativo relativamente à sua precedente de 8 elementos, bem como menor RFT, somente 11,2dB. A antena de 5 elementos, sendo a menos complexa de todas, apresentou o menor tempo de simulação, 1 hora e 49 minutos. Por sua vez, a antena de 9 elementos, apresentando-se como a antena mais complexa, necessitou de 23 horas e 16 minutos até ser obtida a sua otimização.

A antena de 9 elementos, apesar de ser a que tem maior ganho, é que apresenta maior número de gerações para realizar a otimização, 296, devido à sua complexidade. Esta antena iria necessitar de mais gerações ainda para otimizações que envolvessem outros parâmetros, para além do ganho, o que tornaria o processo muito demorado. A antena de 8 elementos apresenta somente 161 gerações, e apenas menos 0,18dBi de ganho, relativamente à antena de 9 elementos. Por sua vez, é esta antena que possui a maior RFT. Através desta, é possível reproduzir o seu diagrama de radiação a cada 51° sobre o azimute. Apesar de ser a que apresenta maior raio, 4cm, este valor é pouco significativo, dado que as outras antenas apresentam raios acima dos 3cm, excetuando a antena de 5 elementos. A antena de 7 elementos apresenta características semelhantes à de 8 elementos, contudo, a sua RFT é cerca de metade, somente 7,85dB. Deste modo, foi selecionada a antena de 8 elementos parasitas como sendo a mais equilibrada das 5 antenas simuladas.

4.4.2. Raio dos Monopolos

De forma a reduzir o tempo de otimização da antena, um conjunto limitado de parâmetros a dimensionar foram previamente definidos. Um deles, o raio do monopolo, foi mantido constante (1mm). Tal, deve-se ao facto de, o custo de tempo envolvido ser elevado aquando da inclusão deste parâmetro na otimização, não apresentando alterações significativas no resultado final, mas aumentando o tempo de otimização da antena. Um raio inferior a 1mm iria tornar a antena muito frágil e pouco estável em frequência. [6].

4.4.3. Distribuição dos Elementos da Antena

A antena ESPAR será constituída por 1 elemento central ativo, e 7 elementos parasitas em torno do elemento central. Os 7 elementos parasitas irão distribuir-se de forma equidistante do elemento ativo e entre si, formando um heptágono regular. É necessário ter em atenção que, a distância dos elementos ao centro tem de ser suficientemente pequena, de forma a garantir o acoplamento mútuo entre elementos e, por outro lado, suficientemente grande de forma a maximizar o ganho da antena [7].

Nesta fase, de forma a otimizar o raio da antena, a posição inicial dos elementos partiu de $\lambda/4$ relativamente ao centro. Este valor, aproximadamente 3,125cm, é sensivelmente o valor teórico adequado a este tipo de antenas [11]. A gama de valores possíveis para a distância foi limitada, caso contrário, o processo de otimização poderia tornar-se demasiado longo e complexo. A distância dos

elementos foi variada entre $\lambda/4-\lambda/16$ (2,34cm) e $\lambda/4+\lambda/16$ (3,91cm), de forma a garantir as condições referidas anteriormente e dimensões reduzidas da antena. No programa 4NEC2X utilizou-se o ganho da antena e SWR, como parâmetros de otimização. Os parâmetros foram utilizados com um peso de 90% e 80%, respetivamente. O plano de terra utilizado foi o plano de terra perfeito. No final da otimização, a distância obtida para os elementos parasitas relativamente ao centro foi de 3,91cm. A antena obtida apresentou para $\theta=90^\circ$ e $\phi=0^\circ$ um ganho de 12,49dBi, um SWR=2,6 e uma RFT de 18,7dB. Os diagramas de radiação obtidos são os apresentados nas seguintes figuras 4.3, 4.4 e 4.5.

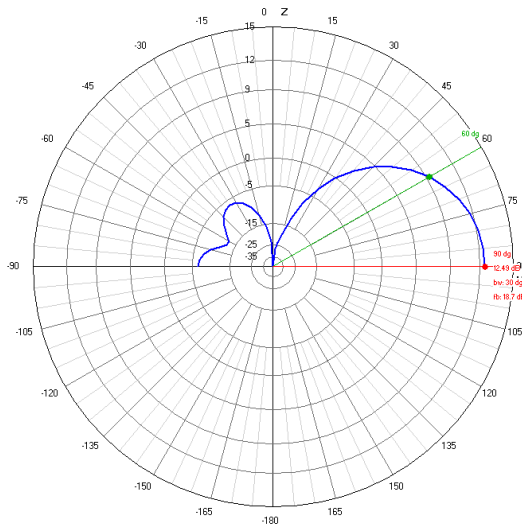


Figura 4.3 - Diagrama de radiação no plano E ($\phi=0^\circ$).

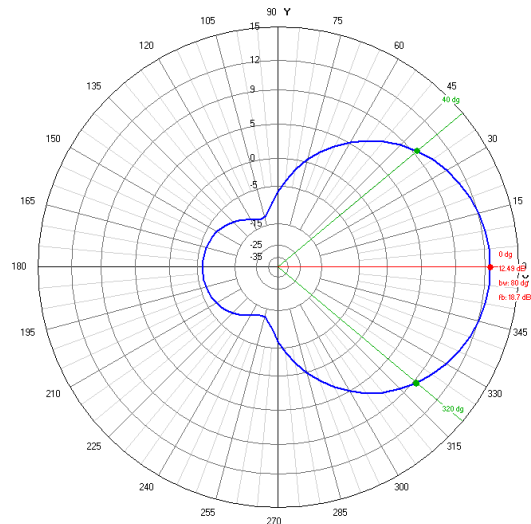


Figura 4.4 - Diagrama de radiação no plano H ($\theta=90^\circ$).

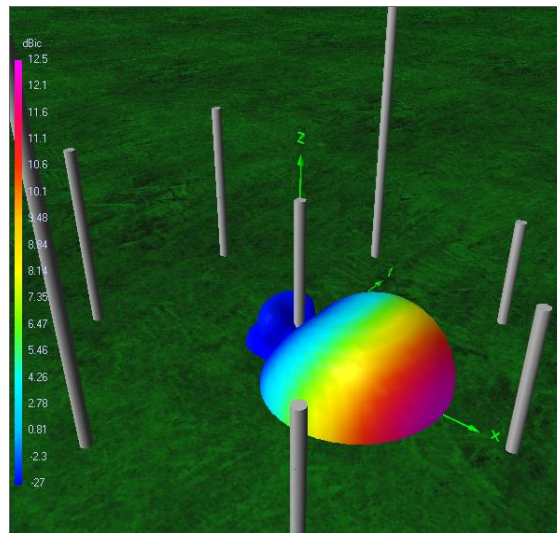


Figura 4.5 - Diagrama de radiação em 3D e respetiva estrutura da antena.

Considerando a figura 4.6, é possível visualizar a forma que a antena ESPAR de 8 elementos adquire, vista de topo. Como se verifica, esta apresenta simetria em relação ao eixo dos xx, mas não apresenta simetria em relação ao eixo dos yy.

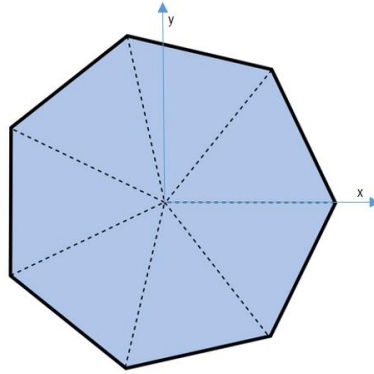


Figura 4.6 - Forma da antena ESPAR de 8 elementos vista de topo (heptágono regular).

Por definição, o programa 4NEC2X realiza a otimização do ganho das antenas para $\varphi=0^\circ$ e $\theta=90^\circ$. Contudo, foi realizada também uma otimização do ganho da antena para $\varphi=180^\circ$ e $\theta=90^\circ$. O resultado é o apresentado nas figuras 4.7, 4.8 e 4.9.

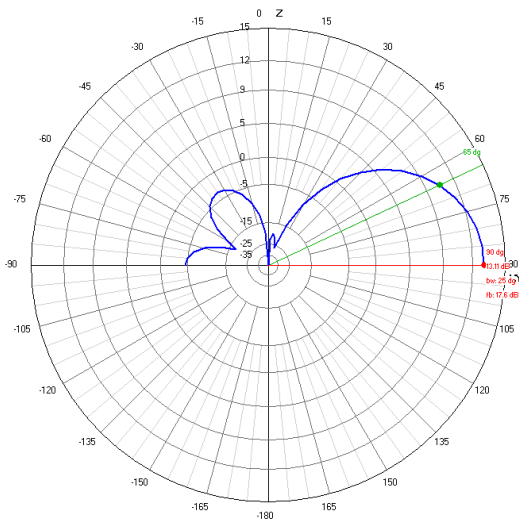


Figura 4.7 - Diagrama de radiação no plano E ($\varphi=180^\circ$).

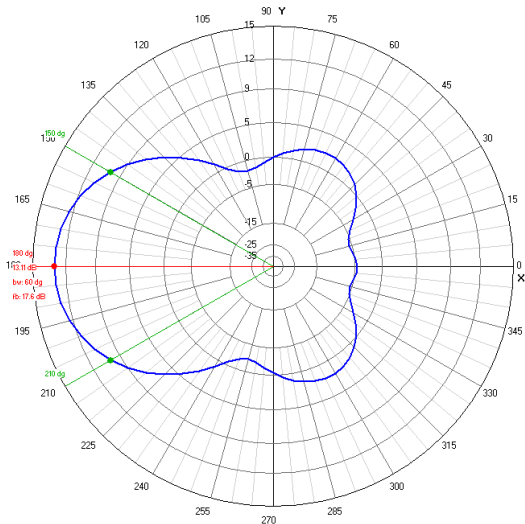


Figura 4.8 - Diagrama de radiação no plano H ($\theta=90^\circ$).

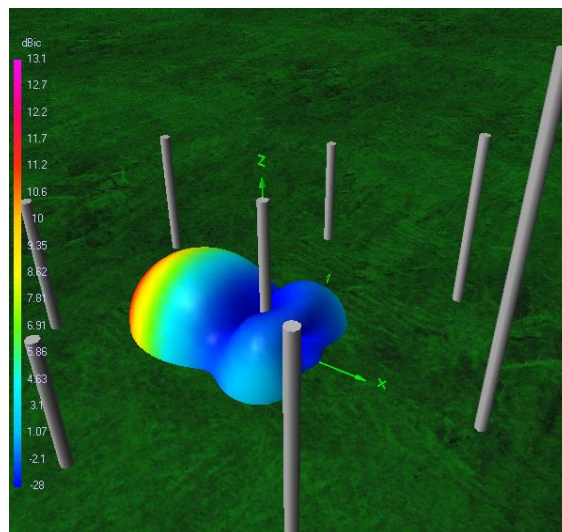


Figura 4.9 - Diagrama de radiação em 3D e respectiva estrutura da antena.

Tal como se pode verificar, a forma dos diagramas de radiação das duas configurações é sensivelmente distinta, mas ambas conferem praticamente as mesmas características. A antenna representada na figura 4.9 apresenta um ganho superior à simulada anteriormente (figura 4.5), 13,11dBi, mas uma RFT e SWR inferiores, 17,6dB e 2,93, respetivamente. Estas duas últimas simulações demonstram que o feixe da antenna, quando direcionado a um monopolo, ou ao centro de dois monopolos parasitas (figura 4.10), alcança ganhos semelhantes.

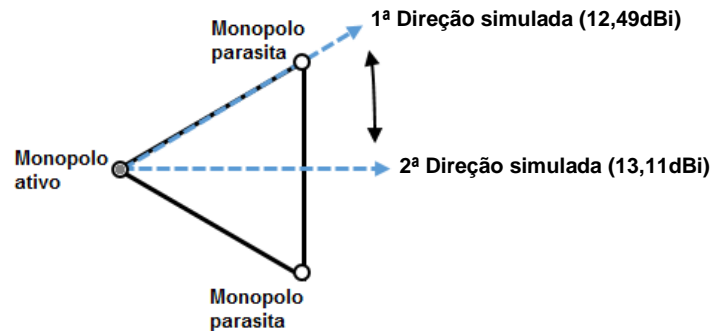


Figura 4.10 - As duas direções de radiação simuladas (vista de topo).

Através dos resultados apresentados verifica-se que é possível obter os diagramas de radiação representados nas figuras 4.4 e 4.8, de forma alternada, a cada $25,7^\circ$ de rotação no azimute, e que as características de radiação da antenna serão semelhantes quando deslocada a direção de radiação de um monopolo para outro.

4.4.4. Altura dos Monopolos

A altura dos monopolos deve variar pouco em torno do valor correspondente à ressonância, 2,82cm, de modo a minimizar o tamanho da antenna e a evitar problemas de adaptação de impedâncias. Com os elementos parasitas todos da mesma altura, obtém-se uma simetria que garante a reprodução do diagrama de radiação da antenna sobre todo o azimute, proporcionando versatilidade à antenna. Se os elementos parasitas apresentarem uma altura muito elevada, iriam aumentar o tamanho da antenna, indo contra um dos objetivos, nomeadamente, o reduzido tamanho da mesma.

Na antenna ESPAR serão utilizados díodos *varicap* como reactâncias variáveis. Uma vez que todas as antenas parasitas irão estar ligadas a estes díodos, a sua altura estará dependente da gama de valores de reactâncias, proporcionada pela associação dos díodos. Se a gama de valores for capacitiva, será necessário aumentar o tamanho dos monopolos parasitas. Se por outro lado, a gama de valores for indutiva, será necessário reduzir o tamanho dos elementos parasitas. Deste modo, será possível obter um intervalo de valores de reactâncias igualmente distribuída, conferindo aos monopolos parasitas a possibilidade de apresentarem um carácter refletor ou diretor, através da variação das impedâncias associadas.

4.5. Otimização das Reactâncias

Na base de cada elemento parasita será colocada uma reactância externa variável. Com a aplicação de uma tensão V_m , o valor da reactância de cada elemento poderá ser ajustado para o valor pretendido. Através das sete tensões aplicadas V_m ($m = 1, 2, \dots, 7$) que conseqüentemente controlam o valor das reactâncias de cada elemento parasita, é possível obter diferentes diagramas de radiação. A figura 4.11 apresenta o esquema elétrico que garante uma dada variação da reactância a cada monopolo parasita. Um par de díodos *varicap* é posicionado em paralelo na terminação do elemento parasita. De forma a prevenir que a corrente em cada diodo volte para os circuitos (correntes de fuga), é inserida uma resistência R_1 em série e um condensador C_1 em paralelo com a fonte de tensão (com uma constante de tempo suficiente para assegurar o desacoplamento entre o sinal da fonte de tensão contínua, do sinal de RF no monopolo) [41].

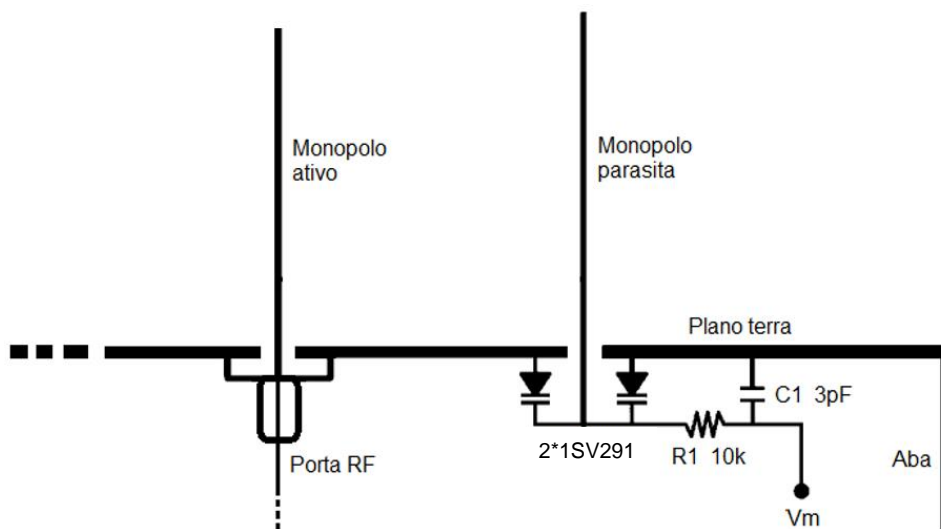


Figura 4.11 - Esquema elétrico aplicado a cada monopolo parasita [41].

De acordo com as especificações do diodo 1SV291, o valor da sua capacidade pode variar desde 0,7pF até 9,0pF, para uma variação da tensão V_m de 20V até -0,5V. De acordo com a referência [42] a configuração apresentada proporciona uma variação das reactâncias entre $-45,8\Omega$ e $-3,6\Omega$ para uma frequência próxima dos 2,4GHz.

O caráter de um monopolo pode ser controlado através da variação da reactância associada, tendo um caráter diretor ou refletor, consoante a sua reactância seja negativa ou positiva, respetivamente. Um monopolo reproduz as características de um mesmo elemento “curto” (diretor), se estiver carregado por uma reactância negativa, e as características de um elemento “longo” (refletor), se estiver carregado por uma reactância positiva. Esta ação sobre as reactâncias permite alterar o diagrama de radiação reproduzido pela antena [23].

Na simulação e dimensionamento da antena ESPAR de 8 elementos, o comprimento físico de cada elemento que garante a ressonância, é de $0,2258\lambda$ (2,82cm) com um raio de 1 mm. O “comprimento elétrico” de cada elemento é ajustável através da variação da reactância associada. Contudo, a configuração dos díodos apresentada anteriormente, apenas oferece uma variação de reactâncias negativa. Uma vez que, uma variação entre reactâncias positivas e negativas equivalente,

se torna mais adequada e desejável para a otimização da antena, é necessário fazer uma deslocação de $24,7\Omega$ ao intervalo de reactâncias apresentado. A deslocação realizada permite obter um intervalo de reactâncias de $-21,1\Omega$ a $21,1\Omega$. Esta gama de valores pode ser obtida através da associação de uma carga indutiva a cada elemento ou, aumentando o tamanho dos elementos parasitas. Foi implementada a segunda opção, uma vez que se apresenta mais simples e adequada. Os elementos parasitas, passam assim a ter $3,11\text{cm}$ de altura como dimensão final. Este aumento da altura dos monopolos irá proporcionar uma reactância positiva, necessária para se conseguir o intervalo de impedâncias pretendido.

No programa 4NEC2X, para a primeira simulação de otimização das reactâncias, utilizaram-se dois parâmetros a otimizar, o ganho e o SWR. Estes parâmetros tiveram um peso de 90% e 80% respetivamente. A altura dos monopolos foi mantida constante, mas a distância dos elementos passivos ao centro variável, de forma que esta pudesse ser reajustada. Contudo, o diagrama de radiação obtido não foi muito favorável, apresentando lobos secundários muito acentuados no plano horizontal, até $8,9\text{dBi}$ de ganho, como se pode verificar na figura 4.13, sendo o ganho do lobo principal de $12,11\text{dBi}$ para $\theta=90^\circ$ e $\varphi=0^\circ$.

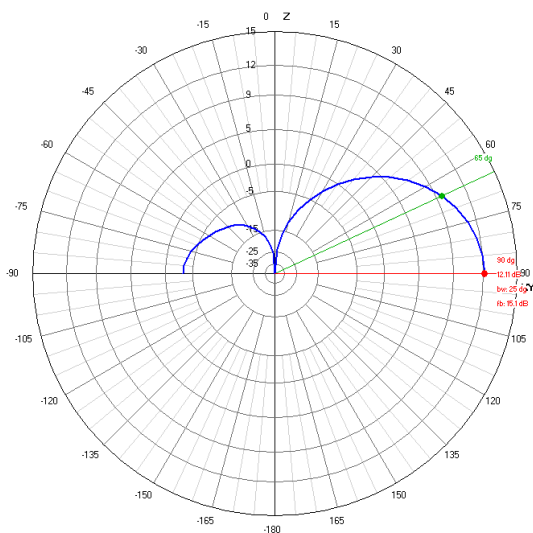


Figura 4.12 - Diagrama de radiação no plano E ($\varphi=0^\circ$).

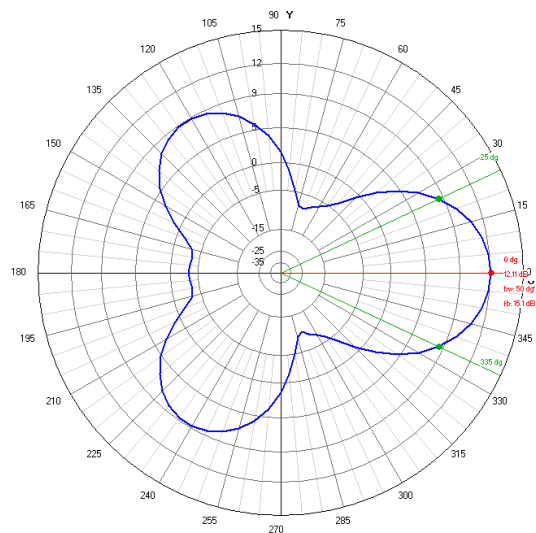


Figura 4.13 - Diagrama de radiação no plano H ($\theta=90^\circ$).

De forma a resolver o problema anterior, uma vez que os lobos secundários não trazem nenhum benefício e se pretende um único feixe diretor, foi considerada uma nova variável a otimizar, o *front-to-rear ratio* (FRR). O FRR consiste na relação entre o máximo do lobo principal e o máximo dos lóbulos secundários posteriores. Inicialmente, utilizou-se a RFT como nova variável a otimizar. Porém, quando introduzida, era necessário atribuir uma direção ($\varphi = 180^\circ$ e $\theta = 90^\circ$), na qual por norma surgia um zero, mantendo-se presentes os dois lobos secundários traseiros. Ao contrário da RFT, a aplicação da variável FRR reduziu toda a radiação na parte anterior do lobo principal. Neste sentido, foi atribuído ao FRR, variável a otimizar, um peso de 100%, de forma a reduzir ao máximo os lobos secundários. O resultado obtido é o apresentado nas figuras 4.14 e 4.15.

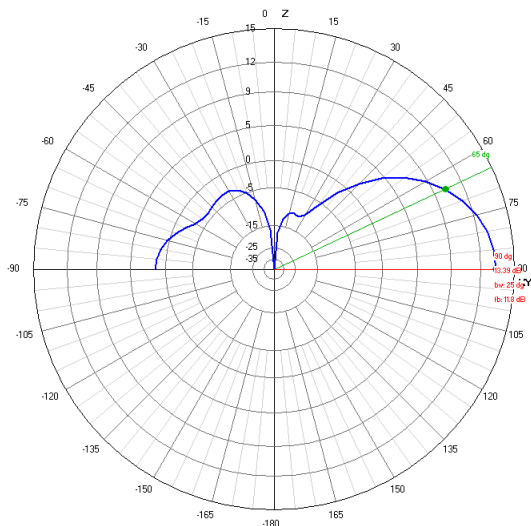


Figura 4.14 - Diagrama de radiação no plano E ($\varphi=0^\circ$).

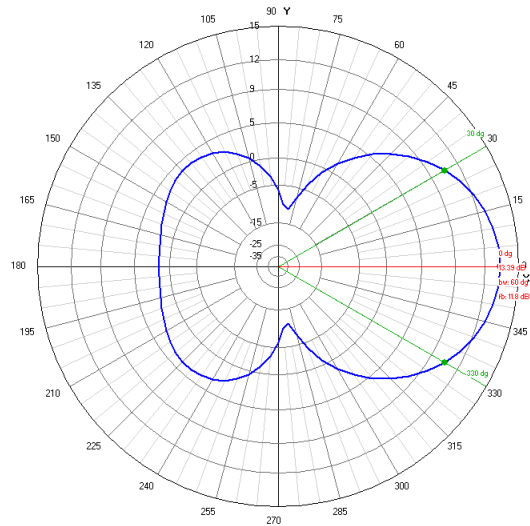


Figura 4.15 - Diagrama de radiação no plano H ($\theta=90^\circ$).

Os diagramas de radiação das imagens 4.14 e 4.15 apresentam um ganho de 13,39dBi, uma RFT de 11,8dB, um SWR de 9,18 e uma FRR de 9,49dB, para $\theta=90^\circ$ e $\varphi=0^\circ$. A distância dos monopolos passivos ao centro foi reajustada para 3,33cm. O SWR apresenta um valor muito elevado, que se traduz na desadaptação da antena. A figura 4.16 apresenta o gráfico da variação do SWR com a variação da frequência da antena. Tal como se pode observar, a antena não se encontra adaptada para os 2,4GHz, pelo que a sua adaptação será realizada na secção seguinte.

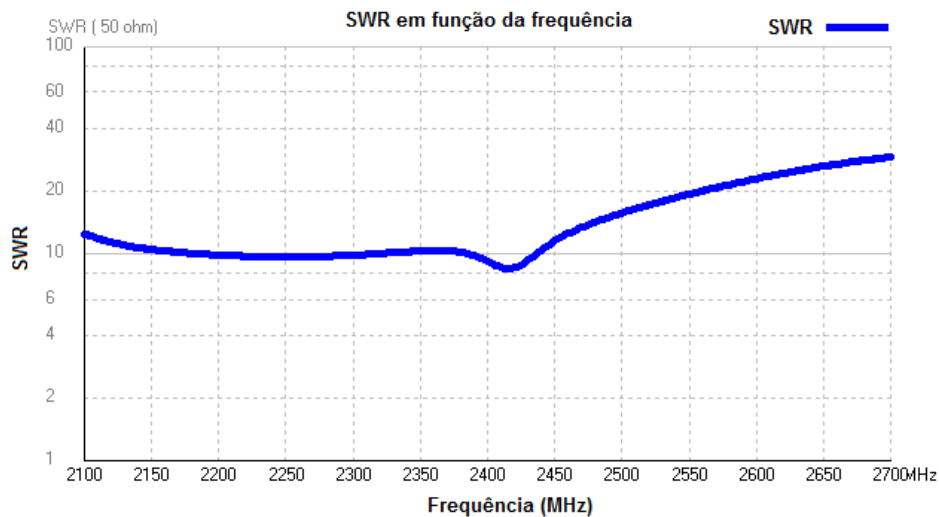


Figura 4.16 - Variação do SWR em função da frequência.

4.6. Adaptação da Antena – Estudo do Coeficiente de Onda Estacionária

A adaptação da impedância de uma antena é parte essencial do dimensionamento de uma antena. A sua impedância de entrada deverá ser, neste caso, consideravelmente próxima da impedância do cabo de alimentação, cerca de 50Ω , caso contrário, o sinal será refletido de volta para o cabo e não será radiado pela antena, havendo perdas devido à desadaptação. Em alguns casos, o excesso de potência refletida pode ainda danificar a fonte. É então necessário cancelar a componente

reativa da impedância e transformar a componente resistiva da antenna no valor desejado, de forma a colocar o sistema em ressonância [15], [43].

A adaptação da impedância consiste em minimizar o fator de reflexão (K_s) de forma a reduzir a potência refletida na antenna, maximizando assim a potência entregue à mesma. O fator de reflexão é determinado pela relação entre a impedância característica da linha de alimentação, e a impedância de entrada da antenna. O fator de reflexão apresenta a relação existente entre as amplitudes complexas das ondas incidentes e refletidas de tensão na carga. O fator de reflexão apresenta-se assim como sendo um bom parâmetro para descrever a adaptação da antenna. A sua expressão é dada por [15]:

$$\bar{K}_s = \frac{\bar{Z}_s - \bar{Z}_L}{\bar{Z}_s + \bar{Z}_L} \quad (4.2)$$

A partir da expressão anterior é possível verificar que quando $Z_s = Z_L$, o fator de reflexão é $K_s = 0$, o que significa que não há potência refletida. Neste caso, pode dizer-se que a linha está adaptada. Numa situação com reflexões a partir da carga da antenna, é produzido um padrão de correntes e tensões com variações de amplitude a fluir na linha, a que se chama onda estacionária. O SWR (*Standing Wave Ratio*) é a relação entre um pico máximo de tensão e um pico mínimo de tensão em qualquer ponto da linha. A expressão do coeficiente de onda estacionária é dada por [15]:

$$\frac{\bar{V}_{\max}}{\bar{V}_{\min}} = \frac{\bar{I}_{\max}}{\bar{I}_{\min}} = \frac{1 + |\bar{K}_s|}{1 - |\bar{K}_s|} = p = SWR \quad (4.3)$$

Neste trabalho, a adaptação será realizada através de uma malha de adaptação. O uso de um *stub* será excluído, uma vez que sua implementação é mais complexa e nesta configuração da antenna, não seria fácil de implementar a nível prático. A malha de adaptação a utilizar será uma malha em L (*L-network*), sendo as malhas em T e π mais complexas e desnecessárias para esta situação. A resistência do cabo de alimentação é $R_s = 50\Omega$ e a impedância da antenna é $Z_L = R_a + jX_a$ ($R_a = 6,6\Omega$, $X_a = 22,9\Omega$). Uma vez que $R_s > R_a$, a configuração da malha em L implementada é a representada na figura 4.17 [42], [44].

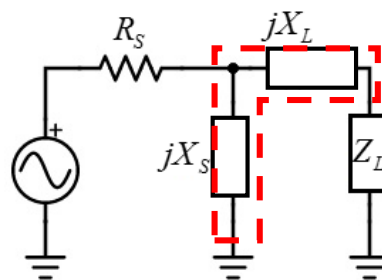


Figura 4.17 - Esquema elétrico da malha de adaptação em L.

A resistência do cabo de alimentação é $R_s = 50\Omega$ e a impedância da antenna é $Z_L = R_a + jX_a$ ($R_a = 6,6\Omega$, $X_a = 22,9\Omega$). As impedâncias jX_s e jX_L são desconhecidas. Nesta situação, o objetivo é adaptar a impedância Z_L à resistência R_s . Desta forma, as reactâncias desconhecidas jX_s e jX_L têm de ser calculadas de maneira que a impedância Z_L seja transformada na resistência igual a R_s [44]. O

programa 4NEC2X tem uma funcionalidade que permite realizar a adaptação da antena através de uma malha em L. Contudo, será realizado cálculo analítico e comparado com os valores apresentados pelo programa.

De forma a encontrar o valor das impedâncias desconhecidas, será realizado o paralelo de R_s com jX_s e igualado à impedância em série de Z_L com jX_L . A relação das impedâncias é dada por:

$$\frac{jX_s R_s}{jX_s + R_s} = \frac{X_s^2 R_s + jX_s R_s^2}{X_s^2 + R_s^2} = Z_L - jX_L \quad (4.4)$$

As reactâncias desconhecidas, jX_s e jX_L , têm de ser agora calculadas de forma adaptar a impedância Z_L à resistência R_s . A partir da equação (4.4), é igualada a componente resistiva da impedância em paralelo com a impedância em série, assim como para a componente reativa. O resultado da igualdade das componentes resistiva e reativa é o apresentado respetivamente:

$$R_a = \frac{X_s^2 R_s}{X_s^2 + R_s^2} \quad (4.5)$$

$$X_a - X_L = \frac{X_s R_s^2}{X_s^2 + R_s^2} \quad (4.6)$$

Sendo que o fator de qualidade (Q) das impedâncias em paralelo é dado por:

$$Q = \left| \frac{R_s}{X_s} \right| \quad (4.7)$$

No anexo C está apresentado o cálculo das reactâncias desconhecidas, jX_s e jX_L , assim como o valor dos elementos reativos, sendo o resultado dado por:

$$C_1 = -\frac{1}{\omega X_s} = 3,401\text{pF} \quad (4.8)$$

$$C_2 = -\frac{1}{\omega X_L} = 11,101\text{pF} \quad (4.9)$$

Os valores calculados correspondem aos apresentados pelo programa 4NEC2X, apenas no programa encontram-se arredondados às décimas. Calculada a malha de adaptação, esta é introduzida no circuito de excitação da antena e procede-se à verificação da adaptação entre o gerador e a antena. Tal como se pode verificar na figura 4.18, a antena encontra-se nesta fase adaptada para os 2,4GHz, pois nesta frequência o coeficiente de onda estacionária é quase unitário.

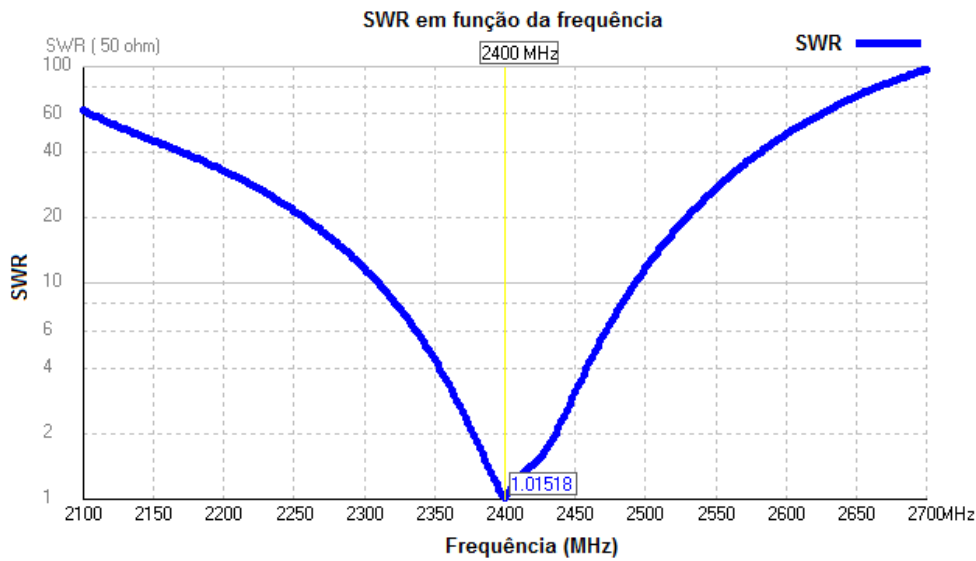


Figura 4.18 - Variação do SWR em função da frequência.

A partir do gráfico representado na figura 4.18, variação do SWR em função da frequência, é possível obter a largura de banda da antena, tal como demonstra a figura 4.19.

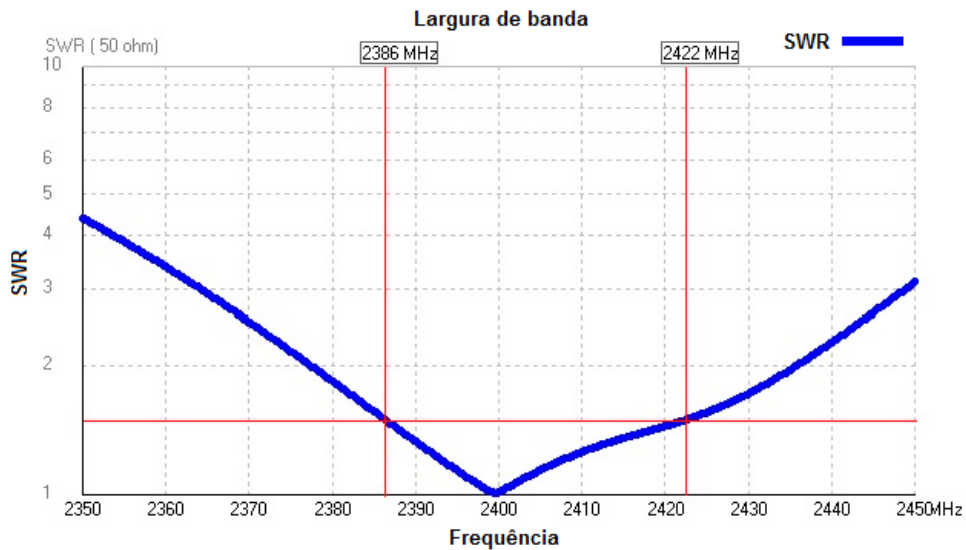


Figura 4.19 - Largura de banda da antena.

Através da figura 4.19 é possível verificar que a largura de banda da antena ESPAR de 8 elementos é de aproximadamente 36MHz.

Com a adaptação da antena realizada, o diagrama de radiação mantém a mesma forma. O ganho decresce de forma insignificativa, passando de 13,39dB para 13,31dB e a RFT mantém-se em 11,8 dB (Anexo D). Através da equação (4.2) é possível agora calcular o fator de reflexão:

$$\bar{K}_s = \frac{\bar{Z}_s - \bar{Z}_L}{\bar{Z}_s + \bar{Z}_L} = 0,007e^{-0,254j} \quad (4.10)$$

$$K_{s_dB} = -39,749dB \quad (4.11)$$

Calculado o fator de reflexão, pode agora calcular-se o SWR através da expressão (4.3) e a potência refletida, sendo dadas por:

$$P = \frac{1 + |K_s|}{1 - |K_s|} = 1,015 \quad (4.12)$$

$$P_{refletida} = |\Gamma|^2 * 100 = 5,3 * 10^{-3} \% \quad (4.13)$$

Através do uso de uma malha de adaptação em L, a antena fica adaptada nos 2,4GHz, sendo que o seu SWR passou de 9,18 para 1,015.

4.7. Plano de Terra

O plano de terra foi dimensionado para a antena ESPAR de 8 elementos otimizada, e apresentada nas figuras 4.3, 4.4 e 4.5. A configuração da antena ESPAR com monopolos e um plano de terra apresenta-se como uma solução prática, e mecanicamente adequada à alimentação, controlo e proteção dos elementos eletrônicos da antena [45].

Partiu-se da antena otimizada num plano de terra perfeito, e inseriu-se a mesma antena num plano de terra circular de raio $0,5\lambda$ [9], [46]. Uma vez que o programa 4NEC2X não permite o desenho específico de um plano de terra, foi utilizada uma antena cilíndrica em malha. A partir da antena cilíndrica removeu-se a sua base e a sua altura, de forma a obter-se uma malha radial com círculos concêntricos, o plano de terra radial. O espaço mínimo entre elementos é inferior a uma ordem de grandeza do comprimento de onda ($\lambda/10$). Este valor apresenta assim fiabilidade suficiente, de forma a garantir que a malha cilíndrica se comporte como um plano de terra. Os monopolos são montados sobre as junções da malha radial, de forma a permitir o movimento da corrente sobre o plano [47]. Assume-se também que, a espessura do plano de terra é desprezável, uma vez que este parâmetro não traria uma influência significativa no comportamento da antena [48]. É possível provar este fato através da expressão (4.14) relativa à profundidade de penetração num metal [15]:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_0 \sigma_M}} \quad [\text{m}], \quad \omega = 2\pi f \quad (4.14)$$

$$\omega = 2 * \pi * f = 2 * \pi * 2,4 * 10^9 = 15,0796 * 10^9 \text{ rad.s}^{-1}$$

$$\mu_0 = 4 * \pi * 10^{-7} \text{ H.m}^{-1}$$

Condutividade do metal [49]:

$$\sigma_{\text{Cobre}} = 5,61 * 10^7 \text{ S.m}^{-1} \quad (4.15)$$

$$\sigma_{\text{Alumínio}} = 3,42 * 10^7 \text{ S.m}^{-1}$$

Resistividade elétrica (20°):

$$\rho_{\text{cobre}} = 1,7 * 10^{-8} \Omega.\text{m}$$

$$\rho_{\text{alumínio}} = 2,82 * 10^{-8} \Omega.\text{m}$$

Através da expressão (4.14), e substituindo os valores de cada uma das variáveis, é determinada a profundidade de penetração no metal, sendo apresentada pelas expressões (4.16) e (4.17).

$$\delta_{\text{cobre}} = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu_0\sigma_M}} = 1,3716 * 10^{-6} \text{ m} \quad (4.16)$$

$$\delta_{\text{alumínio}} = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu_0\sigma_M}} = 1,7567 * 10^{-6} \text{ m} \quad (4.17)$$

Tal como se pode verificar, a profundidade de penetração é muito reduzida. Apesar de o cobre apresentar maior condutividade elétrica e menor resistividade, escolheu-se o alumínio como liga metálica para o dimensionamento do plano de terra. A escolha do alumínio em vez do cobre deve-se ao facto deste ser mais leve e barato, apresentando também considerável resistência à corrosão. Desta forma, e como a antena a simular será para uso predominantemente exterior, esta liga metálica apresenta-se como sendo a mais adequada.

Na simulação, uma vez que se possui uma malha ao invés de um plano metálico, a malha tem de ser muito fina (1mm de raio). Caso contrário, podem ser acumuladas cargas ao longo da circunferência superficial do plano de terra, e a corrente pode não ser nula nas extremidades do mesmo (figura 4.20). Este fenómeno poderia assim alterar a impedância e o diagrama de radiação da antena [50].

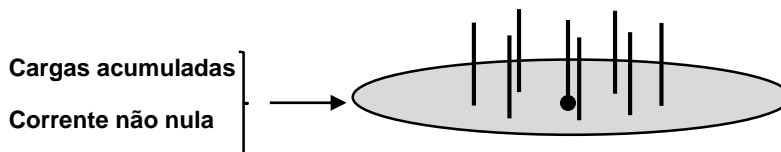


Figura 4.20 - Cargas acumuladas e corrente não nula no plano de terra da antena.

A estrutura da antena e respetivo diagrama de radiação podem ser observados na figura 4.21. Os diagramas de radiação nos planos E e H encontram-se representados nas figuras 4.22 e 4.23, respetivamente. A antena apresenta um ganho de 7,83dBi e uma RFT de 15,1dB.

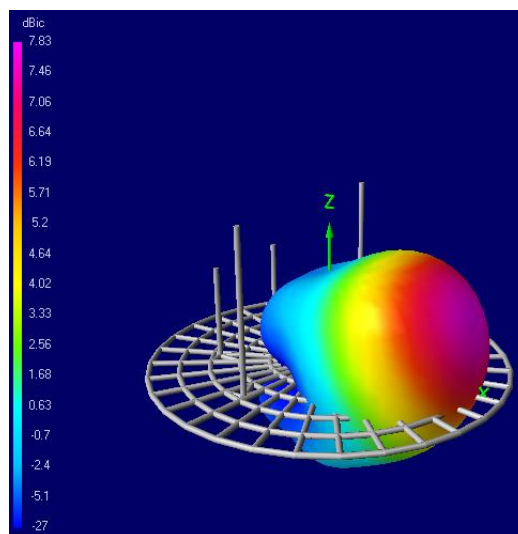


Figura 4.21 - Diagrama de radiação em 3D e respetiva estrutura da antena.

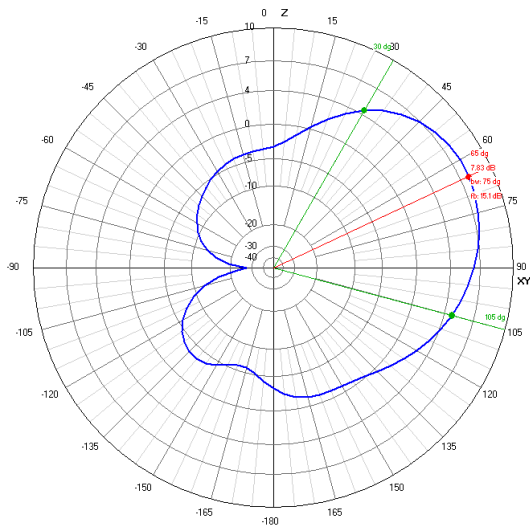


Figura 4.22 - Diagrama de radiação no plano E ($\phi=0^\circ$).

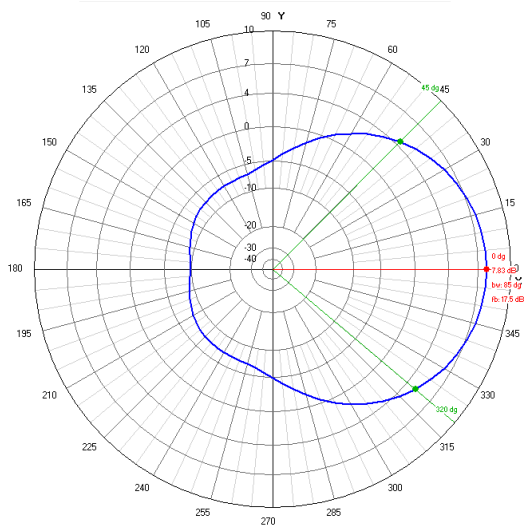


Figura 4.23 - Diagrama de radiação no plano H ($\theta=65^\circ$).

Tal como se pode verificar, o lobo principal apresenta uma elevação de 25° relativamente ao plano horizontal. De forma a resolver este problema, é necessário inserir uma aba (*skirt*) no plano de terra circular. A aba é utilizada de forma a reduzir a elevação do lobo, devida à implementação do plano de terra finito [48]. Reduzindo a elevação do lobo principal, não só aumenta o ganho azimutal da antena, melhorando a qualidade da comunicação sem fios entre terminais, como também reduz as probabilidades de interferência multipercurso [6]. Para além disso, a aba irá também garantir proteção mecânica aos componentes eletrónicos na base dos elementos parasitas. Pode assim dizer-se que, a aba torna o feixe mais diretor no plano vertical e os componentes eletrónicos mais protegidos [6], [45].

Na tabela 4.2 estão apresentados os resultados obtidos para os diferentes raios do plano de terra simulados com uma aba de $0,25\lambda$ (3,125cm) de altura.

Tabela 4.2 - Dimensões dos planos de terra simulados.

Raio dos planos de terra com aba	$\frac{2}{5}\lambda$ (5cm)	$\frac{1}{2}\lambda$ (6,25cm)	$\frac{2}{3}\lambda$ (8,33cm)
Ganho (dBi)	7,43	7,96	8,1
Elevação do lobo principal (°)	5	5	20

Como é possível verificar na tabela 4.2, a introdução de uma aba no plano de terra reduz a elevação do lobo principal. O plano de terra de raio $2/3\lambda$ produz um aumento do ganho pouco significativo, e apresenta uma elevação do lobo principal acentuada, 20° . Para reduzir a elevação do lobo principal nesta situação, seria necessário aumentar o tamanho da aba associada ao plano de terra, pelo que consequentemente se aumentavam as dimensões da antena para um incremento do ganho inferior a 1dBi. Com a redução do plano de terra para $2/5\lambda$, verifica-se uma redução do ganho para 7,43dBi, e uma redução da elevação do lobo principal para 5° . O plano de terra de raio $1/2\lambda$ apresenta-

se como sendo o mais equilibrado das três simulações, com um ganho de 7,96dBi e uma elevação do lobo principal de 5°.

A figura 4.24 apresenta a estrutura e o diagrama de radiação da antena ESPAR e respectivo plano de terra de raio $1/2\lambda$ com uma aba de $0,25\lambda$ (3,125cm) de altura. Através do programa 4NEC2X, obteve-se o plano de terra apresentado, através do uso de uma antena cilíndrica onde se removeu a sua base. Nesta situação, e tal como previsto, existe uma redução da elevação do lobo principal de 25° para 5°. O ganho da antena alcança os 7,96dBi e a sua RFT é de 15,4dB. Os diagramas de radiação nos planos E e H estão apresentados nas figuras 4.25 e 4.26 respetivamente.

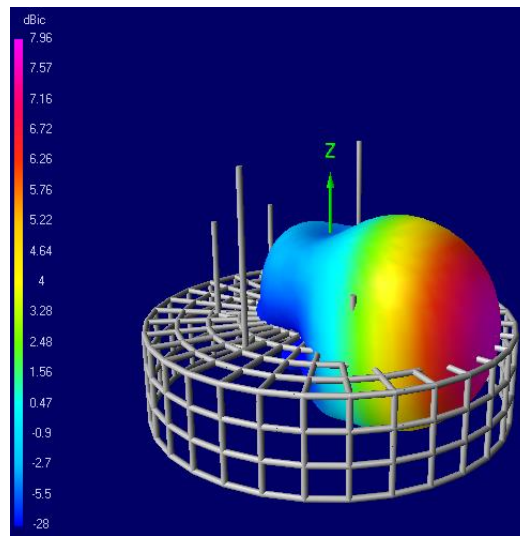


Figura 4.24 - Diagrama de radiação em 3D e respetiva estrutura da antena.

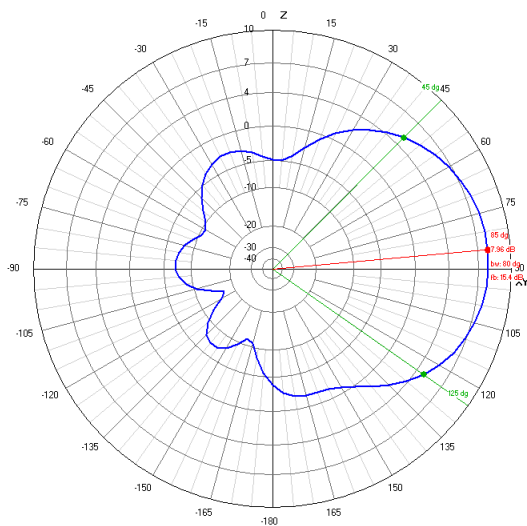


Figura 4.25 - Diagrama de radiação no plano E ($\varphi=0^\circ$).

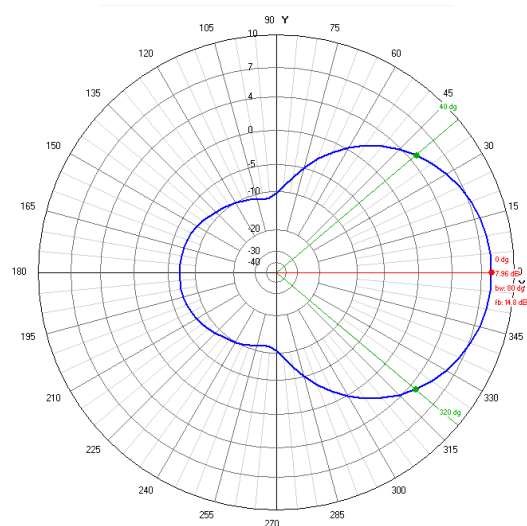


Figura 4.26 - Diagrama de radiação no plano H ($\theta=85^\circ$).

Na estrutura da antena ESPAR apresentada anteriormente é possível verificar que, a elevação do lobo principal baixou significativamente, levando a um aumento do ganho da antena. O aumento do ganho ficou abaixo de 1dBi, sendo a diferença de 0,13dBi. Também notável é a diminuição do ganho

da antena da situação com plano de terra perfeito, apresentado nas figuras 4.3, 4.4 e 4.5, com um ganho de 12,49dBi, para a situação atual de 7,96dBi. Este aspeto deve-se ao facto de o plano de terra dimensionado permitir que a radiação o trespasse, pelo que não se comporta exatamente como um plano de terra perfeito. Idealmente, seria de esperar que a componente do diagrama de radiação abaixo do plano de terra dimensionado fosse nula. Contudo, através do uso de uma malha como plano de terra tal não se verifica, sendo observável uma componente significativa de radiação abaixo do mesmo, resultante da radiação que o trespasa.

4.8. Conclusões

Este capítulo teve início com a apresentação dos métodos numéricos para o dimensionamento e otimização da antena ESPAR. Como foi possível verificar ao longo dos capítulos anteriores, a antena ESPAR apresenta múltiplas variáveis que terão de ser otimizadas em simultâneo. Os algoritmos genéticos, seleccionados para dimensionar e otimizar a antena, apresentam a capacidade de otimizar variáveis contínuas ou discretas em simultâneo. A cada iteração realizada, é apresentada uma nova geração de antenas que substituirá a geração anterior, no caso de apresentar melhores características. Caso contrário, não haverá reposição de gerações e manter-se-á a mesma. O ciclo termina assim que as gerações convergirem, e não se verificarem melhorias consideráveis.

Os processos envolvidos nos algoritmos genéticos baseados na seleção natural, reprodução, cruzamento e mutação, fazem com que estes algoritmos garantam a obtenção de uma solução próxima da ideal. Contudo, estes algoritmos não garantem a obtenção da solução ideal, o que significa que outras simulações com os mesmos parâmetros possam originar resultados distintos, mas dentro da mesma gama de valores ótimos.

Seguidamente aos AG, realizou-se o dimensionamento e otimização da antena ESPAR no programa 4NEC2X. A secção 4.4, relativa à otimização da estrutura da antena, iniciou-se pela otimização do número de elementos parasitas. A experiência realizada teve como base a simulação de 5 antenas ESPAR diferentes, constituídas desde 5 até 9 elementos (um elemento central ativo e os restantes parasitas em redor). Depois de analisadas as características e diagramas de radiação de cada uma das antenas, foi seleccionada a antena de 8 elementos, 1 ativo e 7 passivos, como sendo a solução mais equilibrada tendo em conta o ganho, a relação frente-trás, o raio da antena, e o tempo de otimização. Esta apresentou nas simulações o segundo maior ganho obtido, 13,69dBi, e a maior RFT de 15,3dB. A antena de 8 elementos, apesar de ser a que apresentou maior raio, 40mm, apenas diferiu 5mm das antenas que a compreendem.

Nesta experiência verificou-se que existe uma relação entre o número de elementos, par ou ímpar, o diâmetro, e a RFT da antena. As antenas com um número de monopolos parasitas par, apresentam um raio menor, relativamente às antenas com um número de monopolos parasitas ímpares que as compreendem. Por sua vez, as antenas com um número de monopolos parasitas ímpares, apresentam uma RFT maior, comparativamente às antenas com um número de monopolos parasitas pares que as compreendem.

A antena ESPAR será constituída por um elemento ativo rodeado pelos 7 restantes elementos parasitas, de raio 1mm, dispostos nos vértices de um heptágono regular. Apesar de uma distribuição

não uniforme poder resultar num ganho superior da antena, esta não foi implementada. Tal acontece, uma vez que, com uma distribuição uniforme e uma simetria geométrica da antena, será possível reproduzir o seu diagrama de radiação sobre o azimute, não ficando a antena limitada a direções específicas. Desta forma, será garantido ao operador uma maior flexibilidade quando utilizar esta antena.

A distância otimizada dos elementos passivos ao centro da antena foi de 3,91cm, para os parâmetros de ganho e SWR com pesos de 90% e 80%, respetivamente. A tabela 4.3 apresenta os resultados obtidos referentes aos diagramas de radiação em duas situações distintas: feixe de radiação na direção de um dos monopolos da antena, e na direção da bissetriz de dois monopolos.

Tabela 4.3 - Características de radiação para $\varphi=0^\circ$, $\theta=90^\circ$ e $\varphi=180^\circ$, $\theta=90^\circ$.

Parâmetros	$\varphi = 0^\circ$, $\theta = 90^\circ$ Direção: monopolo	$\varphi = 180^\circ$, $\theta = 90^\circ$ Direção: bissetriz monopolos
Ganho (dBi)	12,49	13,11
Relação Frente-Trás (dB)	18,70	17,60
SWR	2,60	2,93

Tal como se verifica na tabela 4.3, as características dos diagramas de radiação obtidas para as duas direções simuladas são semelhantes. Este aspeto significa que, quando realizada a rotação do diagrama de radiação da antena sobre todo o azimute, as suas características mantêm-se semelhantes, cumprindo assim uma das especificações pretendidas para a antena, a reprodução do diagrama de radiação no azimute em 360° .

Otimizada a estrutura da antena, realizou-se a otimização das reactâncias. Na base de cada elemento parasita foi colocada uma reactância externa variável, constituída por um par de díodos *varicap* em polarização inversa. O circuito implementado proporcionava uma variação das reactâncias entre $-45,8\Omega$ e $-3,6\Omega$. De forma a obter um intervalo de reactâncias de $-21,1\Omega$ a $21,1\Omega$, com uma variação entre reactâncias positivas e negativas, os elementos parasitas passaram a ter 3,11cm de altura como dimensão final, compensando a carga capacitiva. A primeira simulação e otimização resultou num diagrama de radiação com 2 lobos secundários muito acentuados, com ganhos até 8,9dBi. De forma a resolver este problema, foi introduzido um novo parâmetro a otimizar para além do ganho e SWR, o *front-to-rear ratio*, que ao contrário da RFT, não introduziu nulos no diagrama de radiação e reduziu significativamente os lobos secundários. O resultado obtido foi uma antena que apresenta um diagrama de radiação com um ganho de 13,39dBi, uma RFT de 11,8dB, um SWR de 9,18 e uma FRR de 9,49dB. A distância dos elementos parasitas ao centro também foi reajustada para 3,33cm.

Otimizadas as reactâncias realizou-se a adaptação da antena. Para tal, recorreu-se ao uso de uma malha de adaptação em L. Com esta malha o SWR passou de 7,22 para 1,015, e a antena ficou adaptada. As características finais da antena ESPAR de 8 elementos adaptada são as apresentadas nas tabelas 4.4 e 4.5, sendo que o seu resultado encontra-se representado no Anexo D.

Tabela 4.4 - Características finais da antena ESPAR de 8 elementos.

Características da antena	Número de elementos ativos	Número de elementos parasitas	Raio dos monopolos	Distribuição dos elementos da antena	Alturas dos monopolos	Adaptação da antena
Resultados	1	7	1mm	Heptágono regular 3,33cm de lado	Monopolo ativo: 2,82cm Monopolos passivos: 3,11cm	Malha em L

Tabela 4.5 - Características do diagrama de radiação da antena ESPAR de 8 elementos.

Características do diagrama de radiação	Ganho (dBi)	SWR	RFT (dB)	FRR (dB)
Resultados	13,37	1,015	11,8	9,49

Por último, foi dimensionado o plano de terra da antena apresentado na figura 4.27. Este plano de terra circular apresenta uma aba responsável por reduzir a elevação do lobo principal, e por sua vez, garante também proteção mecânica aos componentes associados na base da antena.

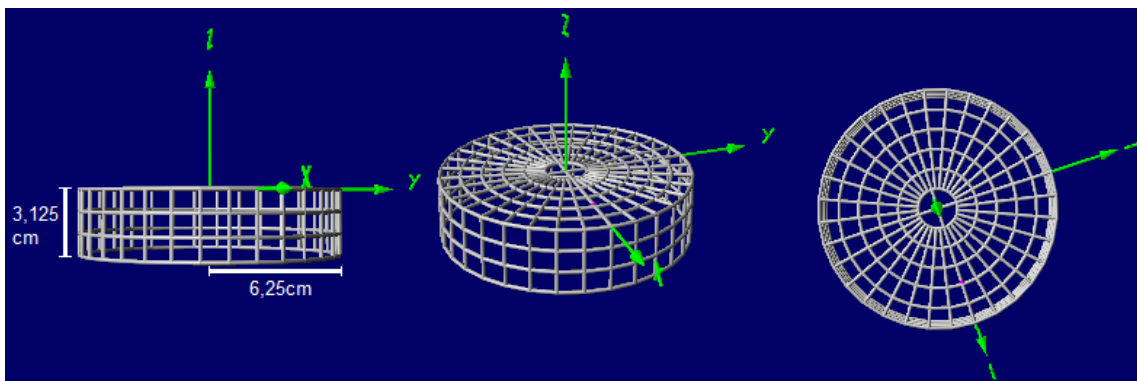


Figura 4.27 - Plano de terra circular com aba.

No dimensionamento do plano de terra, o espaçamento mínimo entre elementos foi inferior a uma ordem de grandeza do comprimento de onda ($\lambda/10$). Uma redução ainda maior do espaçamento entre elementos poderia conferir ainda melhores resultados, uma vez que a malha se tornaria mais densa. Contudo, o espaçamento e espessura da malha (1mm de raio) utilizados foram o mínimo exequível pelo simulador 4NEC2X, sendo que valores inferiores a estes produziam erros nas simulações.

A escolha do plano de terra adequado à antena teve como base a realização de três simulações com planos de terra distintos de raios $2/5\lambda$, $1/2\lambda$ e $2/3\lambda$, com uma aba associada de $0,25\lambda$. Pelos resultados apresentados, foi possível verificar que o plano de terra de raio $1/2\lambda$ é o que apresenta a melhor relação entre ganho (7,96dBi) e elevação do lobo principal (5°).

Relativamente à aba do plano de terra, é apresentado na tabela 4.6 os resultados obtidos para as diferentes configurações simuladas.

Tabela 4.6 – Plano de terra simulado sem aba e com aba.

Configuração do plano de terra (aba)	Sem aba	$0,25\lambda$ (3,13cm)
Ganho (dBi)	7,83	7,96
Elevação do lobo principal (°)	25	5

Através da tabela 4.6 é possível verificar mais uma vez que, a aba do plano de terra tem um efeito fundamental na redução da elevação do lobo principal, que por sua vez diminui as probabilidades de interferência multipercurso. Para além de reduzir a elevação do lobo, ainda aumenta o ganho da antena, como se verifica na simulação com aba de $0,25\lambda$ de altura.

Capítulo 5

5. Análise de Resultados e Conclusões

5.1. Introdução

O objetivo desta tese é o dimensionamento e simulação de uma antena ESPAR para aplicação no projeto ROVIM, na banda dos 2,4GHz. Esta antena tinha assim de apresentar determinadas características específicas, sendo de destacar: um ganho elevado, dimensões reduzidas e robustez. Neste último capítulo é apresentado um resumo geral das conclusões que foram realizadas ao longo de toda a dissertação, assim como os objetivos cumpridos. As simulações executadas ao longo deste trabalho foram efetuadas com recurso aos programas MMANA-GAL, GAL-ANA, 4NEC2X e MATLAB. Neste capítulo são ainda apresentadas as contribuições originais e propostas de trabalho futuro no âmbito do tema tratado nesta dissertação.

5.2. Considerações Finais

A dissertação apresentada constitui uma contribuição importante para um projeto militar do Exército Português, o projeto ROVIM. Foi assim dimensionada uma antena que permitirá a comunicação entre o operador e o robô, usado em missões de reconhecimento e vigilância. A antena ESPAR, escolhida para esse efeito, apresenta-se indicada à aplicação nas comunicações sem fios em ambientes militares. Esta antena é constituída por um único monopolo central ativo rodeado pelos restantes monopolos parasitas. Através do acoplamento mútuo entre elementos, e da variação das reactâncias associadas aos elementos parasitas, é possível alterar o diagrama de radiação da antena. Esta antena apresenta-se como sendo compacta e facilmente transportável, adequada à implementação no ambiente militar.

Numa primeira fase, foi analisado o acoplamento mútuo entre agregados de dois e três elementos. Esta análise foi realizada através do estudo e comparação dos resultados analíticos, processados no MATLAB, com os resultados obtidos nos simuladores MMANA-GAL e GAL-ANA. Foi assim possível verificar o efeito de dipolos parasitas de carácter refletor (capacitivos) e diretor (indutivos), no diagrama de radiação de um dipolo ativo. Através da conjugação de elementos parasitas é possível obter diferentes diagramas de radiação, existindo um relação entre complexidade e ganho da antena. Quando o agregado é devidamente configurado, é possível aumentar o seu ganho com o adicionar de um novo monopolo parasita, contudo, a sua complexidade também aumenta.

Analisado o comportamento dos elementos constituintes de uma antena ESPAR, surgiu a necessidade de escolher uma técnica de dimensionamento baseada em algoritmos, que se adequasse à antena em questão. Os algoritmos selecionados para otimizar a antena ESPAR foram os algoritmos genéticos, uma vez que apresentam a capacidade de otimizar variáveis contínuas ou discretas, em simultâneo, apresentando no final uma solução ótima, próxima da ideal.

O dimensionamento e otimização da antena ESPAR foi realizado através do programa 4NEC2X. Depois de analisadas várias simulações realizadas, selecionou-se a configuração de 8 elementos: 1 elemento central ativo rodeado por 7 passivos, formando um heptágono regular. Esta

configuração da antena permite a reprodução do seu diagrama de radiação sobre todo o azimute, com um ganho superior a 13dBi, garantindo flexibilidade e versatilidade ao utilizador. Foi a configuração que apresentou a maior RFT, e o maior equilíbrio entre complexidade e ganho.

Depois de otimizada a estrutura da antena foram otimizadas as reactâncias associadas aos elementos parasitas. Nesta fase, a variação da altura de cada um dos monopolos deixa de ser um parâmetro de otimização variável, uma vez que fisicamente não se torna uma solução facilmente exequível. Deste modo, são associadas reactâncias aos elementos parasitas através de díodos *varicap*, que lhes permitem regular o seu “comprimento elétrico”. Para uma altura dos monopolos parasitas de 3,11cm associados a díodos *varicap* 1SV291 é obtido um intervalo de reactâncias de -21,1 Ω a 21,1 Ω . Através da variação das reactâncias é possível obter diferentes diagramas de radiação, assim como regular a largura de feixe da antena. Depois de associadas as reactâncias aos elementos parasitas, numa primeira otimização, surgiram lobos secundários com ganhos elevados, o que não era desejável. De forma a resolver este problema, foi introduzido no programa 4NEC2X um novo parâmetro a otimizar, o FRR, que eliminou os lobos secundários existentes.

Otimizadas as reactâncias, realizou-se a adaptação da antena, recorrendo para tal ao uso de uma malha de adaptação em L. Esta malha levou à introdução de dois condensadores no circuito de excitação da antena, cujos valores de capacidade foram calculados analiticamente, comparados e confirmados com os resultados apresentados pelo programa 4NEC2X. A malha de adaptação em L apresentou-se como uma solução eficaz, conseguindo-se realizar a adaptação da antena na banda dos 2,4GHz, obtendo-se um SWR de 1,015.

Por último, o uso de monopolos implicou o dimensionamento de um plano de terra circular com uma aba, necessária para reduzir a elevação do lobo principal, e protegendo os elementos reativos. O plano de terra, para as dimensões adequadas, apresentou o comportamento pretendido, verificando-se uma redução da elevação do lobo principal e um aumento do ganho da antena.

A antena ESPAR dimensionada concretiza assim todos os objetivos propostos na secção 1.2, apresentando-se adequada para aplicação no projeto ROVIM.

Na realização deste trabalho foram utilizadas várias ferramentas, necessárias à concretização do produto final, onde foram aprofundados conhecimentos, nomeadamente os programas MMANA-GAL, GAL-ANA, MATLAB e 4NEC2X.

Em suma, com a realização desta dissertação adquiriu-se um vasto leque de conhecimentos no dimensionamento, simulação, e otimização de antenas, cujo papel será fulcral num futuro profissional militar.

5.3. Contribuições Originais

Esta dissertação apresenta um trabalho inovador numa área ainda a ser explorada, e inserida num projeto com benefícios para o Exército Português. Tal como já referido, a antena ESPAR permite variar a direção de máxima diretividade e reproduzir o diagrama de radiação sobre o azimute, podendo assim ser utilizada para facilitar e melhorar a navegação dos robôs, recentemente adquiridos e em desenvolvimento pelo Exército.

Após a concretização desta dissertação verificou-se a existência de várias contribuições originais. O dimensionamento e estudo de uma antena ESPAR é um tema contemporâneo nas telecomunicações. Foi possível encontrar estudos realizados sobre esta antena, contudo, diferentes em determinados aspetos.

Nesta dissertação foram apresentados os resultados práticos e teóricos do acoplamento mútuo entre elementos de carácter refletor e diretor, em agregados de dois e três elementos. Os resultados analíticos foram processados no MATLAB, e comparados com os resultados teóricos, obtidos através de simulações nos programas MMANA-GAL e GAL-ANA.

A antena ESPAR foi dimensionada através de uma técnica recente, os algoritmos genéticos, no programa 4NEC2X. Ao contrário do estado da arte encontrado, que normalmente opta por uma antena ESPAR de 6 ou 7 elementos, neste trabalho foi escolhida uma antena de 8 elementos. Esta escolha realizou-se depois de serem simuladas e comparadas 5 antenas ESPAR diferentes, constituídas por 1 elemento central ativo rodeado por diferente número de elementos parasitas (desde 4 até 8 elementos). Dimensionada e simulada a antena ESPAR de 8 elementos, usando os algoritmos genéticos, realizou-se a sua adaptação através de uma malha de adaptação em L. No final, de forma a concluir a estrutura da antena, procedeu-se ao dimensionamento do plano de terra, simulado através de uma malha, onde se estudou e analisou o seu comportamento, tendo em especial atenção a influência da aba na redução da elevação do lobo principal.

5.4. Perspetivas de Trabalho Futuro

Uma vez que esta dissertação se debruça sobre um tema atual, existe um vasto leque de trabalhos futuros que podem ser realizados. Um dos trabalhos que pode ser realizado é a construção física da antena e a sua comparação com os resultados teóricos e simulações aqui apresentadas. Desta forma, seria possível verificar de forma prática a aplicabilidade da antena no projeto ROVIM.

Outro trabalho futuro a realizar, seria o dimensionamento e construção de uma antena ESPAR impressa. Com este trabalho surgiria a possibilidade de analisar e comparar as vantagens e desvantagens, entre as duas configurações de antenas.

Referências

- [1] L. V. Brito, "A evolução tecnológica militar na Era da Informação," *Revista Militar*, pp. 1-4, 2010.
- [2] N. M. Vaz, "A Revolução nos Assuntos Militares (Intervenção de Portugal)," *Revista Militar*, p. 117, 2003.
- [3] C. J. O. Ribeiro, "As Operações Militares na Era da Informação e da Comunicação," *Proelium*, vol. 2, p. 9.
- [4] USA - Department of Defense, "Unmanned Systems Integrated Roadmap," 2013. [Online]. Available: <http://www.defense.gov/pubs/DOD-USRM-2013.pdf>. [Acedido em 5 Novembro 2014].
- [5] T. D. S. de Almeida, *Tese de Mestrado - "Projecto de uma Antena para Comunicação Wireless do ROVIM"*, Lisboa: Instituto Superior Técnico, 2013.
- [6] R. Schlub, J. Lu e T. Ohira, "Seven-Element Ground Skirt Monopole ESPAR Antenna Design From a Genetic Algorithm and the Finite Element Method," *IEEE - Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51 no. 11, pp. 3033-3038, Novembro 2003.
- [7] R. F. Harrington, "Reactively Controlled Directive Arrays," *IEEE - Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 26 no. 3, pp. 390-395, Maio 1978.
- [8] R. W. Schlub, *Tese de Mestrado - "Practical Realization of Switched and Adaptive Parasitic Monopole Radiating Structures"*, Austrália: Griffith University, 2004.
- [9] H. Kawakami e T. Ohira, "Electrically Steerable Passive Array Radiator (ESPAR) Antennas," *IEEE - Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47 no. 2, p. 43, Abril 2005.
- [10] F. M. Tesche, A. R. Neureuther e R. E. Stovall, "The Analysis of Monopole Antennas Located on a Spherical Vehicle: Part 2, Numerical and Experimental Results," *IEEE - Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 18 no. 1, pp. 8-15, Fevereiro 1976.
- [11] K. Ligusa, H. Harada e S. Kato, "Proposal and Design of a Slim Electronically Steerable Parasitic Array Radiator Antenna in the 2.4-GHz Band," *Springer - Wireless Personal Communications*, vol. 52 no. 1, pp. 43-55, Janeiro 2010.
- [12] J. Ozawa, J. Cheng e Y. Watanabe, "Adaptive Beamforming of ESPAR Antenna with Hamiltonian Algorithm," *IEICE - Electromagnetic Compatibility*, pp. 669-672, julho 2009.
- [13] N. Abdullah e Y. Kuwahara, "Steerable Antenna Using Algorithm Based on Downhill Simplex Method," *PIER - Electromagnetic Waves*, vol. 22, pp. 23-34, Maio 2011.
- [14] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, New Jersey: John Wiley & Sons, 2005.

- [15] M. J. Martins e I. V. Neves, Propagação e Radiação de Ondas Eletromagnéticas, Lisboa: LIDEL, 2015.
- [16] L. Liu, S. Cheung, Y. Weng e T. Yuk, "Cable Effects on Measuring Small Planar UWB Monopole Antennas," *INTECH - Ultra Wideband - Current Status and Future Trends*, pp. 273-275, Outubro 2012.
- [17] C. A. Balanis e P. I. Ioannides, Introduction to Smart Antennas, Morgan & Claypool, 2007.
- [18] R. S. Elliott, Antenna Theory & Design, Revised Edition, New Jersey: John Wiley & Sons, 2003.
- [19] J. P. A. P. R. Guerra, *Tese de Mestrado - "Projeto, realização e teste de um agregado de antenas helicoidais"*, Lisboa: Instituto Superior Técnico, 2010.
- [20] G. C. Soeiro, *Tese de Mestrado - "Projeto de uma Antena para Controlo Wireless de um Robot"*, Lisboa: Instituto Superior Técnico, 2012.
- [21] M. Shiha, Y. Najjar, N. Dib e M. Khodier, "Design of Non-Uniform Circular Antenna Arrays Using Particle Swarm Optimization," *Journal of Electrical Engineering - Communications*, vol. 59, pp. 216-220, 2008.
- [22] N. Tohmé, J.-M. Paillot, D. Cordeau, S. Cauet, YannMahé e P. Ribardiére, "A 2.4GHz 1-Dimensional Array Antenna driven by Vector Modulators," em *Microwave Symposium Digest*, Atlanta - Geórgia, Junho 2008.
- [23] C. Sun, J. Cheng e T. Ohira, Handbook on Advancements in Smart Antenna Technologies for Wireless Networks, Hershey: IGI Global, Julho 2008.
- [24] P. Ioannides e C. A. Balanis, "Uniform Circular and Rectangular Arrays for Adaptive Beamforming Applications," *IEEE - Antennas and Wireless Propagation*, vol. 4, pp. 351-354, Setembro 2005.
- [25] R. L. Haupt, "Optimized Element Spacing for Low Sidelobe Concentric Ring Arrays," *IEEE - Antennas and Propagation*, vol. 56, pp. 266 - 268, Janeiro 2008.
- [26] M. Dessouky, H. Sharshar e Y. Albagory, "Efficient Sidelobe Reduction Technique for Small-Sized Concentric Circular Arrays," *PIER - Progress In Electromagnetics Research*, vol. 65, pp. 187-200, 2006.
- [27] S. Zainud-Deen, E. S. Mady, K. Awadalla e a. H. harsher, "Controlled Radiation Pattern of Circular Antenna Array," *IEEE - Antennas and Propagation*, pp. 3399-3402, Julho 2006.
- [28] N. H. Noordin, V. Zuniga, A. O. El-Rayis, N. Haridas, A. T. Erdogan e T. Arslan, "Uniform Circular Arrays for Phased Array Antenna," em *IEEE - Loughborough Antennas & Propagation Conference*, Loughborough - Reino Unido, Novembro 2011.

- [29] S. J. Orfanidis, *Electromagnetic Waves and Antennas*, New Jersey: Rutgers University, 2008.
- [30] M. Khodier e M. Al-Aqil, "Design and Optimisation of Yagi-Uda Antenna Arrays," *IET Microwaves - Antennas & Propagation*, vol. 4, pp. 426-436, Abril 2010.
- [31] A. Soares e M. Terada, "Optimization of Gain, Impedance and Bandwidth in Yagi-Uda Antennas Using Genetic Algorithm," *IEEE - Microwave and Optoelectronics*, vol. 1, pp. 41-44, Agosto 1999.
- [32] R. L. Haupt e S. E. Haupt, *Practical Genetic Algorithms - Second Edition*, New Jersey: John Wiley & Sons, 2004.
- [33] M. Sakawa, *Genetic Algorithms and Fuzzy Multiobjective Optimization*, New York: Springer Science + Business Media, 2002, pp. 423 - 443.
- [34] A. R. Simpson, G. C. Dandy e L. J. Murphy, "Genetic Algorithms Compared to other Techniques for Pipe Optimization," *Journal of Water Resources Planning and Management*, vol. 120, pp. 423-443, Julho 1994.
- [35] D. E. Goldberg, *Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning*, Boston: Addison-Wesley, 1989 .
- [36] Y. Rahmat-Samii e E. Michielssen, *Electromagnetic Optimization by Genetic Algorithms*, New York: John Wiley & Sons, 1999.
- [37] A. S. Mitilineos e N. C. Capsalis, "On Array Failure Mitigation Using Genetic Algorithms and a Priori Joint Optimization," *IEEE - Antennas and Propagation*, vol. 47, pp. 227 - 232, Outubro 2005.
- [38] W. Rawle, "The Method of Moments: A Numerical Technique for Wire Antenna Design," *High Frequency Electronics*, vol. 5, pp. 42-47, Fevereiro 2006.
- [39] E. A. Jones e W. T. Joines, "Design of Yagi-Uda Antennas Using Genetic Algorithms," *IEEE - Antennas and Propagation*, vol. 45, pp. 1386 - 1392, Agosto 2002.
- [40] H. Wang, K. Man, C. Chan e K. Luk, "Optimization of Yagi Array by Hierarchical Genetic Algorithms," em *Radio and Wireless Conference*, Boston - Massachusetts, 2003.
- [41] I. R. M. Association, *Networking and Telecommunications: Concepts, Methodologies, Tools, and Applications*, Estados Unidos da América: IGI global, Janeiro 2010.
- [42] J. B. Hagen, *Radio-Frequency Electronics: Circuits and Applications*, Reino Unido: Cambridge University Press, 2009.
- [43] J. Rahola, "Matching Circuit Optimization for Antenna Applications," *Whitepaper | CST AG*, pp. 1-4, 2012.

- [44] C. Coleman, *An Introduction to Radio Frequency Engineering*, Reino Unido: Cambridge University Press, 2004.
- [45] J. Lu, D. Ireland e R. Schlub, "Dielectric Embedded ESPAR (DE-ESPAR) Antenna Array for Wireless Communications," *IEEE - Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, pp. 2437-2443, Agosto 2005.
- [46] T. Hassan, A. Kausar, H. Umair e M. Anis, "Gain Optimization of a Seven Element ESPAR Antenna Using Quasi-Newton Method," *IEEE - Microwave Technology & Computational Electromagnetics*, pp. 293-296, Maio 2011.
- [47] N. Hernández, *Tese de Mestrado - "Design and Construction of an Smart Antenna GSM 900 MHz for Marine Applications"*, Austrália: Griffith University, 2007.
- [48] Y. Ojira, H. Kawakami, K. Gyoda e T. Ohira, "Improvement of Elevation Directivity for ESPAR Antennas with Finite Ground Plane," *IEEE - Antennas and Propagation*, vol. 4, pp. 18-21, Julho 2001.
- [49] R. A. Serway, *Principles of Physics*, Londres: Saunders College Pub, 1998.
- [50] D. V. Thiel e S. Smith, *Switched Parasitic Antennas for Cellular Communications*, Massachusetts: Artech House, 2001.
- [51] C. Salema, *Feixes Hertzianos*, Lisboa: IST Press, Outubro 2002.
- [52] J. v. Wyhe, "Darwin Online," 2002. [Online]. Available: <http://darwin-online.org.uk/biography.html>. [Acedido em 21 Julho 2015].

Anexo A

Características e diagramas de radiação do dipolo ativo.

Neste anexo estão apresentados os diagramas de radiação do dipolo ativo na frequência dos 2,4GHz, utilizado nos agregados de dois e três elementos.

Tabela A.1 - Dimensões do dipolo ativo.

Parâmetros	r_a	d	$2L_1$
$\lambda = c/f; f = 2,4GHz$	$0,003\lambda$	$0,1\lambda$	$0,5\lambda$
mm	0,375	12,5	62,5
Ganho (dBi)	5,14		

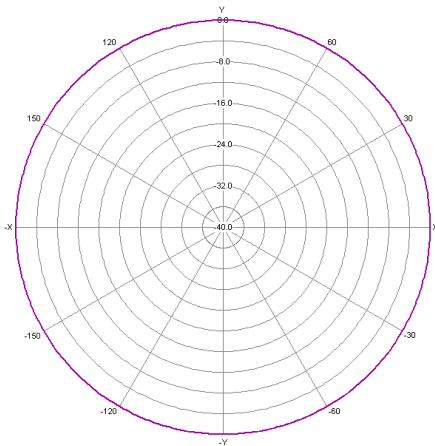


Figura A.1 - Diagrama de radiação no plano H ($\theta=90^\circ$).

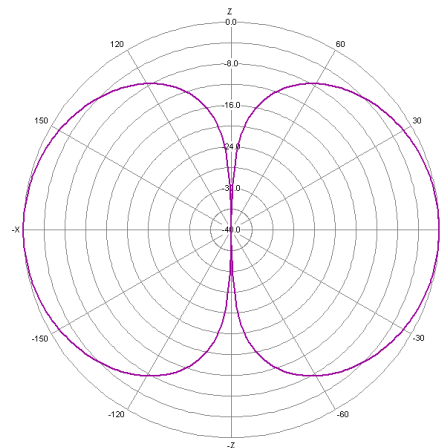


Figura A.2 - Diagrama de radiação no plano E ($\phi=0^\circ$).

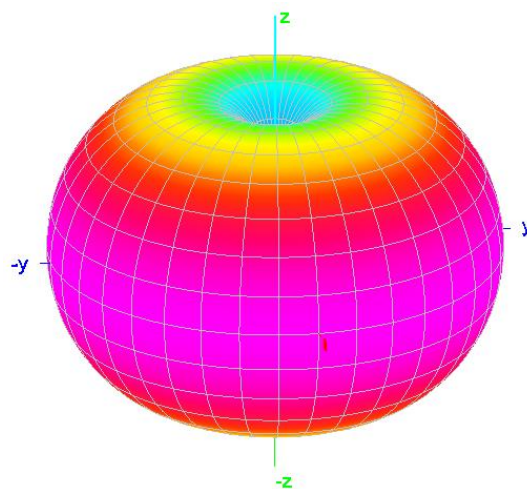


Figura A.3 - Diagrama de radiação 3D do dipolo.

Anexo B

Caraterísticas e diagramas de radiação dos agregados de 5, 6, 7 e 8 elementos.

Seguidamente estão apresentados os diagramas de radiação obtidos para as antenas de 5, 6, 7 e 8 elementos, respetivamente. Apresentam-se expostos os diagramas no plano E, no plano H e em 3D. Fez-se variar a distância dos elementos parasitas ao centro da antena (elemento ativo), assim como a sua altura. Os restantes parâmetros foram mantidos constantes. Os gráficos foram obtidos através do programa 4NEC2X, onde o ganho da antena foi o parâmetro a otimizar pelos AG.

Especificações gerais do computador:

Processador: Intel® Core™2 Quad Processor Q6600 (8M Cache, 2.40 GHz, 1066 MHz FSB)

Memória RAM: 4Gbytes (DDR3 1066MHz)

Sistema operativo: *Windows 7 home edition*

ESPAR 5 elementos: 1 ativo e 4 parasitas

Ganho: 12,39 dBi

Relação frente-trás: 7,59 dB

Nº de gerações até otimização: 39

Raio da antena: 28,3 mm

Tempo de otimização: 01h:49m

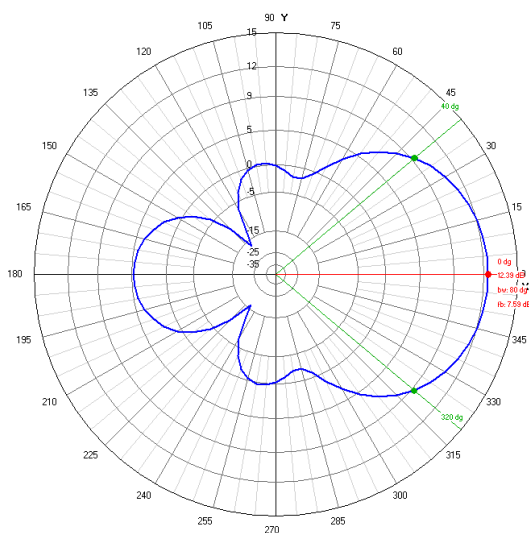


Figura B.1 - Diagrama de radiação no plano H ($\theta=90^\circ$).

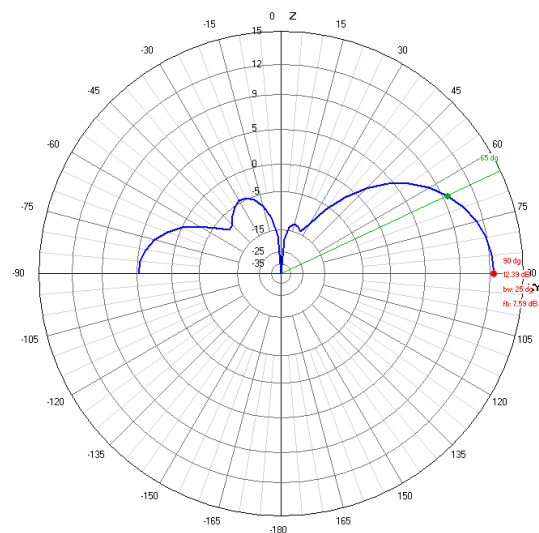


Figura B.2 - Diagrama de radiação no plano E ($\phi=0^\circ$).

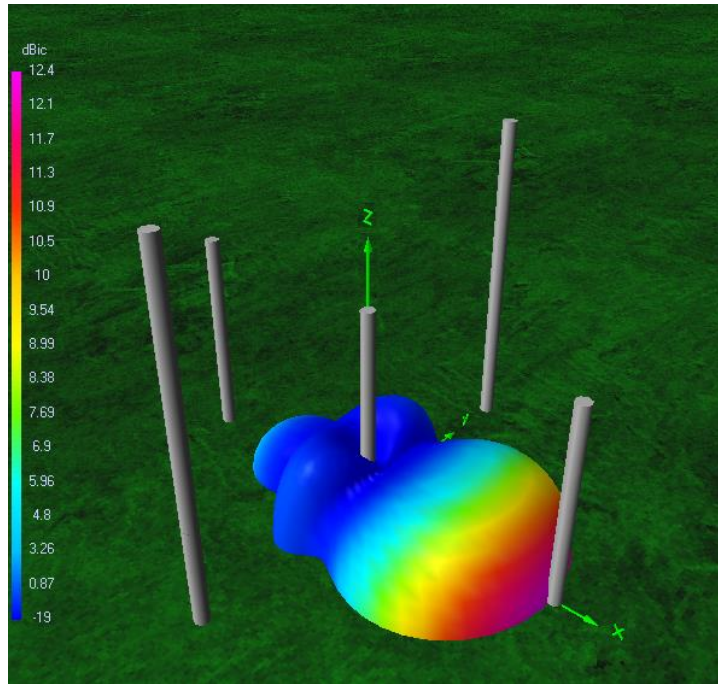


Figura B.3 - Diagrama de radiação em 3D e respetiva estrutura da antena.

ESPAR 6 elementos: 1 ativo e 5 parasitas

Ganho: 12,93 dBi

Relação frente-trás: 9,63 dB

Nº de gerações até otimização: 61

Raio da antena: 36,1 mm

Tempo de otimização: 03h:37m

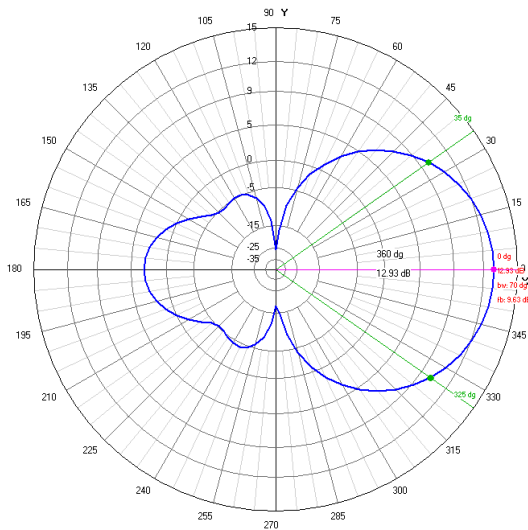


Figura B.4 - Diagrama de radiação no plano H ($\theta=90^\circ$).

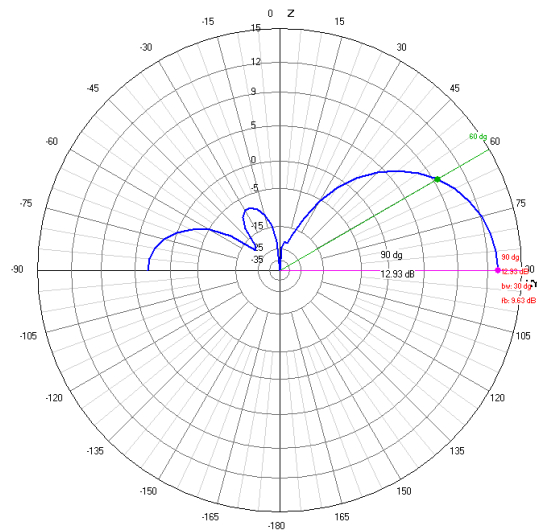


Figura B.5 - Diagrama de radiação no plano E ($\phi=0^\circ$).

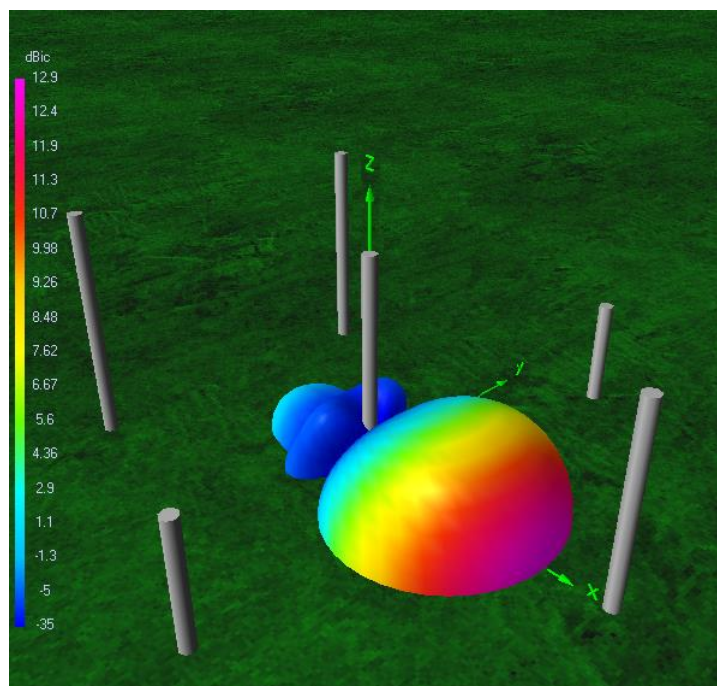


Figura B.6 - Diagrama de radiação em 3D e respectiva estrutura da antena.

ESPAR 7 elementos: 1 ativo e 6 parasitas

Ganho: 13,32 dBi

Relação Frente-trás: 7,85 dB

Nº de gerações até otimização: 132

Raio da antena: 35,0 mm

Tempo de otimização: 05h:11m

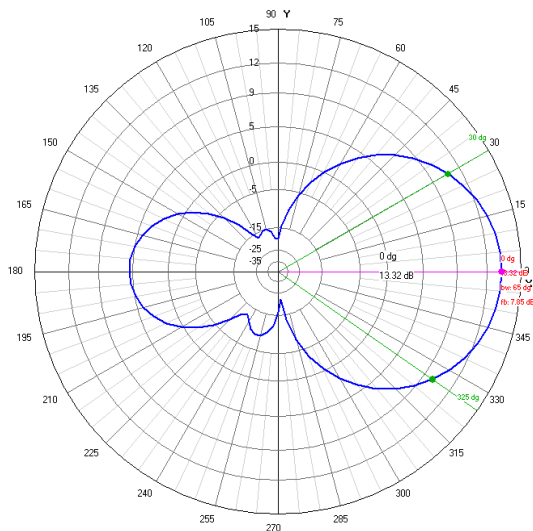


Figura B.7 - Diagrama de radiação no plano H ($\theta=90^\circ$).

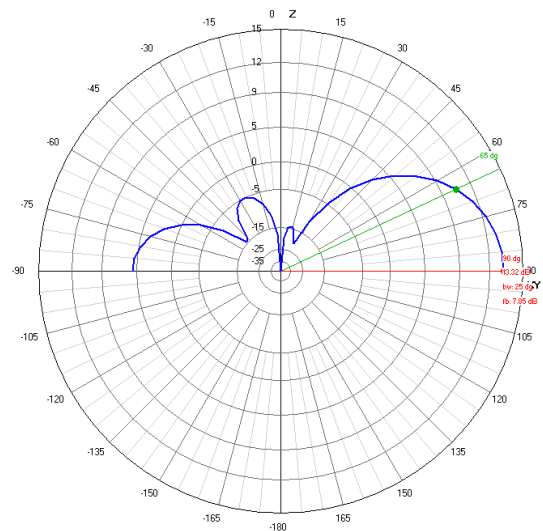


Figura B.8 - Diagrama de radiação no plano E ($\phi=0^\circ$).

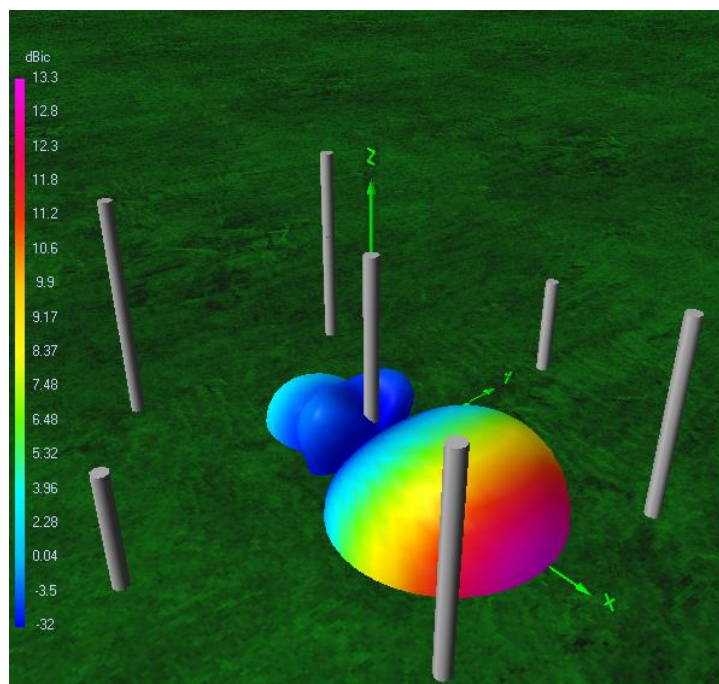


Figura B.9 - Diagrama de radiação em 3D e respectiva estrutura da antena.

ESPAR 8 elementos: 1 ativo e 7 parasitas

Ganho: 13,69 dBi

Relação frente-trás: 15,3 dB

Nº de gerações até otimização: 161

Raio da antena: 40,0 mm

Tempo de otimização: 09h:58m

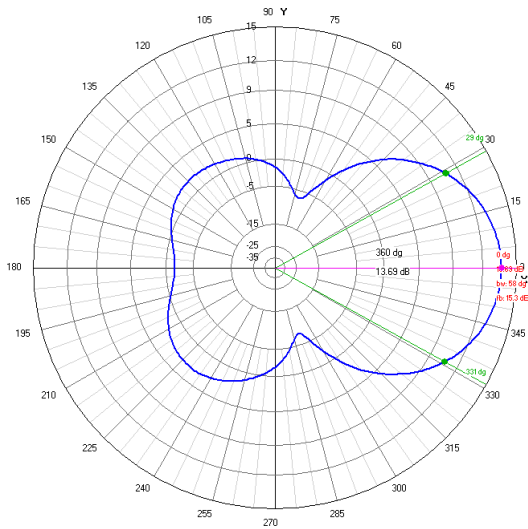


Figura B.10 - Diagrama de radiação no plano H ($\theta=90^\circ$).

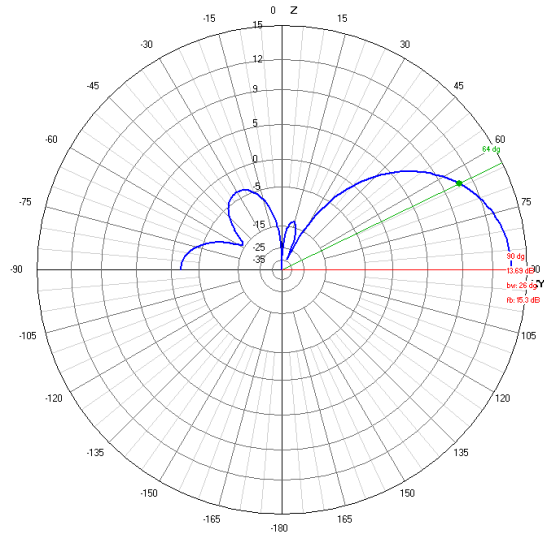


Figura B.11 - Diagrama de radiação no plano E ($\phi=0^\circ$).

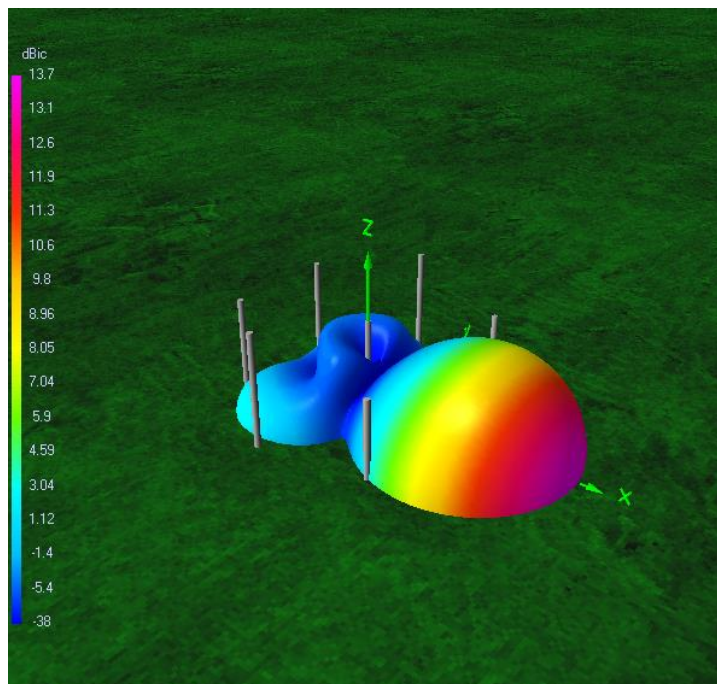


Figura B.12 - Diagrama de radiação em 3D e respectiva estrutura da antena.

ESPAR 9 elementos: 1 ativo e 8 parasitas

Ganho: 13,87 dBi

Relação frente-trás: 11,2 dB

Nº de gerações até otimização: 296

Raio da antena: 35,0 mm

Tempo de otimização: 23h:16m

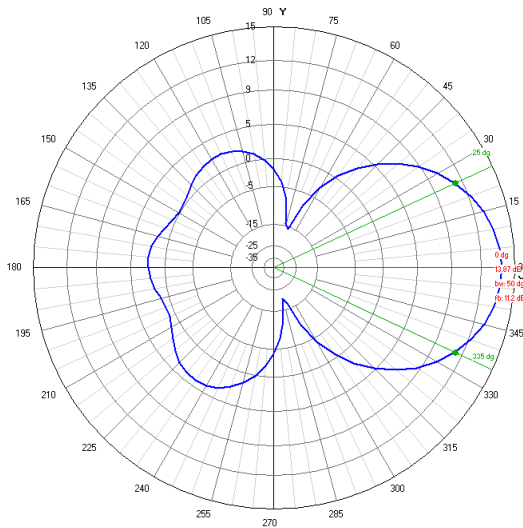


Figura B.13 - Diagrama de radiação no plano H ($\theta=90^\circ$).

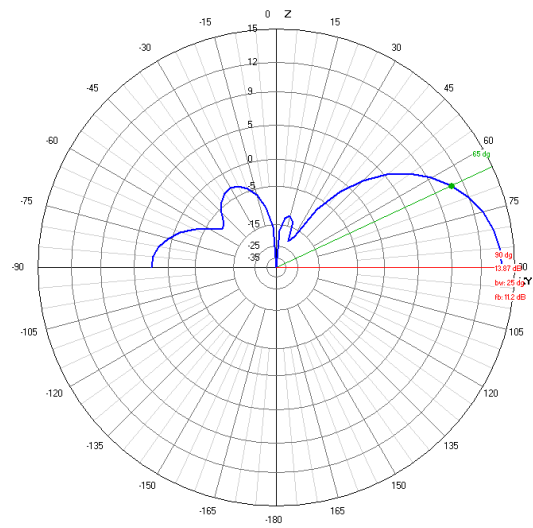


Figura B.14 - Diagrama de radiação no plano E ($\phi=0^\circ$).

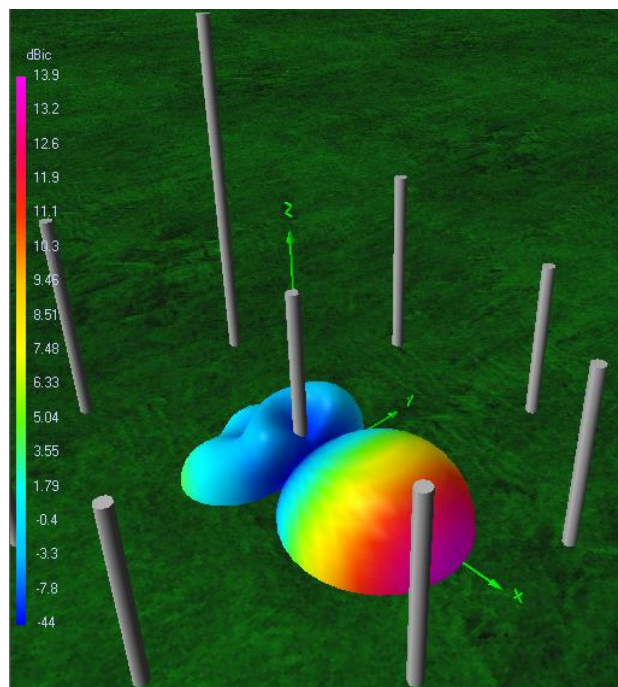


Figura B.15 - Diagrama de radiação em 3D e respectiva estrutura da antena.

Anexo C

Cálculo das reactâncias desconhecidas jX_S e jX_L , e dos elementos reativos da malha de adaptação em L.

O resultado da igualdade das componentes resistiva e reativa, da relação das impedâncias da malha de adaptação em L, assim como o fator de qualidade, são dados pelas seguintes equações:

$$R_a = \frac{X_S^2 R_S}{X_S^2 + R_S^2} \quad (\text{C.1})$$

$$X_a - X_L = \frac{X_S R_S^2}{X_S^2 + R_S^2} \quad (\text{C.2})$$

$$Q = \left| \frac{R_S}{X_S} \right| \quad (\text{C.3})$$

As equações (C.1) e (C.2) podem ser simplificadas para as seguintes formas:

$$R_a = \frac{R_S}{1 + Q^2} \quad (\text{C.4})$$

$$X_L = -\frac{X_S Q^2}{1 + Q^2} + X_a \quad (\text{C.5})$$

A partir da equação (C.3) é realizado o cálculo do fator de qualidade:

$$Q = \sqrt{\frac{R_S}{R_a} - 1} = \sqrt{\frac{50}{6,6} - 1} = 2,564 \quad (\text{C.6})$$

Partindo do fator de qualidade e das impedâncias Z_L e R_S , é possível calcular o valor das reactâncias X_S e X_L :

$$X_S = \pm \frac{R_S}{Q} = \frac{50}{2,564} = -19,501\Omega \quad (\text{C.7})$$

$$X_L = -\left(\frac{X_S Q^2}{1 + Q^2} + X_a\right) = -\left(\frac{-19,501 * 2,564^2}{1 + 2,564^2} + 22,9\right) = -5,974\Omega \quad (\text{C.8})$$

Uma vez calculadas as reactâncias, e dado que ambas são de carácter capacitivo (negativas), é possível calcular o valor dos respetivos elementos capacitivos a colocar na malha de adaptação.

$$C_1 = -\frac{1}{\omega X_S} = \frac{1}{2 * \pi * 2,4 * 10^9 * 19,501} = 3,401\text{pF} \quad (\text{C.9})$$

$$C_2 = -\frac{1}{\omega X_L} = \frac{1}{2 * \pi * 2,4 * 10^9 * 5,974} = 11,101\text{pF} \quad (\text{C.10})$$

Anexo D

Diagrama de radiação da antena ESPAR de 8 elementos otimizada com malha de adaptação em L.

Ganho: 13,31 dBi

Relação frente-trás: 11,8 dB

SWR: 1,15

Raio da antena: 33,3 mm

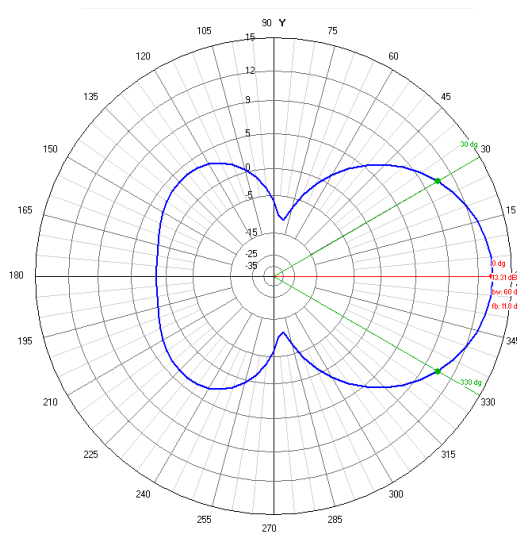


Figura D.1 - Diagrama de radiação no plano H ($\theta = 90^\circ$).

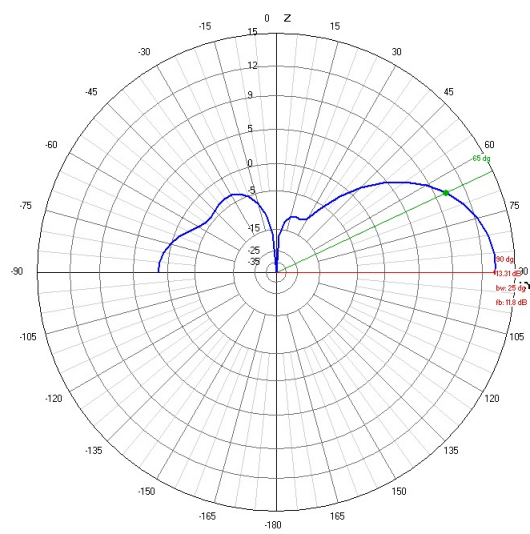


Figura D.2 - Diagrama de radiação no plano E ($\phi = 0^\circ$).

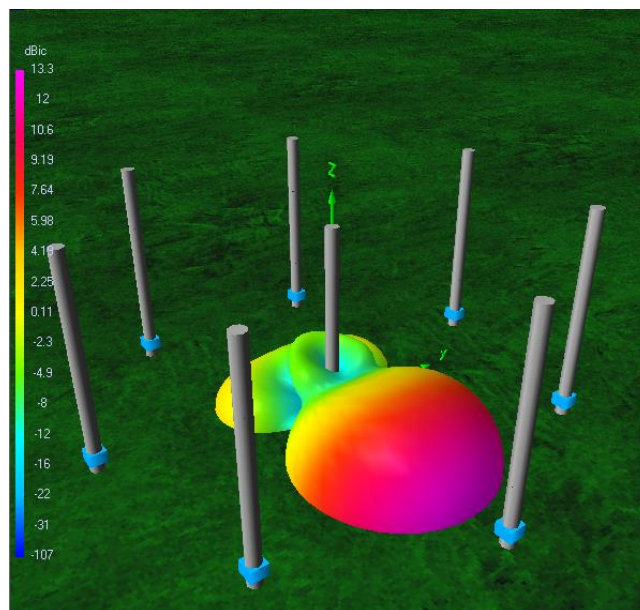


Figura D.3 - Diagrama de radiação em 3D e respectiva estrutura da antena.