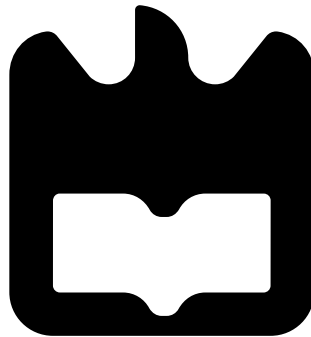




**Daniel  
Fernandes Almeida**

## **Sistemas de WPT em campo próximo**







**Daniel  
Fernandes Almeida**

## **Sistemas de WPT em campo próximo**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Professor Doutor Nuno Miguel Gonçalves Borges de Carvalho, Professor do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro, e do Professor Doutor Pedro Renato Tavares de Pinho, Professor do Departamento de Engenharia Eletrónica Telecomunicações e Computadores do Instituto Superior de Engenharia de Lisboa



**o júri / the jury**

presidente / president

**Professor Doutor Adão Paulo Soares da Silva**

Professor Auxiliar do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro (por delegação da Reitora da Universidade de Aveiro)

vogais / examiners committee

**Professor Doutor Rafael Ferreira da Silva Caldeirinha**

Professor Coordenador da Escola Superior de Tecnologia e Gestão do Instituto Politécnico de Leiria (arguente)

**Professor Doutor Nuno Miguel Gonçalves Borges de Carvalho**

Professor Catedrático do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro da Universidade de Aveiro (orientador)



## agradecimentos / acknowledgements

Quem diria, chegou o DIA !!! Chegou o dia que tanto espero, que tanto anseio, que tanto desejo e que tanto demorou a chegar. Chegou o dia e com ele termina mais uma etapa da minha vida. Quem me conhece sabe perfeitamente que isto é mais do que um curso acabado, é um SONHO tornado realidade! O sonho que tinha guardado desde que me lembro! O sonho que há uns anos atrás era impensável e que hoje se concretiza.

Agradeço do fundo do coração a quem um dia acreditou em mim, a quem me apoiou desde sempre, a quem me transmitiu todos os valores que hoje tenho bem presentes na minha essência. Agradeço a si avó, agradeço do fundo do coração por todos os ensinamentos, por toda a preocupação, por todo o amor, por toda a força, por todo o exemplo de luta e dedicação e acima de tudo por esta ligação que nada nem ninguém irá quebrar.

Quem me acompanhou durante este último ano, sabe que foi o ano mais difícil da minha vida, o ano que mais me pôs à prova, o ano que me privou de tanta coisa.

Agradeço-te do fundo do meu coração, a ti Elisabete Correia Soares, minha companheira de aventuras, agradeço todo o apoio que me deste durante este percurso, por seres esse ser humano fantástico, por nunca me deixares desistir e por estares sempre lá!! Sempre que eu precisei, tu nunca me falhaste! Obrigado por nunca me deixares desistir, pelas nossas aventuras e por tudo aquilo que juntos estamos a construir.

A ti Joel Sanches Bárrios, agradeço-te todos os conselhos, todo o companheirismo, todos os desabafos, todo o apoio, todas as vezes que me levaste aos "arames", por me demonstrares que a amizade verdadeira existe. A ti e à tua irmã Raquel Bárrios agradeço por todas as correções ortográficas feitas, e por toda a paciência.

Mariana Rocha, tu és a prova do que é uma amizade que se mantém desde o primeiro dia de aulas, és a prova que as pessoas não precisam de estar todos os dias juntas para continuarem amigas. Obrigado pelos conselhos, pela preocupação e toda a amizade.

Agradeço ao Daniel Gil Belo, uma pessoa extraordinária, uma pessoa que gosta de ajudar, de ensinar, que abdica do seu tempo para orientar os outros.

Agradeço ao meu orientador Nuno Borges de Carvalho, que apesar de todos os compromissos, tem sempre um tempinho para falar com os alunos, agradeço todos os ensinamentos, todos os conselhos, toda a disponibilidade, toda a paciência e todo o incentivo que me deu durante este trabalho.

Agradeço ao meu Deus, que me guia, que me ampara, que me segura e que em protege.

Agradeço à vida, que apesar de algumas vezes ser madrasta, me tornou no ser humano que sou hoje.

O concretizar deste sonho dedico àquele que será sempre o "meu menino", a ti Francisco Almeida, para te provar que tudo na vida é possível, venhamos nós de onde viermos. Nunca desistas dos teus sonhos !!!





**Palavras chave:**

Agregados de Antenas, Antenas, Antenas focais em campo próximo, Antenas microstrip, Campo próximo, Transmissão de energia sem fios

**Resumo**

A transferência de energia sem fios, ideia contemporânea para uns e futurista para outros, tem ganho um grande destaque ao longo dos anos. Estima-se que num futuro próximo os sistemas WPT dominem o mercado, e sejam uma opção promissora na técnica de alimentação dos dispositivos eletrónicos, reduzindo a quantidade exorbitante de baterias desperdiçadas e simplificando a implementação dos sistemas. O problema dos sistemas WPT desenvolvidos até ao presente é a reduzida eficiência energética.

Nesta dissertação, é apresentado inicialmente um estudo sobre o estado da arte da transmissão de energia sem fios, contextualizando o leitor àcerca desta forma de transmissão de energia. Para tal, são apresentadas as leis que regem o funcionamento da transferência de energia sem fios, é exposta a constituição de um sistema WPT e são discutidas as técnicas de transmissão de energia sem fios existentes e a sua aplicabilidade nas diversas áreas. Após efetuar uma contextualização, o estudo apresentado nesta dissertação foca-se em colmatar uma das principais desvantagens dos sistemas WPT, a baixa eficiência energética. Para maximizar a eficiência destes sistemas, propõe-se a utilização de agregados de antenas com a capacidade de focar o campo eléctrico num ponto específico, localizado em campo próximo. Após o estudo dos agregados de antenas com capacidade de foco em campo próximo, projetaram-se e implementaram-se dois sistemas WPT a operar a duas frequências distintas (2.4 GHz, 5.8 GHz). Analisou-se, para cada um deles, a variação da eficiência energética com a distância entre as antenas constituintes do sistema para dois casos distintos: quando o sistema é formado por uma antena de transmissão com capacidade de foco em campo próximo e no caso em que a antena de transmissão é idêntica às normalmente utilizadas nos sistemas de comunicação e radar, frequentemente designadas como focais em campo distante.

Após a devida análise dos resultados obtidos, concluiu-se que os sistemas WPT, constituídos por agregados de antenas com capacidade de foco em campo próximo, apresentam uma eficiência energética mais elevada.



**Keywords:**

Antenna Arrays, Antennas, Near-field focused Antennas, Microstrip Antennas, Near field, Wireless Power Transfer

**Abstract**

The wireless power transfer, a contemporary idea for some and futuristic for others, has gained a great prominence over the years. It is estimated that WPT systems will dominate the market soon and will be a promising option in powering electronic devices, reducing the exorbitant amount of wasted batteries and simplifying system implementation. The problem of WPT systems developed so far is the low energetic efficiency.

In this dissertation, a study is proposed initially on the state of art of the wireless transmission of energy, contextualizing the reader about this form of energy transmission. For such purpose, the laws that govern the operation of the wireless power transfer are presented, the constitution of a WPT system is exposed and the existing wireless transmission techniques and their applicability in the various areas are discussed. After a brief contextualization, this study focuses on rectifying one of the main disadvantages of WPT systems, the low energetic efficiency. To maximize the efficiency of these systems it is proposed to use antenna arrays with the ability to focus the electric field at a specific point, located in near field. After the study of antenna arrays with near-field focus capability, two WPT systems were designed and implemented to operate at two distinct frequencies (2.4 GHz and 5.8 GHz). For each of them, the energetic efficiency variation with the distance between the constituent antennas of the system was analyzed for two distinct cases: when the system is formed by a transmission antenna with near-field focus capability and in the case in which the transmission antenna is identical to those normally used in communication and radar systems, often referred to as far-field focused antennas.

After analyzing the obtained results, it was concluded that the WPT systems composed of antenna arrays with near-field focus capability have a higher energetic efficiency.



# Conteúdo

|  |           |
|--|-----------|
| <b>Conteúdo</b>  | <b>i</b>  |
| <b>Lista de Figuras</b>  | <b>v</b>  |
| <b>Lista de Tabelas</b>  | <b>ix</b> |
| <b>Lista de Acrónimos</b>  | <b>xi</b> |
| <b>1 Introdução</b>  | <b>1</b>  |
| 1.1 Enquadramento e Motivação . . . . .  | 1         |
| 1.2 Objetivos . . . . .  | 2         |
| 1.3 Estrutura da dissertação . . . . .   | 2         |
| <b>2 Estado da Arte</b>  | <b>5</b>  |
| 2.1 Linha histórica da transmissão de energia sem fios . . . . .                 | 5         |
| 2.2 Princípios de funcionamento da transmissão de energia sem fios . . . . .     | 14        |
| 2.2.1 1ªEquação de Maxwell - Lei de Faraday para a indução . . . . .             | 14        |
| 2.2.2 2ªEquação de Maxwell - Lei de Ampère . . . . .                             | 14        |
| 2.2.3 3ªEquação de Maxwell - Lei de Gauss . . . . .                              | 15        |
| 2.2.4 4ªEquação de Maxwell - Lei da conservação do fluxo magnético . . . . .     | 15        |
| 2.3 Diferenciação das regiões de campo . . . . .                                 | 16        |
| 2.4 Métodos utilizados para WPT . . . . .  | 18        |
| 2.4.1 Técnica de transmissão em campo próximo . . . . .                          | 18        |
| 2.4.2 Técnica de transmissão em campo distante . . . . .                         | 20        |
| 2.4.3 Comparação da eficiência dos métodos utilizados nos sistemas WPT . . . . . | 22        |
| 2.4.4 Cálculo da eficiência de sistemas . . . . .                                | 24        |
| 2.5 Aplicabilidade do Wireless Power Transmission . . . . .                      | 26        |
| 2.5.1 Indústria Automóvel . . . . .  | 26        |
| 2.5.2 Forças armadas . . . . .   | 26        |
| 2.5.3 Medicina . . . . .   | 27        |
| 2.5.4 Indústria Espacial . . . . .   | 28        |
| 2.5.5 Dispositivos Eletrónicos . . . . .   | 29        |
| 2.5.5.1 Tecnologia Qi . . . . .  | 29        |
| 2.5.5.2 Alliance for Wireless Power Technology . . . . .                         | 30        |
| 2.5.5.3 Power Matters Alliance Technology . . . . .                              | 30        |
| 2.5.6 O papel do WPT nas redes de sensores sem fio . . . . .                     | 31        |

|          |   |            |
|----------|---|------------|
| <b>3</b> | <b>Elementos Constituintes de um sistema WPT</b>                    | <b>35</b>  |
| 3.1      | Topologia de conversores RF-DC . . . . .                            | 36         |
| 3.1.1    | Utilização do díodo como elemento retificador . . . . .             | 36         |
| 3.1.2    | Caracterização de um circuito de conversão RF-DC . . . . .          | 38         |
| 3.1.3    | Perdas nos circuitos de conversão RF-DC . . . . .                   | 38         |
| 3.1.4    | Topologias de circuitos conversores RF-DC . . . . .                 | 39         |
| 3.2      | Antenas . . . . .   | 42         |
| 3.2.1    | Arrays de Antenas . . . . .   | 42         |
| 3.2.2    | Array de antenas Linear e Uniforme . . . . .                        | 44         |
| 3.2.3    | Array de antenas planar e uniforme . . . . .                        | 47         |
| 3.3      | Array focal em campo próximo . . . . .                              | 49         |
| 3.3.1    | Dimensionamento de um array planar focal em campo próximo . . . . . | 49         |
| <b>4</b> | <b>Design e Simulação</b>   | <b>53</b>  |
| 4.1      | Ponto de foco localizado a 200 mm . . . . .                         | 53         |
| 4.1.1    | Antena Patch Simples . . . . .                                      | 54         |
| 4.1.2    | Array 4x4 EPA . . . . .   | 57         |
| 4.1.3    | Array 4x4 focal em campo próximo . . . . .                          | 60         |
| 4.1.4    | Array de recepção . . . . .   | 63         |
| 4.1.5    | Análise da distribuição do campo elétrico . . . . .                 | 65         |
| 4.2      | Ponto de foco localizado a 450 mm . . . . .                         | 68         |
| 4.2.1    | Antena Patch Simples . . . . .                                      | 68         |
| 4.2.2    | Array 8x8 EPA . . . . .   | 70         |
| 4.3      | Array focal em campo próximo . . . . .                              | 73         |
| 4.3.1    | Antena de recepção . . . . .  | 76         |
| 4.3.2    | Análise do campo elétrico . . . . .                                 | 78         |
| <b>5</b> | <b>Implementação e Resultados Experimentais</b>                     | <b>81</b>  |
| 5.1      | Ponto de foco localizado 200 mm . . . . .                           | 81         |
| 5.1.1    | Antena de recepção . . . . .  | 82         |
| 5.1.2    | Array 4x4 EPA . . . . .   | 84         |
| 5.1.3    | Array 4x4 focal em campo próximo (NFF) . . . . .                    | 87         |
| 5.1.3.1  | Medição da eficiência do sistema (200 mm) . . . . .                 | 89         |
| 5.2      | Ponto de foco localizado a 450 mm . . . . .                         | 91         |
| 5.2.1    | Antena de recepção . . . . .  | 91         |
| 5.2.2    | Array 8x8 EPA . . . . .   | 94         |
| 5.2.3    | Array 8x8 focal em campo próximo . . . . .                          | 96         |
| 5.2.3.1  | Medição da eficiência do sistema (450 mm) . . . . .                 | 98         |
| <b>6</b> | <b>Conclusões e Trabalho Futuro</b>                                 | <b>103</b> |
| 6.1      | Análise Geral . . . . .   | 103        |
| 6.2      | Trabalho Futuro . . . . .   | 104        |
|          | <b>Apêndices</b>  | <b>107</b> |

|          |  |            |
|----------|--|------------|
| <b>A</b> | <b>Noções Fundamentais de Antenas</b>                      | <b>108</b> |
| A.1      | Tipos de Antenas . . . . .                                 | 108        |
| A.1.1    | Antenas filiformes . . . . .                               | 108        |
| A.1.2    | Antenas de abertura . . . . .                              | 109        |
| A.1.3    | Antenas microstrip . . . . .                               | 109        |
| A.2      | Parâmetros fundamentais das antenas . . . . .              | 110        |
| A.2.1    | Polarização . . . . .                                      | 110        |
| A.2.2    | Diagrama de Radiação . . . . .                             | 112        |
| A.2.3    | Densidade de potência radiada . . . . .                    | 113        |
| A.2.4    | Intensidade de radiação . . . . .                          | 114        |
| A.2.5    | Diretividade . . . . .                                     | 114        |
| A.2.6    | Impedância de entrada . . . . .                            | 115        |
| A.2.7    | Eficiência de radiação . . . . .                           | 116        |
| A.2.8    | Ganho . . . . .  | 117        |
| A.2.9    | Área Efetiva . . . . .                                     | 117        |
| A.2.10   | Largura de Banda . . . . .                                 | 118        |
| A.3      | Design de uma antena microstrip . . . . .                  | 119        |
| A.3.1    | Substrato . . . . .  | 119        |
| A.3.2    | Dimensionamento da antena microstrip . . . . .             | 119        |
| A.3.3    | Técnicas de alimentação . . . . .                          | 122        |
| A.3.4    | Linha Microstrip . . . . .                                 | 122        |
| A.3.5    | Cabo Coaxial . . . . .                                     | 123        |
| A.3.6    | Abertura . . . . .   | 123        |
| <b>B</b> | <b>Medições na câmara anecoica</b>                         | <b>125</b> |
| B.1      | Medição do diagrama de radiação . . . . .                  | 125        |
| <b>C</b> | <b>Construção da malha de excitação de um array no ADS</b> | <b>127</b> |
| C.1      | Exemplo do array 2x2 a operar a 2.4 GHz . . . . .          | 127        |
|          | <b>Bibliografia</b>  | <b>131</b> |





# Lista de Figuras

|      |   |    |
|------|---|----|
| 2.1  | Fotografia de Nicole Tesla a segurar numa lâmpada WPT [1] . . . . .   | 6  |
| 2.2  | Wardencllyffe Tower [2] . . . . .   | 7  |
| 2.3  | Experiência efetuada por William Brown, helicóptero MPT [3] . . . . .                                       | 8  |
| 2.4  | Experiência MINIX [4] . . . . .   | 9  |
| 2.5  | Experiência canadiana SHARP [4] . . . . .   | 9  |
| 2.6  | Experiência Japonesa MILAX [4] . . . . .  | 10 |
| 2.7  | Autocarro WPT desenvolvido no programa PATH [5] . . . . .   | 11 |
| 2.8  | Protótipo proposto pelo MIT [6] . . . . .   | 11 |
| 2.9  | Evolução do número de empresas pertences ao consórcio WPC [7] . . . . .                                     | 12 |
| 2.10 | Regiões do campo, baseado em [8, 9] . . . . .   | 17 |
| 2.11 | Variação da distribuição do campo consoante a zona de operação [8] . . . . .                                | 18 |
| 2.12 | Diagrama de um sistema WPT funcional através de acoplamento indutivo [10] . . . . .                         | 19 |
| 2.13 | Diagrama de um sistema WPT através de acoplamento indutivo ressonante [10] . . . . .                        | 19 |
| 2.14 | Diagrama de um sistema WPT através de acoplamento capacitivo [11] . . . . .                                 | 20 |
| 2.15 | Esquema representativo de um sistema WPT, baseado em [12] . . . . .   | 20 |
| 2.16 | Ilustração da técnica de alimentação via laser do Rover [13] . . . . .                                      | 22 |
| 2.17 | Faixa de frequências de operação dos métodos WPT [10] . . . . .   | 22 |
| 2.18 | Comparação de eficiência dos vários métodos WPT [14] . . . . .  | 23 |
| 2.19 | Sistema de 2 portos . . . . .   | 24 |
| 2.20 | Sistema WPT representado como um sistema de 2 portos, baseado em [15] . . . . .                             | 25 |
| 2.21 | Esquemático do sistema de carregamento de um carro elétrico utilizando o método indutivo [16] . . . . .     | 26 |
| 2.22 | Talon Tele-operated [17] . . . . .  | 27 |
| 2.23 | Sistema de endoscopia sem fios [18] . . . . .   | 28 |
| 2.24 | Diagrama do sistema proposto JAXA L-SPS [13] . . . . .  | 28 |
| 2.25 | Modelo de carregamento dos Iphone mais recentes: a) Protótipo, b) Princípio de funcionamento [19] . . . . . | 29 |
| 2.26 | Tecnologia proposta pela Alliance for Wireless Power Technology [20] . . . . .                              | 30 |
| 2.27 | Tecnologia PMA [21] . . . . .   | 31 |
| 2.28 | Estimativa dos dispositivos conetados (IoT) ao longo dos anos [22] . . . . .                                | 32 |
| 2.29 | Diagrama de blocos do sistema implementado em [22] . . . . .  | 33 |
| 3.1  | Digrama de Blocos de um sistema WPT, baseado em [14] . . . . .  | 35 |
| 3.2  | Curva I-V característica de um díodo [14] . . . . .   | 37 |
| 3.3  | Representação do circuito elétrico equivalente do díodo . . . . .   | 37 |
| 3.4  | Retificador de meia onda . . . . .  | 40 |
| 3.5  | Retificador com díodo em paralelo . . . . .   | 40 |
| 3.6  | Retificador de onda completa . . . . .  | 41 |

|      |  |    |
|------|--|----|
| 3.7  | Multiplicador de tensão de um estágio . . . . .  | 41 |
| 3.8  | Multiplicador de tensão de Dickson . . . . .   | 42 |
| 3.9  | Array de antenas microstrip 2x2 . . . . .  | 43 |
| 3.10 | (Nebo-M), agregado de antenas construído pela Rússia [23] . . . . .  | 43 |
| 3.11 | Array de antenas linear e uniforme, adaptado de [24] . . . . .   | 45 |
| 3.12 | Fator de agregado: a) agregado de 3 elementos, b) agregado de 4 elementos, c) agregado de 8 elementos . . . . .  | 47 |
| 3.13 | Array de antenas planar e uniforme [24] . . . . .  | 48 |
| 3.14 | Visão 3D do array planar [25] . . . . .  | 50 |
| 3.15 | Antena planar com um ponto de foco em $(0,0,r_o)$ , baseado em [26] . . . . .  | 51 |
|      |  |    |
| 4.1  | Antena microstrip . . . . .  | 54 |
| 4.2  | Coefficiente de reflexão da antena patch simples . . . . .   | 56 |
| 4.3  | Diagrama de radiação em campo distante da antena patch simples . . . . .   | 56 |
| 4.4  | Array 4x4 EPA sem malha de alimentação . . . . .   | 57 |
| 4.5  | Array 4x4 EPA . . . . .  | 58 |
| 4.6  | Coefficiente de reflexão do array 4x4 EPA . . . . .  | 59 |
| 4.7  | Diagrama de radiação em campo distante do array 4x4 EPA . . . . .  | 59 |
| 4.8  | Array 4x4 focal em campo próximo . . . . .   | 61 |
| 4.9  | Coefficiente de reflexão do array 4x4 focal em campo próximo . . . . .   | 62 |
| 4.10 | Diagrama de radiação em campo distante do array 4x4 NFF . . . . .  | 62 |
| 4.11 | Antena 2x2 . . . . .   | 63 |
| 4.12 | Coefficiente de reflexão do array 2x2 . . . . .  | 64 |
| 4.13 | Diagrama de radiação em campo distante do array 2x2 . . . . .  | 64 |
| 4.14 | Esquemático do CST utilizado na análise da distribuição do campo elétrico . . . . .  | 65 |
| 4.15 | Distribuição do campo elétrico, ao longo do eixo dos $-ZZ$ , produzido pelos arrays de transmissão . . . . .   | 65 |
| 4.16 | Campo elétrico produzido pelo array EPA no plano $r_o=200$ mm, consoante a configuração da antena de recepção: a) Patch Simples, b) Array 2x2 . . . . .            | 67 |
| 4.17 | Campo elétrico produzido pelo array NFF no plano $r_o=200$ mm, consoante a configuração da antena de recepção: a) Patch Simples, b) Array 2x2 . . . . .            | 67 |
| 4.18 | Campo elétrico normalizado (dB) produzido pelo NFF no plano $r_o=200$ mm, consoante a configuração da antena de recepção: a) Patch Simples, b) Array 2x2 . . . . . | 67 |
| 4.19 | Antena patch . . . . .   | 68 |
| 4.20 | Coefficiente de reflexão da antena patch simples . . . . .   | 69 |
| 4.21 | Diagrama de radiação em campo distante da antena patch simples . . . . .   | 70 |
| 4.22 | Array 8x8 EPA . . . . .  | 71 |
| 4.23 | Coefficiente de reflexão do array 8x8 EPA . . . . .  | 72 |
| 4.24 | Diagrama de radiação em campo distante do array 8x8 EPA . . . . .  | 72 |
| 4.25 | Array 8x8 focal em campo próximo . . . . .   | 74 |
| 4.26 | Coefficiente de reflexão do array 8x8 focal em campo próximo . . . . .   | 75 |
| 4.27 | Diagrama de radiação em campo distante do array 8x8 NFF . . . . .  | 75 |
| 4.28 | Array 4x4 . . . . .  | 76 |
| 4.29 | Coefficiente de reflexão do array 4x4 . . . . .  | 77 |
| 4.30 | Diagrama de radiação em campo distante do array 4x4 . . . . .  | 77 |
| 4.31 | Distribuição do campo elétrico ao longo do eixo dos $-ZZ$ produzido pelos arrays de transmissão . . . . .  | 78 |

|      |   |     |
|------|---|-----|
| 4.32 | Campo elétrico produzido pelo array EPA no plano $Z = r_o = 450$ mm, consoante a configuração da antena de receção: a) Array 2x2, b) Array 4x4 . . . . .                  | 79  |
| 4.33 | Campo elétrico produzido pelo array NFF no plano $Z = r_o = 450$ mm, consoante a configuração da antena de receção: a) Array 2x2, b) Array 4x4 . . . . .                  | 79  |
| 4.34 | Campo elétrico normalizado (dB) produzido pelo array NFF no plano $Z = r_o = 450$ mm, consoante a configuração da antena de receção: a) Array 2x2, b) Array 4x4 . . . . . | 80  |
| 5.1  | Protótipo da antena de receção (2x2) . . . . .  | 82  |
| 5.2  | Coefficiente de reflexão do array 2x2 . . . . .   | 83  |
| 5.3  | Diagrama de radiação em campo distante do array 2x2 . . . . .   | 84  |
| 5.4  | Vista frontal do protótipo do array 4x4 EPA . . . . .   | 85  |
| 5.5  | Vista da retaguarda do protótipo do array 4x4 EPA . . . . .   | 85  |
| 5.6  | Coefficiente de reflexão do array 4x4 EPA . . . . .   | 86  |
| 5.7  | Diagrama de radiação em campo distante do array 4x4 EPA . . . . .   | 86  |
| 5.8  | Protótipo do array 4x4 NFF . . . . .  | 87  |
| 5.9  | Coefficiente de reflexão do array 4x4 focal em campo próximo (NFF) . . . . .  | 88  |
| 5.10 | Diagrama de radiação em campo distante do array 4x4 NFF . . . . .   | 88  |
| 5.11 | Montagem experimental usada para medição da eficiência . . . . .  | 89  |
| 5.12 | Eficiência dos sistemas implementados . . . . .   | 90  |
| 5.13 | Protótipo do array de receção . . . . .   | 91  |
| 5.14 | Coefficiente de reflexão da antena de receção 4x4 . . . . .   | 92  |
| 5.15 | Diagrama de radiação em campo distante do array de receção 4x4 . . . . .  | 93  |
| 5.16 | Protótipo do array 8x8 EPA . . . . .  | 94  |
| 5.17 | Coefficiente de reflexão do array 8x8 EPA . . . . .   | 95  |
| 5.18 | Diagrama de radiação em campo distante do array 8x8 EPA . . . . .   | 95  |
| 5.19 | Protótipo do array 8x8 focal em campo próximo . . . . .   | 96  |
| 5.20 | Coefficiente de reflexão do array 8x8 focal em campo próximo . . . . .  | 97  |
| 5.21 | Diagrama de radiação em campo distante do array 8x8 NFF . . . . .   | 97  |
| 5.22 | Eficiência energética dos sistemas implementados medida em ambiente não anecoico . . . . .  | 98  |
| 5.23 | Montagem experimental efetuada: a) Vista frontal, b) Vista lateral . . . . .  | 99  |
| 5.24 | Eficiência dos sistemas implementados medida na câmara anecoica . . . . .   | 100 |
| A.1  | Dipolo $\lambda/2$ . . . . .  | 108 |
| A.2  | Horn antena circular . . . . .  | 109 |
| A.3  | Antena Microstrip . . . . .   | 110 |
| A.4  | Polarizações das ondas eletromagnéticas: a) Linear vertical, b) Linear horizontal, c) Circular, d) Elíptica, [24] . . . . .   | 111 |
| A.5  | Sistema de coordenadas esféricas, baseado em [24] . . . . .   | 112 |
| A.6  | Tipos de diagramas de radiação [27] . . . . .   | 112 |
| A.7  | Representação gráfica do diagrama de radiação em 2D [12] . . . . .  | 113 |
| A.8  | Circuito Equivalente de uma antena em transmissão, baseado em [12] . . . . .  | 115 |
| A.9  | Diagrama representativo de uma antena em transmissão, baseado em [12] . . . . .   | 116 |
| A.10 | Conceito de área efetiva de uma antena, baseado em [12] . . . . .   | 117 |
| A.11 | Antena Microstrip: a) Vista lateral, b) Vista frontal, baseado em [9, 24] . . . . .   | 120 |
| A.12 | Circuito elétrico equivalente de uma antena microstrip [28] . . . . .   | 120 |

|      |   |     |
|------|---|-----|
| A.13 | Representação do fringing effect, baseado em [9, 24] . . . . .  | 121 |
| A.14 | Esquemático da técnica de alimentação utilizando linha microstrip: a) Antena microstrip, b) Antena microstrip com reentrada, c) circuito elétrico equivalente ([9, 24, 28, 29]) . . . . . | 122 |
| A.15 | Esquemático da técnica de alimentação utilizando cabo coaxial: a) Vista lateral, b) circuito elétrico equivalente ([9, 24, 28, 29]) . . . . .   | 123 |
| A.16 | Esquemático da técnica de alimentação por abertura: a) vista lateral, b) circuito elétrico equivalente ([9, 28, 29]) . . . . .  | 124 |
| B.1  | Esquema da câmara anecoica [15] . . . . .   | 126 |
| C.1  | Top layer do array 2x2 . . . . .  | 127 |
| C.2  | Esquemático da malha de excitação do array 2x2 . . . . .  | 128 |
| C.3  | Simulação dos parâmetros S da malha de excitação do array 2x2 . . . . .   | 129 |
| C.4  | Layout da malha excitação do array 2x2 após a simulação eletromagnética . . . . .   | 130 |
| C.5  | Simulação dos parâmetros S malha de excitação do array 2x2 após a simulação eletromagnética . . . . .   | 130 |

# Lista de Tabelas

|      |   |     |
|------|---|-----|
| 2.1  | Breve evolução histórica do WPT . . . . .   | 13  |
| 2.2  | Símbolos e unidades utilizadas segundo o Sistema Internacional (SI) . . . . .                     | 15  |
| 3.1  | Parâmetros característicos de um díodo . . . . .  | 38  |
| 4.1  | Bandas de Frequência livres disponibilizadas pela ISM [11] . . . . .                              | 54  |
| 4.2  | Dimensões da antena patch simples . . . . .   | 55  |
| 4.3  | Dimensões do array 4x4 EPA . . . . .  | 58  |
| 4.4  | Distribuição de fases dos elementos do 2º quadrante do array NFF . . . . .                        | 60  |
| 4.5  | Dimensões do array 4x4 focal em campo próximo . . . . .   | 61  |
| 4.6  | Dimensões do array 2x2 . . . . .  | 63  |
| 4.7  | Dimensões da antena patch . . . . .   | 69  |
| 4.8  | Dimensões do array 8x8 EPA . . . . .  | 71  |
| 4.9  | Distribuição de fases dos elementos do 2º quadrante do array 8x8 focal em campo próximo . . . . . | 73  |
| 4.10 | Dimensões do array 8x8 focal em campo próximo . . . . .   | 74  |
| 4.11 | Dimensões do array 4x4 . . . . .  | 76  |
| A.1  | Dependência das características das antenas com o substrato utilizado [28] . . . . .              | 119 |
| B.1  | Caracterização da antena de referência a diferentes frequências . . . . .                         | 126 |



# Lista de Acrónimos

|                 |  |
|-----------------|--|
| <b>AC</b>       | Alternating Current  |
| <b>ADS</b>      | Advanced Design System   |
| <b>A4WP</b>     | Alliance for Wireless Power Technology                           |
| <b>CST</b>      | Computer Simulation Technology                                   |
| <b>DC</b>       | Direct Current   |
| <b>IoT</b>      | Internet of Things   |
| <b>EPA</b>      | Equal Phased Array   |
| <b>FA</b>       | Fator de Agregado  |
| <b>FE</b>       | Fator de Elemento  |
| <b>ISM</b>      | Industrial, Scientific and Medical                               |
| <b>ISY-METS</b> | International Space Year- Microwave Energy Transmission in Space |
| <b>IT</b>       | Instituto de Telecomunicações                                    |
| <b>LFEPN</b>    | Largura de Feixe Entre os Primeiros Nulos                        |
| <b>LFMP</b>     | Largura de Feixe a Meia Potência                                 |
| <b>MILAX</b>    | Microwave Lifted Airplane Experiment                             |
| <b>MINIX</b>    | Microwave Ionosphere Nonlinear Interaction Experiment            |
| <b>MIT</b>      | Massachusetts Institute of Technology                            |
| <b>MPT</b>      | Microwave Power Transmission                                     |
| <b>NFF</b>      | Near Field Focused   |
| <b>PMA</b>      | Power Matter Alliance  |
| <b>RF</b>       | Radio Frequency  |
| <b>RFID</b>     | Radio Frequency Identification                                   |
| <b>SHARP</b>    | Stationary High Altitude Relay Platform                          |
| <b>SI</b>       | Sistema Internacional  |

**SPS** Solar Power Satellite

**VNA** Vector Network Analyser

**WPC** Wireless Power Consortium

**WPT** Wireless Power Transmission

**WSN** Wireless Sensor Network



# Introdução

## 1.1 Enquadramento e Motivação

O mundo está de olhos postos nos avanços tecnológicos que surgem dia após dia. O mercado dos dispositivos eletrónicos está em alta e a crescer de uma forma exponencial, de modo a satisfazer as necessidades dos consumidores. Em consequência do aumento do número dos dispositivos eletrónicos alimentados por baterias, acentua-se a preocupação em combater os problemas climáticos que o planeta Terra atravessa. A necessidade da redução do número de baterias e o desejo de tornar os dispositivos eletrónicos cada vez mais autónomos (independentes de baterias ou cabos de alimentação) fez surgir, nos últimos anos, um especial interesse sobre o estudo dos sistemas de transmissão de energia sem fios, em inglês "*Wireless Power Transmission*" (WPT).

Os sistemas de transmissão de energia sem fios permitem fornecer energia através do ar a um sistema sem a necessidade da existência de cabos ou baterias. Estes sistemas estão cada vez mais presentes no nosso quotidiano nas mais diversas áreas e aplicações e, em breve, assumirão um papel importante na técnica de alimentação dos diversos dispositivos. Os sistemas WPT podem ser utilizados no carregamento de dispositivos, como por exemplo: telemóveis, carros elétricos, drones e sensores. A principal característica destes sistemas que deixa de pé atrás a comunidade científica e tecnológica, é o valor da eficiência energética dos mesmos. Na região de campo próximo, estes sistemas apresentam uma eficiência de valor aceitável mas, à medida que a distância entre as antenas de transmissão e de receção aumenta, a eficiência do sistema diminui devido às perdas existentes em espaço livre. Este facto tem despertado especial interesse na comunidade científica e tem despoletado a realização de vários estudos com a finalidade de aumentar a eficiência energética dos sistemas WPT.

É bastante comum a utilização de bobinas na implementação de sistemas WPT a operar em campo próximo. Porém, problemas como a quantidade de energia a transmitir, as elevadas frequências de operação, o alinhamento necessário entre as bobinas transmissora e recetora e o tamanho das mesmas, tornam imperativo o estudo de outras alternativas para a transmissão de energia. Tendo em vista o aumento da eficiência dos sistemas, propõe-se nesta dissertação a utilização de agregados de antenas com a capacidade de foco num ponto específico localizado na região de campo próximo. Quando comparadas com as antenas convencionais, normalmente focais em campo distante, estas antenas proporcionam uma maior intensidade de campo no ponto de foco, aumentando assim, a energia fornecida à antena recetora.

## 1.2 Objetivos

O principal objetivo desta dissertação prende-se com o dimensionamento de uma antena com capacidade de foco em campo próximo de forma a maximizar a eficiência energética de um sistema WPT, num determinado ponto. Para cumprir com o objetivo proposto, é imprescindível: o estudo e compreensão dos sistemas WPT e dos seus constituintes, o projeto e simulação das antenas a utilizar e, por fim, o teste do sistema implementado.

## 1.3 Estrutura da dissertação

Para além do capítulo 1, esta dissertação é constituída pelos capítulos apresentados, resumidamente, em seguida:

- **Capítulo 2- Estado da Arte:** Ao longo deste capítulo, é apresentado um estudo detalhado do método de transmissão de energia sem fios (WPT), contextualizando o leitor, não só, da evolução histórica deste método, mas também, das leis que regem o seu funcionamento. São descritas as diferentes regiões de trabalho destes sistemas e caracterizados os vários métodos existentes para a concretização da transferência de energia sem fios. No fim deste capítulo, é também abordada a aplicabilidade dos métodos WPT no quotidiano.
- **Capítulo 3- Elementos constituintes de um sistema WPT:** A leitura do capítulo 3 é extremamente importante para que o leitor compreenda o funcionamento dos sistemas WPT. Neste capítulo são apresentadas algumas das topologias de circuitos retificadores utilizados no bloco de receção para realizar a conversão RF-DC, são abordados os agregados de antenas e as suas características e, é ainda descrito o processo de dimensionamento utilizado na construção dos arrays focais em campo próximo, presentes neste documento.
- **Capítulo 4:- Design e Simulação:** As antenas necessárias à realização deste trabalho foram dimensionadas e simuladas recorrendo a software adequado (ADS e CST). Todos os passos seguidos na construção destas antenas são descritos ao longo deste capítulo, apresentando ao leitor todos os cálculos realizados e todas as decisões tomadas. Neste trabalho, foram dimensionados dois sistemas WPT funcionais a duas frequências de trabalho distintas (2.4 GHz e 5.8 GHz). Analisou-se para cada um dos sistemas implementados a variação da eficiência energética com a distância entre as antenas que os constituíam, quando a antena de transmissão constituinte do sistema apresentava uma capacidade de foco em campo próximo e no caso em que a antena de transmissão era focal em campo distante.
- **Capítulo 5:- Implementação e Resultados Experimentais:** Seguidamente ao projeto e simulação do comportamento das antenas dimensionadas, procedeu-se à sua impressão e à construção dos sistemas que serviram de objeto de análise no estudo efetuado. Neste capítulo, são apresentados os protótipos dos sistemas analisados e todos os testes realizados para avaliação dos mesmos.

- **Capítulo 6:- Conclusões e Trabalho Futuro:** Findado o estudo inerente a esta dissertação, analisaram-se os resultados obtidos e extraíram-se as principais conclusões. Neste capítulo, para além das conclusões obtidas neste trabalho, sugerem-se também eventuais melhorias que poderão ser aplicadas nos sistemas desenvolvidos e possíveis etapas que poderão ser realizadas de modo a complementar o trabalho efetuado

Para além destes capítulos, é apresentado em apêndice informação que o autor considera relevante para uma melhor compreensão do estudo realizado, tal como:

- **Noções Fundamentais de antenas:** Este capítulo visa dar a conhecer ao leitor, os vários tipos de antenas existentes e quais os parâmetros fundamentais utilizados na sua caracterização. Para além disso, são descritos todos os passos necessários à construção de uma antena microstrip.
- **Medições na câmara anecoica:** Os diagramas de radiação das antenas impressas foram medidos recorrendo a uma câmara anecoica. Neste capítulo é apresentada a câmara anecoica utilizada e, é descrito o processo de medição do diagrama de radiação.
- **Construção da malha de excitação de um array no ADS:** As malhas de excitação dos agregados presentes neste documento foram desenvolvidas recorrendo ao ADS. Com este capítulo pretende-se elucidar o leitor das etapas e testes que têm que ser realizadas na construção e avaliação das mesmas.



## Estado da Arte

Este capítulo encontra-se dividido em 5 secções. Primeiramente, será apresentada uma linha histórica da técnica de transmissão de energia sem fios, sendo apresentados alguns dos feitos que mais contribuíram para o aparecimento, desenvolvimento e aperfeiçoamento desta técnica de transferência de energia.

Nas secções seguintes, serão retratadas as leis que regem o princípio de funcionamento desta técnica, serão apresentados os métodos normalmente utilizados na transferência de energia e a aplicabilidade do WPT no quotidiano.

### 2.1 Linha histórica da transmissão de energia sem fios

Tipicamente, a maioria dos dispositivos eletrónicos, como é o caso dos telemóveis, computadores e eletrodomésticos é alimentada por baterias, que apresentam uma capacidade de armazenamento limitada e que necessitam de ser substituídas ou recarregadas regularmente, ou por fios condutores. Num mundo cada vez mais tecnológico, é imperativa a erradicação dos fios condutores e a redução das largas centenas de toneladas de pilhas e baterias utilizadas. As alterações climáticas sentidas em todo o planeta Terra, resultantes do efeito de estufa, são um dos temas mais preocupantes do século XXI. A transmissão de energia sem fios vem não só proporcionar sistemas mais sofisticados e simples, acompanhando assim as necessidades dos utilizadores, como também contribuir para a construção de um mundo mais ecológico, atenuando os efeitos nefastos causados pelas mudanças climáticas [30, 31]. A transmissão de energia sem fios é um processo de transferência de energia que ocorre entre um transmissor e um recetor, sem que haja uma conexão cablada entre eles. A técnica de transferência de energia sem fios surgiu há vários anos atrás e veio revolucionar o método tradicional utilizado até então na alimentação dos sistemas.

Embora a maior parte dos consumidores de novas tecnologias apenas tenha descoberto os sistemas WPT recentemente, devido ao "boom" tecnológico que ocorreu desde a década passada, os primeiros passos históricos no desenvolvimento desta técnica remontam ao ano de 1826, quando André Marie-Ampère demonstrou o aparecimento de um campo magnético em redor de um condutor quando este é percorrido por uma corrente [11]. Alguns anos mais tarde, em 1861, James C. Maxwell previu a existência de ondas eletromagnéticas e descreveu-as matematicamente, dando origem às equações de Maxwell, descritas na secção seguinte.

As equações de Maxwell, apresentadas em 1864 num artigo designado "*On Physical Lines of Force*", resultam da união de várias equações físicas que eram, até essa altura, aparentemente independentes e são consideradas as equações mais importantes do mundo da Física [4, 11].

Nikola Tesla deu continuidade aos estudos desenvolvidos na área da transmissão de energia através de ondas rádio e focou-se no processo de transmissão de energia de um ponto para outro sem a necessidade de empregar cablagem. Considerado o "Pai do Wireless", Tesla foi o primeiro a conceber a ideia de transmissão de energia elétrica sem a utilização de condutores [32]. Em 1893, Tesla apresentou numa exposição em Chicago, "Worlds's Columbian Exposition", uma experiência que viria a revolucionar o rumo de toda a história de transmissão de energia. Nesta experiência, Tesla demonstrou o processo de alimentação de lâmpadas WPT, figura (2.1) [4, 6, 11].



Figura 2.1: Fotografia de Nicole Tesla a segurar numa lâmpada WPT [1]

Em 1901, Tesla construiu a *Wardenclyffe Tower*, presente na figura (2.2), com o objetivo de transmitir energia elétrica para vários pontos do globo tirando partido da Ionosfera. Citando Tesla "*This energy will be collected all over the globe preferably in small amounts, ranging from a fraction of one to a few horse-power. One of its chief uses will be the illumination of isolated homes*" [4, 6]. A torre desenvolvida por Tesla era constituída por uma bobina de grandes dimensões, alimentada com 300 kW de potência e com uma frequência de trabalho de 150 kHz, colocada no topo de um poste com aproximadamente 61 metros de altura.

Infelizmente, a experiência de Tesla fracassou devido à dispersão total da potência transmitida em todas as direções. A torre foi demolida anos mais tarde, durante a Primeira Guerra Mundial [4, 11].



Figura 2.2: Wardencliff Tower [2]

Apesar dos efeitos nefastos causados pelas Primeira e Segunda Guerras Mundiais, estas foram as maiores impulsionadoras do desenvolvimento e aperfeiçoamento do mundo da rádio frequência (RF). O desenvolvimento de tecnologias, como o radar, fomentou o aparecimento de aplicações a operar a frequências mais elevadas e a uma potência superior, proporcionando um aumento da eficiência do processo de transmissão devido à capacidade de foco permitida pelas micro-ondas. Abertas as portas para a transferência de energia sem fios utilizando micro-ondas, processo designado por *Microwave Power Transfer* (MPT), estava dada a ordem de partida para o aparecimento de novos estudos e novas tecnologias.

William C. Brown foi um dos entusiastas da altura que aproveitou todo o progresso resultante das Guerras Mundiais. Em 1963, Brown desenvolveu uma rectena, um sistema constituído por uma antena e um retificador, que tinha como função captar energia RF e transformá-la em energia DC. O sistema proposto por esse Engenheiro Elétrico apresentava uma eficiência de, aproximadamente, 50 % para uma potência de saída de 4 W e 40 % para uma potência de saída de 7 W [4]. Em 1964, Brown desenvolveu com sucesso um helicóptero MPT, empregando para isso a rectena desenvolvida anteriormente. O helicóptero, composto por hélices com 1.8 m de diâmetro, atingiu uma altura de 15 metros relativamente ao solo, figura (2.3) [3].

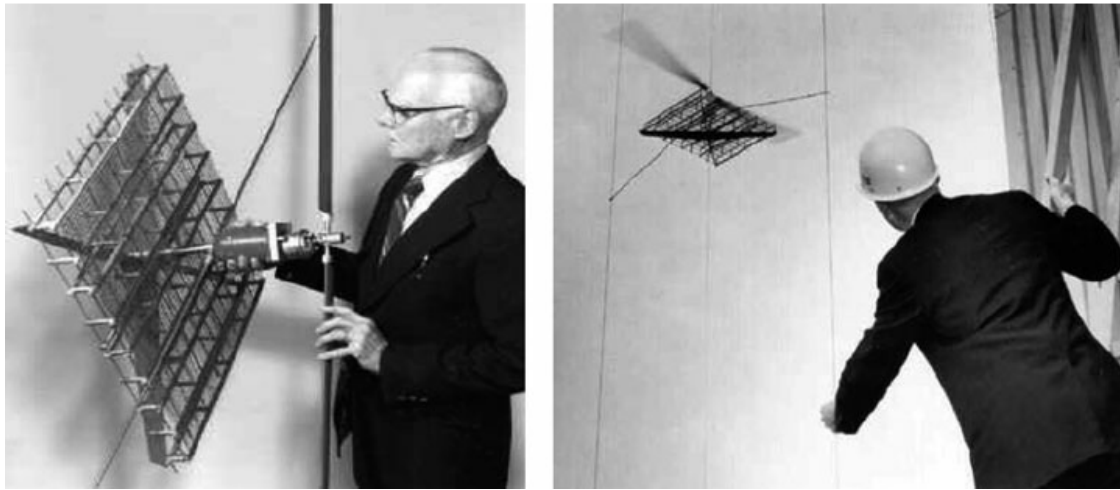


Figura 2.3: Experiência efetuada por William Brown, helicóptero MPT [3]

Os anos que se seguiram foram de grande dedicação e estudo para Brown, que dedicou parte do seu tempo a otimizar o sistema apresentado anteriormente. Em 1968, presenteou o mundo com o *"beam-positioned helicopter"*, um helicóptero MPT que se posicionava automaticamente consoante o centro do feixe micro-ondas [31]. No decorrer do ano de 1975, trabalhando conjuntamente com Richard Dickinson, demonstrou o maior sistema MPT apresentado na época. O sistema, funcional a uma frequência de 2.388 GHz, era composto por uma antena de transmissão com 26 metros de diâmetro e uma antena de receção com dimensão (3.4 m x 7.2 m), distanciadas 1.54 Km. Nesta experiência, um sinal micro-ondas de 450 kW foi enviado pelo transmissor e o sinal DC retificado obtido no bloco de receção rondava os 30 kW com 82.5 % de eficiência de retificação [4]. Sete anos antes de Brown apresentar o sistema anterior (1968), Peter Glaser expôs um novo conceito, *Solar Power Satellite* (SPS), que será descrito posteriormente nesta dissertação [4, 33].

Após todo o trabalho na área do WPT, foram muitos os cientistas que trilharam o caminho já iniciado. Já nos anos 80, vários cientistas japoneses propuseram inúmeras tecnologias baseadas em WPT. Em 1983, uma equipa japonesa liderada por Hiroshi Matsumoto, levou a cabo a primeira experiência WPT realizada no espaço, designada MINIX (*Microwave Ionosphere nonlinear interaction experiment*), figura (2.4). Uma década depois (1993), a mesma equipa desenvolveu o ISY-METS (*International Space Year - Microwave Energy Transmission in Space*), experiência baseada na interação não linear existente entre as micro-ondas e o plasma ionosférico, que visava demonstrar a transmissão de energia no espaço [4, 31].



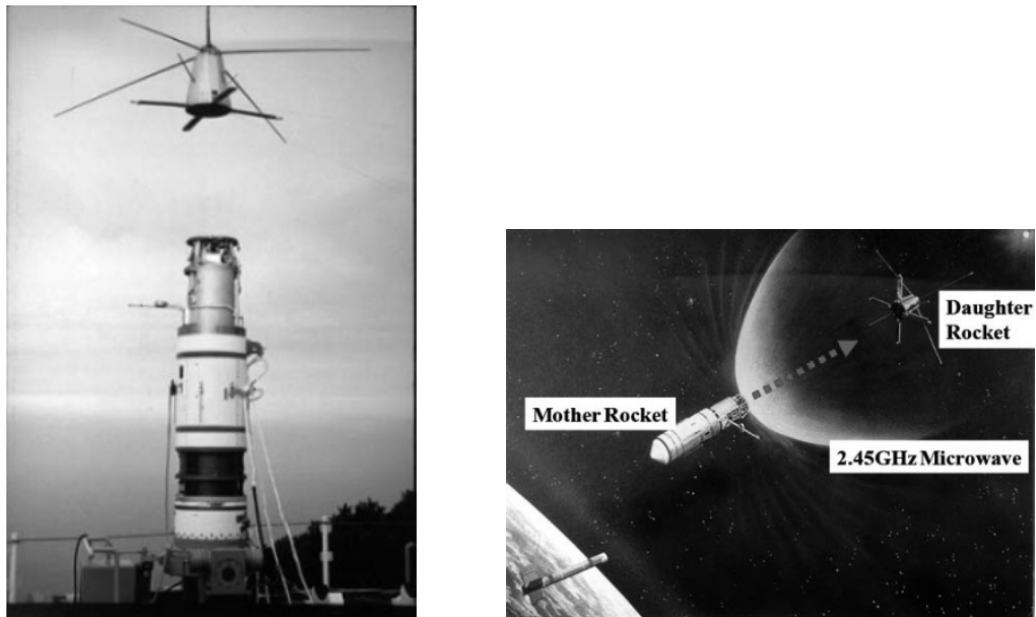


Figura 2.4: Experiência MINIX [4]

O mundo estava rendido a esta nova técnica de transmissão de energia, multiplicando-se de dia para dia o número de estudos e tecnologias referentes a essa área. Um grupo de investigadores canadianos propôs, em 1987, um avião WPT, experiência intitulada por SHARP (*Stationary High Altitude Relay Platform*), figura (2.5) [4]. O avião apresentava 2.9 m de comprimento e umas asas de 4.5 m. O avião era alimentado por um sinal micro-ondas com 10 kW de potência, transmitido a 2.45 GHz. Esta experiência foi extremamente bem sucedida. O avião conseguiu sobrevoar o chão até uma distância 150 metros.



Figura 2.5: Experiência canadiana SHARP [4]

Após os canadianos, também os japoneses apostaram no desenvolvimento de um avião alimentado por um feixe micro-ondas, apresentando o mundo em 1992 com MILAX (*Microwave Lifted Airplane Experiment*), figura (2.6). O projeto MILAX consistiu no envio de um sinal de 1.25 kW a 2.411 GHz, utilizando uma antena de transmissão (phased array de 288 elementos) colocada no tejadilho de um carro, para uma antena de recepção (array de 120 rectenas) aplicada no avião, que sobrevoava a 10 metros relativamente ao solo. A máxima potência DC obtida neste projeto foi de 88 W.

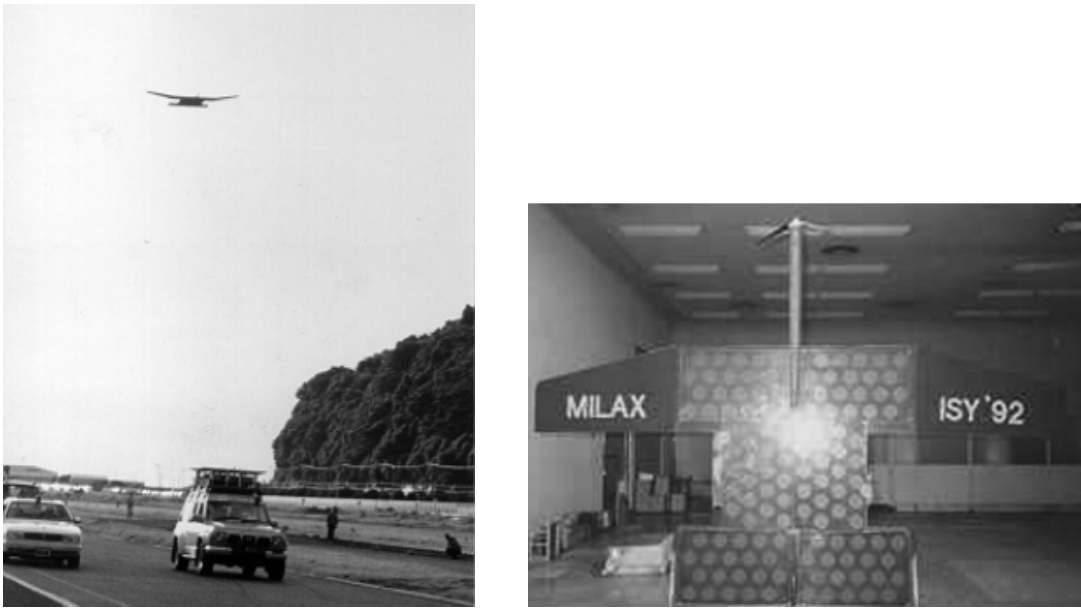


Figura 2.6: Experiência Japonesa MILAX [4]

A par com a transferência de energia sem fios utilizando ondas rádio, foram também propostas várias tecnologias baseadas na transferência de energia utilizando acoplamento indutivo e capacitivo. Na transferência de energia por acoplamento indutivo e capacitivo, são utilizadas frequências de ordem inferior (kHz-MHz).

Em 1894, M.Huntin e M. Le-Blanc demonstraram a possibilidade de carregamento de um carro elétrico através de acoplamento indutivo. Esta experiência caiu em desmérito após o aparecimento dos primeiros carros a combustível. Apesar da irrelevância atribuída à experiência anterior, em 1972, um professor da Universidade da Nova Zelândia, Don Otto, propôs um veículo elétrico alimentado empregando o mesmo método de transferência de energia. Para isso, Don Otto recorreu a um gerador de 10 kHz e duas secções circulares de cobre distanciadas 20 cm, como transmissor e recetor [4].

Em 1990, é apresentado, na Califórnia, o protótipo de um autocarro em que a recarga da bateria ocorria através de bobinas indutoras colocadas por baixo do asfalto, esta experiência atingiu 80 % de eficiência, figura (2.7) [6].

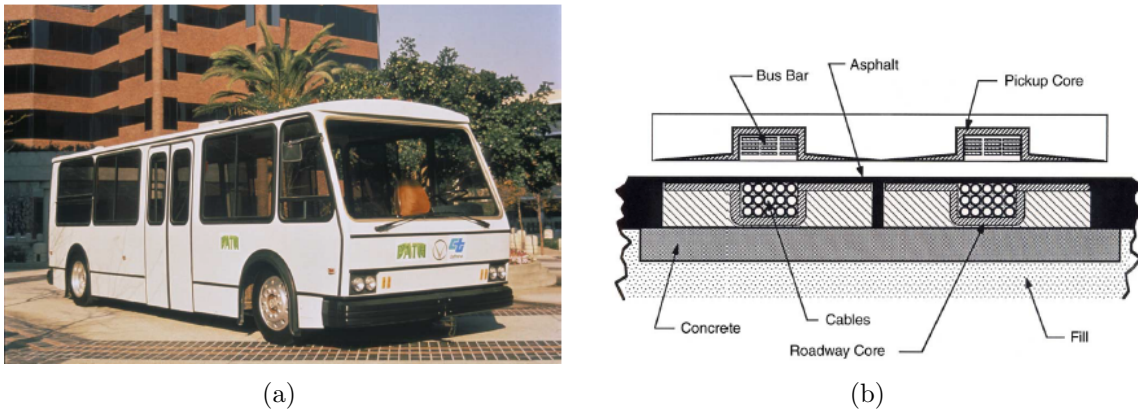


Figura 2.7: Autocarro WPT desenvolvido no programa PATH [5]

Já em pleno século XXI, mais precisamente em 2007, uma equipa do MIT implementou um setup, figura (2.8), que permitia alimentar uma lâmpada de 60 W, localizada a 2 metros de distância do transmissor, com uma eficiência de operação de 40 %, utilizando o método de acoplamento indutivo ressonante. O esquemático do aparato experimental utilizado está ilustrado na figura (2.8). A bobina A, ligada a um oscilador de Colpitts a 9.9 MHz, transferia energia para uma bobina helicoidal emissora (S), sintonizada à mesma frequência do oscilador. A bobina emissora (S) induzia uma corrente na bobina recetora (D), situada a 2 metros da bobina emissora. Por fim, a energia captada pela bobina de carga (B) permitia a alimentação de uma lâmpada de 60 W [6].

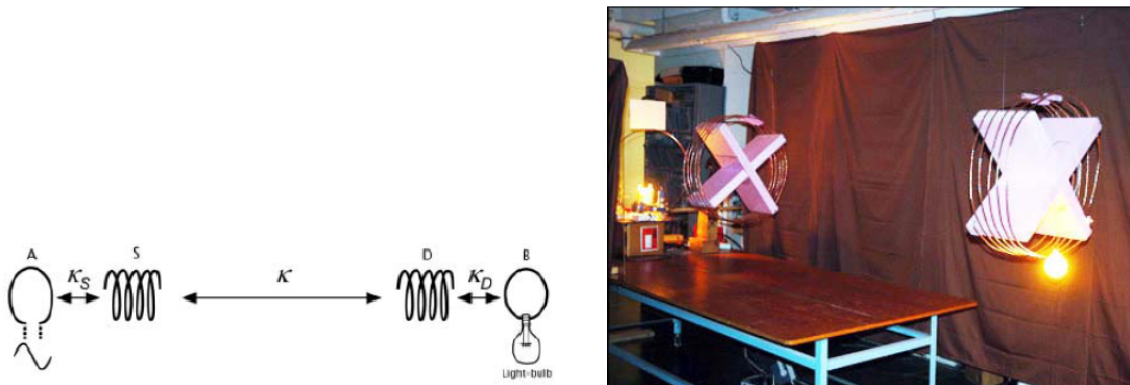


Figura 2.8: Protótipo proposto pelo MIT [6]

Em 2008, ano marcante para a história e evolução do WPT, nasce um consórcio intitulado "Wireless Power Consortium" (WPC) e realizou-se, com sucesso, a transmissão de um sinal micro-ondas, com 20 W de potência, entre duas ilhas do Hawaii distanciadas de 148 Km [31].

O consórcio WPC era composto por 8 empresas importantes no mundo tecnológico: *ConvenientPower*, *Fulton Innovation*, *Logitech*, *Motorola*, *National Semiconductor Corporation*, *Royal Philips*, *Sanyo* e *SangFei Consumer Communications* [7]. Este consórcio visava desenvolver um padrão internacional (standard) de estações de carregamento sem fios para alimentação de dispositivos eletrónicos certificados.

Os padrões estipulados pelas empresas fundadoras prendem-se com as características dos níveis de potência, eficiência de transmissão, potência em modo de standby, facilidade de utilização e distância de carregamento.

Em 2010, é apresentada uma televisão HD alimentada pelo método indutivo ressonante [14] e é publicado o primeiro standard designado por Qi. Um ano mais tarde (2011), nasce o primeiro smartphone que utiliza esta tecnologia.

Em 2015, o Japão anuncia a transmissão com sucesso de 1.8 kW de potência a um recetor de pequenas dimensões localizado a 55 metros de distância.

O mundo tecnológico está completamente rendido à transmissão de energia sem fios, sendo cada vez maior o número de aplicações que atualmente utilizam esta tecnologia. Após uma análise do número de empresas que integra o WPC é evidente o especial interesse que esta técnica tem vindo a despertar, figura (2.9). Em 2014, o consórcio apresentava mais de 200 empresas membro. Atualmente, quatro anos depois (2018), já conta com 23 empresas na direção e 641 empresas membro [34]. Para além do WPC, foram formadas outras alianças e consórcios (alguns deles apresentados posteriormente neste documento).

Estima-se que, muito em breve, o WPT esteja na base de alimentação de todos os dispositivos, deixando para trás o elevado número de baterias desperdiçadas e os longos metros de cabos e fios utilizados atualmente.



Figura 2.9: Evolução do número de empresas pertencentes ao consórcio WPC [7]

## *Evolução histórica do WPT:*

Tabela 2.1: Breve evolução histórica do WPT

- 1826 • André Marie-Ampère demonstrou a relação entre campo magnético e campo elétrico
- 1864 • Maxwell descreveu as ondas eletromagnéticas matematicamente
- 1888 • Heinrich Hertz demonstra a propagação das ondas eletromagnéticas em espaço livre
- 1893 • Tesla apresentou em Chicago as primeiras lâmpadas alimentadas por WPT
- 1894 • M.Huntin e M.Le-Blanc efetuaram uma experiência para carregamento de um carro elétrico
- 1901 • Nicola Tesla dá início ao projeto "Wardenclyffe Tower"
- 1917 • Torre de Tesla foi demolida
- 1963 • Brown desenvolveu uma rectena
- 1964 • William C.Brown desenvolveu um helicóptero alimentado por WPT
- 1968 • William C.Brown desenvolveu o "beam positioned helicopter"
- 1968 • Peter Glaser propôs o conceito SPS
- 1972 • Professor Universitário Don Otto propôs um protótipo para carregamento de um carro elétrico
- 1975 • Brown e Dickinson demonstram o primeiro sistema MPT apresentado na época
- 1983 • Cientistas Japoneses realizam o primeiro projeto WPT realizado no espaço intitulada MINIX
- 1987 • Cientistas canadianos demonstram o primeiro protótipo avião WPT (SHARP)
- 1990 • Protótipo de um autocarro alimentado por WPT é apresentado na califórnia
- 1992 • Cientistas Japoneses realizam a experiência com phased arrays, intitulada MILAX
- 1993 • Cientistas Japoneses conduzem a experiência designada ISY-METS
- 2007 • Experiência do MIT demonstra a alimentação de uma lâmpada de 60 W a 2 m de distância
- 2008 • Formou-se o Consórcio WPT (WPC)
- 2008 • Realizou-se com sucesso a transmissão de energia sem fios entre duas ilhas do Hawaii
- 2010 • Estabeleceu-se a primeira norma de carregamento intitulada "Qi"
- 2010 • O Japão anunciou a primeira televisão HD WPT
- 2015 • Japão fornece com 1.8 kW de potência a um recetor localizado a 55 metros

## 2.2 Princípios de funcionamento da transmissão de energia sem fios

Na próxima secção, serão apresentadas as 4 equações que regem o princípio de funcionamento da transmissão de energia sem fios, as equações de Maxwell. As equações de Maxwell, que modelam o comportamento das ondas eletromagnéticas, são das equações mais importantes do mundo da física.

### 2.2.1 1ªEquação de Maxwell - Lei de Faraday para a indução

Em 1820, Oersted descobriu que correntes elétricas produzem campos magnéticos. Alguns anos mais tarde em 1831, Michael Faraday demonstrou que o comportamento recíproco também se verificava. Um campo magnético ( $\vec{B}$ ) variável no tempo induz o aparecimento de um campo elétrico ( $\vec{E}$ ) igualmente variável no tempo. O campo elétrico gerado é proporcional à variação do fluxo magnético [35].

- **Forma diferencial:**

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.1)$$

- **Forma integral:**

$$\oint_C \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\int_S \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{S} \quad (2.2)$$

### 2.2.2 2ªEquação de Maxwell - Lei de Ampère

Ampère demonstrou que, quando um fio condutor é percorrido por uma corrente ( $I$ ), surge em seu redor um campo magnético, ou seja, cargas elétricas em movimento geram um campo magnético (lei de Ampère). Maxwell reformulou a lei proposta por Ampère e demonstrou que o campo magnético pode também ser gerado por campos elétricos variáveis [14].

- **Forma diferencial:**

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (2.3a)$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (2.3b)$$

$$\vec{H} = \frac{\vec{B}}{\mu} \quad (2.3c)$$

- **Forma integral:**

$$\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{l} = \int_S \left( \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right) \cdot d\vec{S} \quad (2.4)$$

### 2.2.3 3ª Equação de Maxwell - Lei de Gauss

A 3ª equação de Maxwell, intitulada lei de Gauss, relaciona o comportamento do campo elétrico ( $\vec{E}$ ) com as cargas elétricas ( $q$ ). Segundo esta lei, se existirem cargas elétricas, o divergente da densidade de carga elétrica terá como resultado um valor diferente de zero, ou seja, existe uma proporcionalidade direta entre o fluxo elétrico que flui através de uma superfície fechada e a carga contida nessa superfície, equação (2.5a) [14, 35].

- **Forma diferencial:**

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (2.5a)$$

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (2.5b)$$

- **Forma integral:**

$$\oint_S \vec{D} \cdot d\vec{S} = \int_V \rho \cdot dV \quad (2.6)$$

### 2.2.4 4ª Equação de Maxwell - Lei da conservação do fluxo magnético

A 4ª equação de Maxwell faz referência à inexistência de cargas magnéticas. Segundo Maxwell, não existem cargas magnéticas. Deste modo, o divergente do campo magnético é sempre nulo.

- **Forma diferencial:**

$$\nabla \times \vec{B} = 0 \quad (2.7)$$

- **Forma integral:**

$$\oint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = 0 \quad (2.8)$$

Tabela 2.2: Símbolos e unidades utilizadas segundo o Sistema Internacional (SI)

| Símbolo    | Terminologia                      | Unidades SI      |
|------------|-----------------------------------|------------------|
| $\vec{E}$  | Vetor campo elétrico              | V/m              |
| $\vec{B}$  | Vetor campo magnético             | T                |
| $\vec{H}$  | Vetor intensidade magnética       | A/m              |
| $\vec{D}$  | Vetor densidade de fluxo elétrico | C/m <sup>2</sup> |
| $\vec{J}$  | Densidade de corrente             | A/m <sup>2</sup> |
| $\rho$     | Densidade volúmica de carga       | C/m <sup>3</sup> |
| $\epsilon$ | Permitividade do meio             | F/m              |
| $\mu$      | Permeabilidade do meio            | H/m              |

## 2.3 Diferenciação das regiões de campo

O campo eletromagnético em redor de uma antena pode ser decomposto em várias regiões consoante as características apresentadas.

No esquema presente na figura (2.10), encontram-se representadas as várias regiões do campo eletromagnético consoante a distância à antena. Normalmente, o campo é dividido em campo próximo e campo distante.

Em conformidade com a figura (2.10), considera-se em campo próximo qualquer ponto pertencente ao interior de uma esfera com raio inferior a  $r_2$ , equação (2.9), sendo que  $\lambda$  é o comprimento de onda de trabalho e  $D$  é a maior dimensão apresentada pela antena. A região de campo próximo pode ainda ser dividida em duas sub-regiões: zona de campo próximo reativo e zona de campo próximo radiante.

$$r_2 < \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.9)$$

A zona de campo próximo reativo, tradução do inglês *Reactive Near field*, é definida por qualquer ponto pertencente ao interior de uma esfera com um raio inferior a  $r_1$ , equação (2.10). Nesta zona, também conhecida como zona indutiva, predomina a componente reativa do campo, sendo que a relação entre a intensidade do campo elétrico e magnético é difícil de prever e de medir. Os campos elétrico e magnético apresentam um desfasamento de  $90^\circ$  entre si e grande parte da energia, que é transmitida pela antena de transmissão, não é recebida pela antena de receção, sendo armazenada na vizinhança da antena transmissora. A intensidade do campo elétrico ( $E$ ) é inversamente proporcional ao quadrado da distância ( $r^2$ ), enquanto que o campo magnético ( $B$ ) é inversamente proporcional ao cubo da distância ( $r^3$ ) [36].

A eficiência de operação dos sistemas que operam nesta região é elevada mas é fortemente dependente da distância entre as antenas que o constituem. Devido ao elevado acoplamento propício desta zona, existe um desvio na frequência de ressonância dos sistemas [8, 37, 38].

$$r_1 < 0.62 \times \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \quad (2.10)$$

A zona de campo próximo radiante, tradução do inglês *Radiative Near field*, também conhecida como a zona de Fresnel, é compreendida entre a zona de campo próximo reativo e a zona de campo distante, equação (2.11). Ultrapassada a barreira do campo próximo reativo começam a surgir os campos radiantes, ou seja, os campos reativos deixam de dominar. A energia predominante nesta zona resulta de uma combinação entre as componentes elétrica e magnética do campo. A relação entre o campo elétrico e o campo magnético é mais previsível, contudo ainda é complexa.

$$0.62 \times \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \leq r < \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.11)$$



A zona de campo distante, tradução do inglês *Far Field*, é definida por qualquer ponto pertencente ao exterior da esfera de raio  $r_2$ , equação (2.12), onde predominam campos radiantes/propagantes. Nesta região, os efeitos observáveis em campo próximo são desprezáveis. Os campos elétrico e magnético são ortogonais entre si e têm direção de propagação igual à de uma onda plana. A intensidade do campo é inversamente proporcional à distância da antena de transmissão ( $r$ ), ou seja, a potência radiada diminui com o quadrado da distância ( $r^2$ ) e não existe retorno da energia radiada pela antena transmissora.

$$r \geq \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.12)$$

A forma do diagrama de radiação de uma antena varia consoante a distância do ponto de observação à mesma, ou seja, conforme a região do campo. A variação do diagrama de radiação deve-se essencialmente à modificação das características do campo (amplitude e fase) [8]. Após uma análise da figura (2.11), é perceptível que, na região de campo próximo, mais concretamente na região reativa, o campo é mais uniforme, não existindo lobos. Quando a distância de observação aumenta, já na zona radiante do campo próximo, começam a formar-se lobos. Na zona de campo distante, a forma/amplitude do diagrama de radiação não varia com a distância.

Devido aos factos expostos anteriormente, as antenas são normalmente descritas consoante as características apresentadas em campo distante [9].

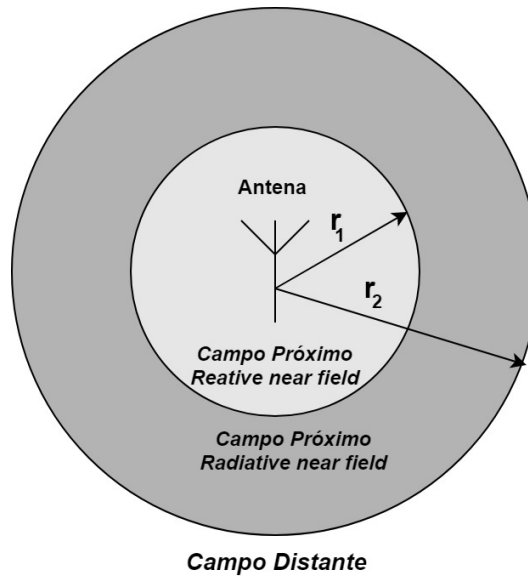


Figura 2.10: Regiões do campo, baseado em [8, 9]

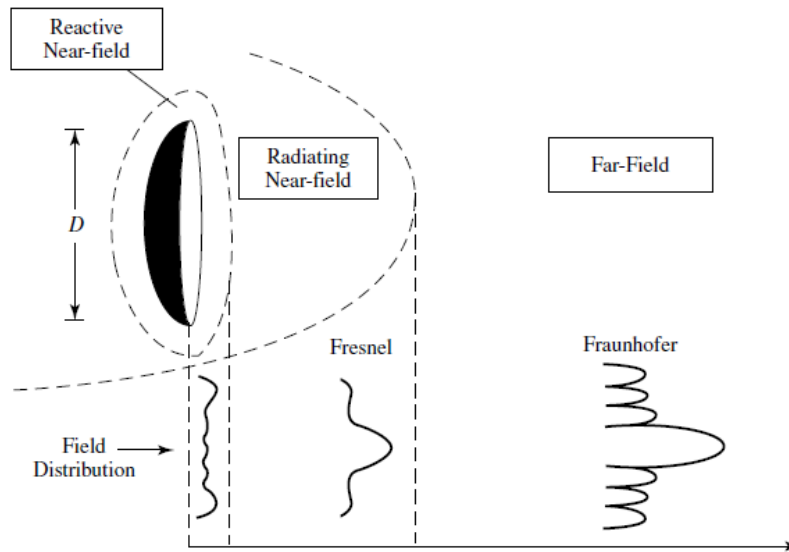


Figura 2.11: Variação da distribuição do campo consoante a zona de operação [8]

## 2.4 Métodos utilizados para WPT

Na próxima secção, serão apresentados e caracterizados os diferentes métodos (campo próximo/campo distante) utilizados na transmissão de energia sem fios, será efetuada uma análise em termos de eficiência de cada uma das técnicas e apresentar-se-ão algumas das aplicabilidades dos sistemas WPT.

### 2.4.1 Técnica de transmissão em campo próximo

A transferência de energia em campo próximo pode ser efetuada utilizando as seguintes técnicas: acoplamento indutivo, acoplamento indutivo ressonante e acoplamento capacitivo. Estes métodos são aplicados quando a distância entre o transmissor e o recetor é reduzida e possuem inúmeras vantagens, tais como: elevada eficiência de operação, um alcance mediano e a possibilidade de transferência de energia para múltiplos sistemas.

- Acoplamento Indutivo:** A técnica de transferência de energia por acoplamento indutivo é bastante usual e extremamente simples, tendo uma aplicação generalizada, como por exemplo, nos transformadores. O seu funcionamento tem como base o princípio físico descrito através da Lei de Faraday. A transferência de energia ocorre por indução de campo magnético. A bobina presente no transmissor é percorrida por uma corrente alternada (AC), provocando o aparecimento de um campo magnético variável no tempo. A variação do campo magnético induz uma tensão (força eletromotriz) aos terminais da bobina presente no recetor.

Quando o transmissor e o recetor se encontram relativamente próximos, este método apresenta uma elevada eficiência de operação. Contudo, a eficiência do sistema decai drasticamente com o aumento da distância entre as bobinas e com o aumento da frequência (aumento das perdas por histerese).

Para conseguir transferir energia a distâncias superiores, é necessário aumentar a dimensão das bobinas, refletindo-se num aumento de volume e peso [6, 14].

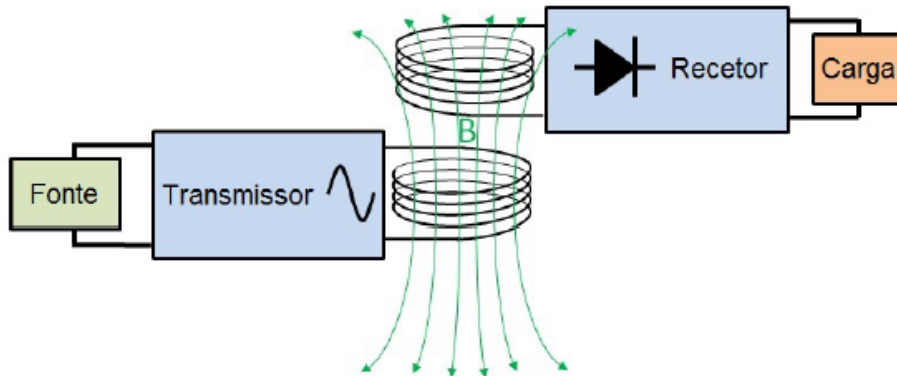


Figura 2.12: Diagrama de um sistema WPT funcional através de acoplamento indutivo [10]

- **Acoplamento indutivo Ressonante:** O funcionamento da técnica de transferência de energia por acoplamento indutivo ressonante baseia-se no princípio do acoplamento ressonante. Este método é muito semelhante ao descrito no ponto anterior. O sistema é constituído por uma bobina primária e secundária, que operam à mesma frequência de ressonância, existindo assim um acoplamento magnético ressonante entre elas. Contrariamente ao método baseado no acoplamento indutivo, são acrescentados condensadores em série ou em paralelo com as bobinas de forma a criar um circuito ressonante. Este método garante uma eficiência de operação superior e a possibilidade de transferência de energia a distâncias superiores.

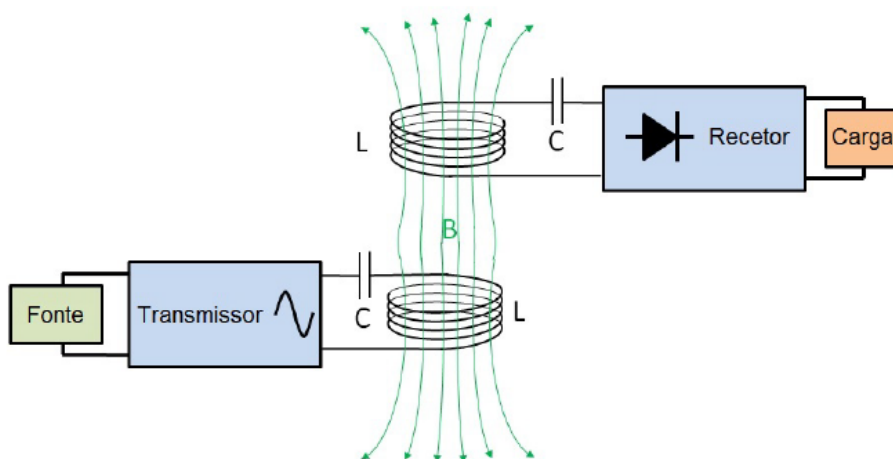


Figura 2.13: Diagrama de um sistema WPT através de acoplamento indutivo ressonante [10]

- **Acoplamento Capacitivo:**

Contrariamente aos métodos anteriores, a transferência de energia por acoplamento capacitivo utiliza um campo elétrico para transferir energia entre o emissor e o recetor. Um sistema WPT, que utiliza este método, é constituído por uma fonte de tensão alternada de alta frequência, uma interface de acoplamento capacitivo formada por pares de placas condutoras, revestidas de cobre ou chapas de alumínio, e uma carga, ou seja, o dispositivo que será alimentado. A tensão alternada aplicada à placa transmissora gera um campo elétrico variável que induz um potencial alternado na placa recetora devido à indução eletrostática, produzindo uma corrente variável na carga [10, 11].

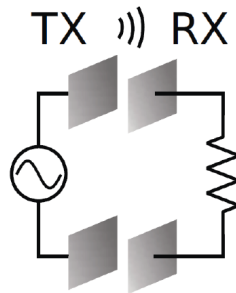


Figura 2.14: Diagrama de um sistema WPT através de acoplamento capacitivo [11]

### 2.4.2 Técnica de transmissão em campo distante

As técnicas de transferência em campo distante são aplicadas quando o recetor se encontra a uma distância do transmissor muito superior ao comprimento de onda de operação. Em oposição aos métodos de transmissão de energia em campo próximo, os sistemas que atuam em campo distante operam a altas frequências para transmitir energia a grandes distâncias. Um dos inconvenientes dos métodos em campo distante é a necessidade de existir "linha de vista" entre as antenas do sistema para que ocorra transferência de energia de forma eficiente [39].

A equação de Friis permite descrever o processo de transferência de energia entre duas antenas separadas por uma dada distância ( $d$ ) superior ao comprimento de onda do sinal, ou seja, o processo ocorre em campo distante.

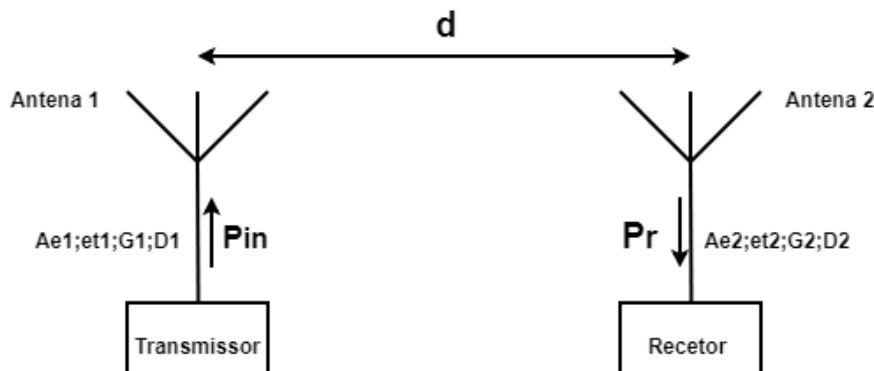


Figura 2.15: Esquema representativo de um sistema WPT, baseado em [12]

Considerando o sistema recíproco apresentado na figura (2.15), as características das antenas que o constituem (descritas no subcapítulo A.2) e designando:

- $P_{in}$ : Potência fornecida pelo gerador à antena 1
- $P_r$ : Potência entregue ao recetor pela antena 2
- $G_R$ : Ganho da antena recetora
- $G_T$ : Ganho da antena transmissora
- $\lambda$ : comprimento de onda
- $d$ : distância entre as duas antenas

Pode-se calcular a potência recebida pelo terminal recetor,  $P_r$ , utilizando a fórmula de Friis, equação (2.13). Simplificando esta equação, obtém-se a eficiência de um sistema operacional em campo distante, equação (2.14). Desta equação, é perceptível que a eficiência de um sistema em campo distante decai com o inverso do quadrado da distância ( $1/d^2$ ). De notar que a equação (2.13), considera apenas as perdas em espaço livre, ou seja, as perdas existentes no transmissor/recetor não são tidas em conta. A transmissão de energia em campo distante é habitualmente efetuada por radiação eletromagnética (micro-ondas e laser).

$$P_r = P_{in} \times G_T \times G_R \times \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (2.13)$$

$$\eta = \frac{P_r}{P_{in}} = G_T \times G_R \times \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (2.14)$$

- **Transmissão de potência utilizando micro-ondas (MPT):** Esta técnica de transmissão de energia sem fios implica a utilização de frequências na gama das micro-ondas (GHz) e envolve um elevado valor de potência transmitida. Uma vantagem da utilização desta técnica prende-se com o facto das dimensões das antenas constituintes dos sistemas serem tanto menores, quanto maior for a frequência de operação, o que permite a existência de sistemas mais compactos e de menores dimensões.

Normalmente, em sistemas MPT, são utilizadas antenas de transmissão de elevado ganho (cornetas, antenas refletoras ou agregados de antenas).

- **Transmissão de potência utilizando um laser:** O método de transmissão via laser utiliza comprimentos de onda muito inferiores aos normalmente utilizados em RF, na ordem dos THz, e permite uma densidade de energia muito mais elevada, um foco mais estreito e antenas com dimensões inferiores. As contrapartidas desta técnica são a elevada atenuação, interferência e a difração sofrida devido às partículas atmosféricas. Esta tecnologia tem sido usada para alimentação de um Rover, um robot totalmente independente, que é utilizado na exploração da presença de gelo nas crateras da Lua. Utilizando células fotovoltaicas, a luz solar é convertida em energia elétrica e, posteriormente, num feixe laser que é transmitido para o robot [10, 13, 14].

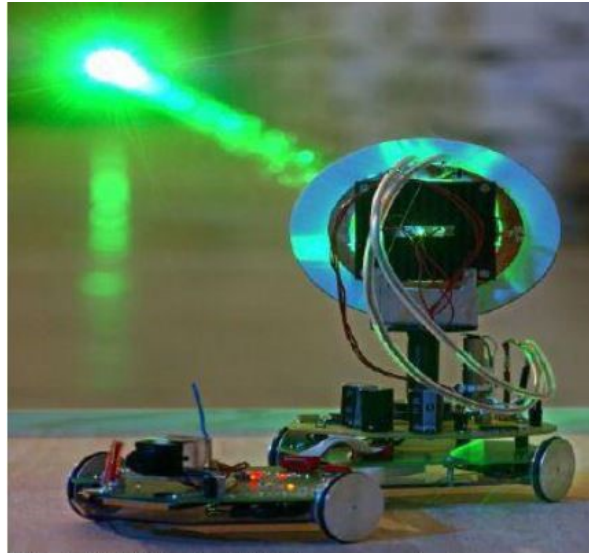


Figura 2.16: Ilustração da técnica de alimentação via laser do Rover [13]

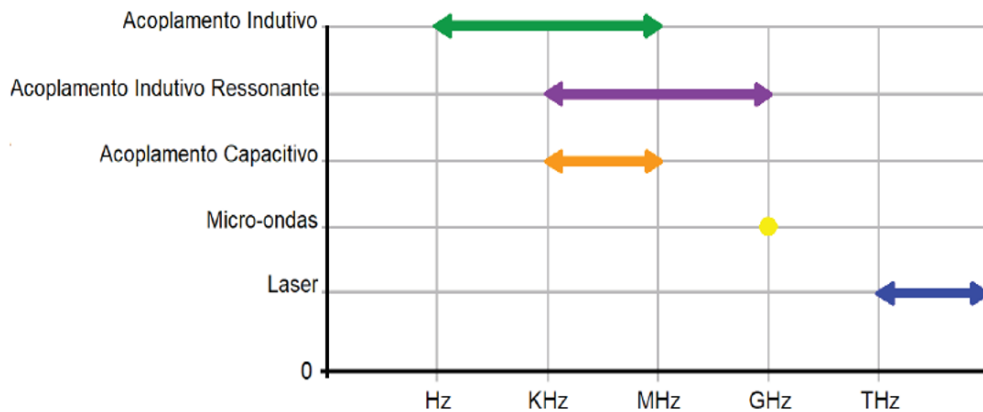


Figura 2.17: Faixa de frequências de operação dos métodos WPT [10]

### 2.4.3 Comparação da eficiência dos métodos utilizados nos sistemas WPT

A eficiência dos sistemas WPT varia consoante os métodos utilizados. A eficiência de um sistema é dada pelo rácio entre o valor de potência recebida ( $P_r$ ) e o valor de potência transmitida ( $P_m$ ). No caso de um sistema WPT em campo próximo que utilize o método indutivo, a eficiência é extremamente dependente da distância ( $d$ ) entre as bobinas transmissora e receptora, como é evidente após uma análise da equação (2.15). Sendo ( $g$ ) uma variável intrínseca à estrutura das bobinas e que contabiliza todos os parâmetros independentes da distância [40]. À medida que a distância entre as bobinas aumenta, a eficiência do processo decai consideravelmente, devido à diminuição do fluxo magnético que atravessa a bobina receptora e, conseqüentemente, à redução do fator de acoplamento [14].

Da comparação direta entre as equações que representam a eficiência dos sistemas WPT que utilizam o método em campo distante e os sistemas que utilizam o método em campo próximo, equações (2.14,2.15), conclui-se que, para distâncias superiores à dimensão dos componentes que compõem o sistema, o método de transmissão em campo distante é o mais eficiente.

$$\eta = \frac{P_r}{P_{in}} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\sqrt{1 + \frac{1}{d^6}g}} + \frac{2d^6}{g} \times \left( \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{d^6}g}} + 1 \right)} \quad (2.15)$$

Na figura (2.18), encontram-se ilustrados os gráficos representativos da eficiência dos vários métodos referidos anteriormente em função da distância entre o transmissor e o recetor do sistema. Analisando esta figura, infere-se que, para distâncias superiores o método de radiação eletromagnética (campo distante) permite obter uma eficiência superior. Para distâncias reduzidas, os sistemas em campo próximo apresentam uma eficiência superior aos métodos de campo distante, sendo este facto justificado pela capacidade de contorno e penetração de obstáculos do campo magnético quando em campo próximo [14].

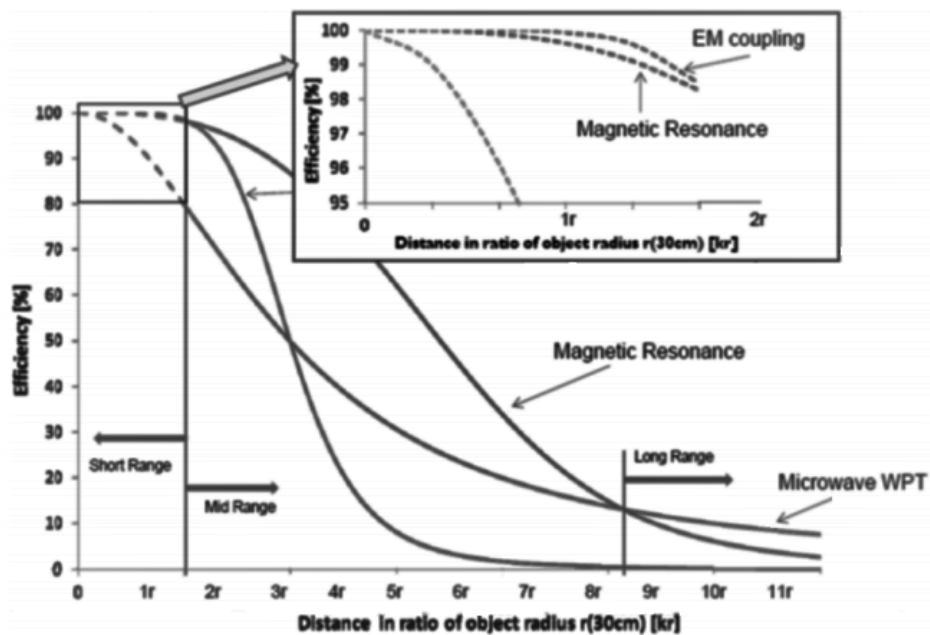


Figura 2.18: Comparação de eficiência dos vários métodos WPT [14]

#### 2.4.4 Cálculo da eficiência de sistemas

Na caracterização de sistemas lineares a operar a médias e baixas frequências, é comum recorrer-se à utilização de matrizes de impedância ( $Z$ ), admitância ( $Y$ ), hierárquicas ( $H$ ) e de transferência ( $T$ ). Quando os sistemas operam a altas frequências, não é prático representá-los utilizando as matrizes anteriores. Neste caso, é usual descrever os sistemas em termos de ondas incidentes e refletidas, utilizando-se para tal a matriz de parâmetros  $S$  (*Scattering parameters*) [41, 42].

Na figura (2.20), encontra-se representado um sistema de 2 portos. Para definir a matriz de parâmetros  $S$  do sistema, é necessário substituir os pares de variáveis,  $(V_1, I_1)$  e  $(V_2, I_2)$  pelos parâmetros de onda  $(a_1, b_1)$  e  $(a_2, b_2)$ , respetivamente, em que  $a_1, a_2$  são as ondas incidentes do sistema e  $b_1, b_2$  são as ondas refletidas. Para substituir as variáveis, é necessário ter em consideração a relação entre elas, descrita na equação (2.16), em que  $Z_0$  corresponde à impedância característica. Resolvendo a equação (2.16) em função de  $(a_i, b_i)$ , obtêm-se as equações (2.17a, 2.17b).

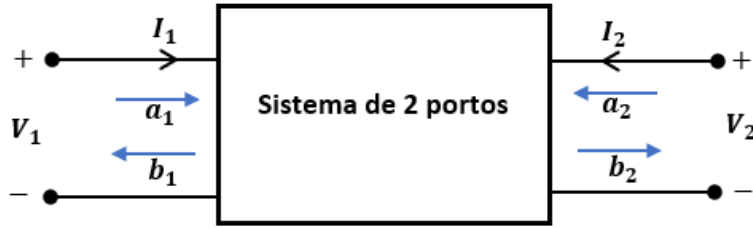


Figura 2.19: Sistema de 2 portos

$$V_i = \sqrt{Z_0}(a_i + b_i) \quad I_i = \frac{1}{\sqrt{Z_0}}(a_i - b_i) \quad (2.16)$$

$$a_i = \frac{(V_i + Z_0 I_i)}{2\sqrt{Z_0}} \quad (2.17a)$$

$$b_i = \frac{(V_i - Z_0 I_i)}{2\sqrt{Z_0}} \quad (2.17b)$$

A relação entre as respetivas ondas  $(a_i, b_i)$  pode ser expressa através da matriz de parâmetros  $S$ , representada em seguida.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (2.18a)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (2.18b)$$

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.19)$$



- $S_{11}$ : Coeficiente de reflexão à entrada, assumindo o porto 2 adaptado ( $a_2=0$ );
- $S_{22}$ : Coeficiente de reflexão à saída, assumindo o porto 1 adaptado ( $a_1=0$ );
- $S_{12}$ : Ganho reverso (ganho do porto 2 para o porto 1), assumindo o porto 1 adaptado ( $a_1=0$ );
- $S_{21}$ : Ganho para a frente (ganho do porto 1 para o porto 2), assumindo o porto 2 adaptado ( $a_2=0$ );

A potência à entrada do sistema é dada por  $P_1 = P_{in} = Re(V_1 \cdot I_1^*) = |a_1|^2 - |b_1|^2$  e a potência à saída é dada por  $P_2 = P_L = Re(V_2 \cdot I_2^*) = -|a_2|^2 + |b_2|^2$ .

A eficiência de um sistema de dois portos (antena de transmissão + antena de recepção), figura (2.20), com a entrada e a saída devidamente adaptadas, ou seja, toda a potência inserida no porto 1 é entregue à carga no porto 2, ( $b_1 = 0$  e  $a_2 = 0$ ) pode ser representada pela equação (2.20) [41].

$$\eta = \frac{P_L}{P_{in}} \times 100\% = \frac{|b_2|^2}{|a_1|^2} \times 100\% = |S_{21}|^2 \times 100 (\%) \quad (2.20)$$

Nesta dissertação, a eficiência dos sistemas WPT será calculada utilizando a equação (2.20), recorrendo para isso à matriz dos parâmetros S referentes a todos os sistemas testados, que será extraída utilizando um VNA.

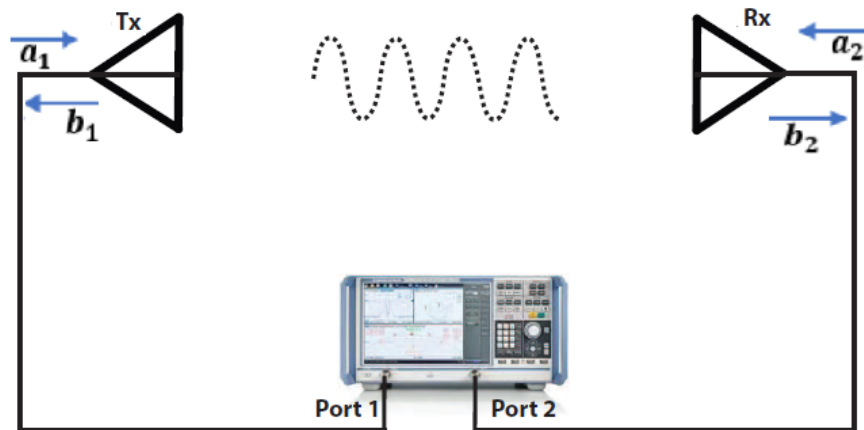


Figura 2.20: Sistema WPT representado como um sistema de 2 portos, baseado em [15]

## 2.5 Aplicabilidade do Wireless Power Transmission

São cada vez mais as aplicações que deixaram de parte os fios condutores ou baterias como forma de alimentação de sistemas e começaram a utilizar a técnica de WPT. Nesta secção serão apresentadas algumas das aplicações práticas do WPT no quotidiano.

### 2.5.1 Indústria Automóvel

A indústria automóvel é uma das áreas que está em franco desenvolvimento. São inúmeras as marcas automóveis que têm apostado na produção de carros elétricos, em prol da necessidade de combater alguns dos principais problemas associados aos automóveis movidos a combustíveis fósseis, tais como: a libertação de gases potenciadores de um agravamento do efeito de estufa do planeta, o tempo de vida limitado dos combustíveis fósseis e os preços exorbitantes dos mesmos. Alguns dos inconvenientes desta nova geração de carros são: o extenso tempo de carregamento das suas baterias e a escassez de postos de recarga em locais diariamente frequentados.

Uma das apostas da comunidade científica prende-se com o desenvolvimento de sistemas WPT eficientes para efetuar o carregamento dos carros elétricos. O usuário deste tipo de carro apenas necessitará de estacionar o carro por cima de uma estação de carregamento e o processo de carga é iniciado, figura (2.21). Numa visão mais futurista, prevê-se que várias estações de carregamento sejam dispostas ao longo das estradas, e os carros sejam carregados à medida que as percorrem. Acredita-se que, num futuro próximo, os combustíveis fósseis deixarão de fazer parte da vida automóvel, e o WPT assumirá o papel principal no funcionamento dos mesmos.

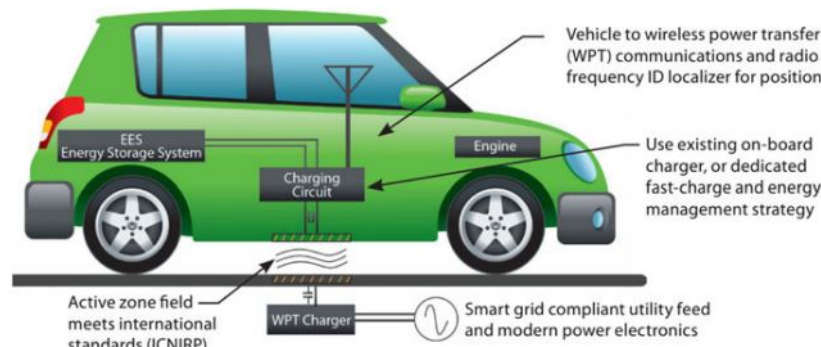


Figura 2.21: Esquemático do sistema de carregamento de um carro elétrico utilizando o método indutivo [16]

### 2.5.2 Forças armadas

A área militar foi uma das principais impulsionadoras do desenvolvimento do mundo tecnológico. Todos os dias surgem novas tecnologias que permitem o desempenho das operações militares de uma forma mais eficiente e segura. Um exemplo da utilização do WPT nesta área é o Talon Tele-operated robot, figura (2.22) [39]. O Talon Tele-operated robot é um dos robots mais rápidos de sempre e tem capacidade para se deslocar na água, neve, areia e zonas montanhosas.

Este robot é utilizado pelos militares para analisar áreas de difícil acesso ou de segurança reduzida. A introdução da tecnologia WPT neste robot permite que este possa ser recarregado enquanto é transportado no caminhão até ao local pretendido.

Como é de conhecimento geral, o capacete é um utensílio imprescindível no desempenho das funções militares e encontra-se equipado com toda a eletrónica necessária, como por exemplo: a visão noturna e o sistema rádio. A introdução da técnica de transmissão de energia sem fios, permite que todos os dispositivos eletrónicos presentes no capacete sejam alimentados sem necessidade de existirem diversos cabos que interligam estes à bateria transportada na mochila dos soldados, facilitando o desempenho da corporação militar [13].



Figura 2.22: Talon Tele-operated [17]

### 2.5.3 Medicina

Os sistemas WPT têm ganho terreno na área da medicina. Pacemakers, dispositivos de assistência ventricular e cápsulas endoscópicas são alguns dos dispositivos médicos que utilizam a técnica de transmissão de energia sem fios.

A cápsula endoscópica sem fios é uma tecnologia utilizada regularmente na medicina, que permite o processo de rastreamento dos pacientes. Este procedimento é indolor, não necessita de qualquer tipo de sedação e é extremamente seguro, evitando os tradicionais métodos invasivos. Normalmente, o paciente veste um casaco equipado com um transmissor e antenas, enquanto que uma fonte de energia é conectada ao transmissor através de cablagem. A energia produzida pelo transmissor permitirá o envio remoto de imagens do aparelho digestivo, que são captadas por uma câmara CMOS que a cápsula integra, à medida que esta percorre o corpo humano.

Para colmatar a utilização de cablagem na alimentação do transmissor, estão a ser propostos sistemas mais sofisticados, como por exemplo, o sistema presente na figura (2.23). Neste sistema, propôs-se que a alimentação do transmissor, presente na cintura do paciente, seja da responsabilidade de um array de transmissores instalado por baixo do chão de uma sala de teste. Este sistema possibilita ao paciente uma maior liberdade de movimento e elimina as interferências provocadas pelo cabo de alimentação [18].

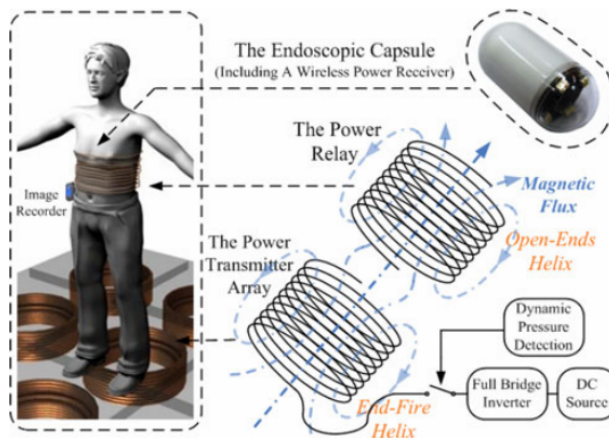


Figura 2.23: Sistema de endoscopia sem fios [18]

#### 2.5.4 Indústria Espacial

Uma das grandes aplicações em estudo dos sistemas WPT são os *Solar Power Satellites* (SPS), figura (2.24). Os SPS são satélites geossíncronos colocados em órbita geoestacionária a uma distância de 36000 Km relativamente ao solo. Os satélites possuem painéis solares de grandes dimensões para captar a energia proveniente do Sol. Ao contrário dos painéis colocados na superfície terrestre, estes estão dia e noite em contacto com a luz solar, conseguindo coletar uma maior quantidade de energia.

A energia solar captada pelos painéis será transformada em energia DC. Esta energia será posteriormente convertida em energia RF e enviada, utilizando antenas de grandes dimensões, para recetores localizados na Terra. Nos recetores, haverá uma descodificação do sinal recebido e, novamente, uma conversão do sinal RF em energia elétrica [13, 33].

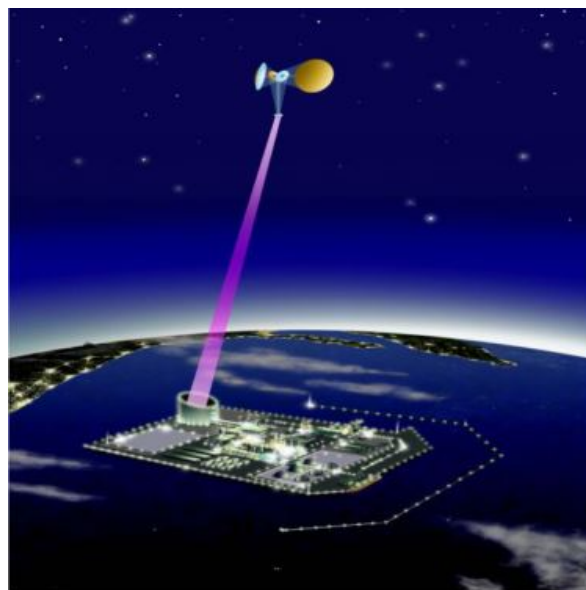


Figura 2.24: Diagrama do sistema proposto JAXA L-SPS [13]

## 2.5.5 Dispositivos Eletrônicos

O ser humano está rendido ao mundo das novas tecnologias. A cada dia que passa são apresentados, novos aparelhos eletrônicos, que desperta a ânsia das pessoas para o lançamento da tecnologia seguinte. Aproveitando a curiosidade dos consumidores e o seu interesse por sistemas mais simples e práticos mas, simultaneamente, extremamente desenvolvidos, a indústria dos dispositivos móveis tem apostado na produção massiva de novos aparelhos que fascinam os utilizadores, não só devido ao seu design mas também devido à sua performance. Uma das apostas desta indústria é revolucionar o modo de carregamentos dos dispositivos, tendo já sido propostos vários standards para o efeito.

Em seguida, são apresentados alguns dos vários standards de carregamento propostos até ao momento.

### 2.5.5.1 Tecnologia Qi

A tecnologia Qi (pronunciada como "Chee", palavra chinesa que significa "energia natural"), pertencente ao consórcio WPC, baseia-se na transferência de energia sem fios em campo próximo [31]. Esta tecnologia utiliza dois indutores de pequenas dimensões como transmissor e recetor e possibilita uma distância de carregamento de alguns centímetros. Uma das vantagens desta tecnologia é a utilização de um protocolo de comunicação entre o dispositivo e a base de carregamento que permite gerir a potência fornecida consoante as necessidades do dispositivo. De modo a contornar o aspeto limitativo inerente a esta tecnologia, que se prende com a necessidade de alinhamento entre o dispositivo a carregar e o suporte responsável pelo carregamento, é usual utilizar uma plataforma formada por múltiplos indutores, propiciando um aumento da área de carregamento [13].

A tecnologia Qi possui três standards de especificação de potência: 5 W (utilizado para carregamento de dispositivos móveis e smartwatches), 120 W (utilizado para alimentar computadores e monitores) e 1 kW (utilizado na carga de utensílios de cozinha) [19].

São inúmeros as marcas de dispositivos móveis que utilizam esta tecnologia, como por exemplo, o Iphone lançado pela Apple em 2017, figura (2.25).

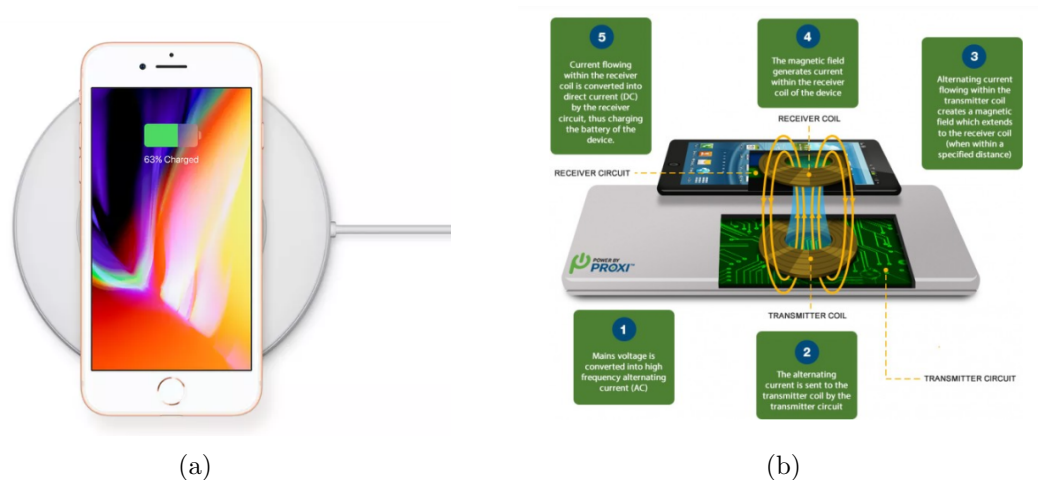


Figura 2.25: Modelo de carregamento dos Iphone mais recentes: a) Protótipo, b) Princípio de funcionamento [19]

### 2.5.5.2 Alliance for Wireless Power Technology

A "Alliance for Wireless Power Technology" (A4WP) é uma outra organização que propõe uma tecnologia de carregamento com fundamentos no Qi mas com diferentes protocolos de comunicação. Nesta tecnologia, a transferência de energia ocorre por ressonância magnética (dois indutores sintonizados à mesma frequência). Devido ao método WPT utilizado, o A4WP proporciona uma grande liberdade espacial e gera uma grande quantidade de campo magnético, permitindo, desse modo, o carregamento simultâneo de múltiplos dispositivos com diferentes requisitos de potência, utilizando apenas um transmissor [13]. Contrariamente à tecnologia Qi, no A4WP não existe dependência da posição do dispositivo e a base de carregamento, já que não é necessária a existência de alinhamento entre os dispositivos e a base, permitindo o carregamento dos dispositivos em várias posições, incluindo o eixo dos -ZZ.



Figura 2.26: Tecnologia proposta pela Alliance for Wireless Power Technology [20]

### 2.5.5.3 Power Matters Alliance Technology

A organização "Power Matters Alliance Technology" (PMA) foi fundada em março de 2012 por empresas que inicialmente faziam parte do consórcio WPC (Procter and Gamble e pela Powermat Technologies) [43]. Tal como a tecnologia Qi, a transferência de energia no PMA ocorre por indução. A distinção entre estas tecnologias prende-se com a gama de frequência de operação, enquanto que a tecnologia Qi opera entre 100 kHz e 205 kHz, a tecnologia PMA opera na banda dos 277 kHz-357 kHz.

Em junho de 2015, a PMA fundiu-se com a A4WP e originou a atual "AirFuel Alliance". No decorrer desde mesmo ano, a Powermat instalou em várias lojas londrinas Starbucks, várias bancadas de carregamento WPT com tecnologia PMA. Para os consumidores usufruírem desta tecnologia, necessitam de conectar um anel de carregamento ao seus dispositivo e alinhá-lo com o círculo presente na bancada, tal como ilustrado na figura (2.27) [44]. Estas bancadas não permitem o carregamento de dispositivos com tecnologia Qi.

Apesar de existirem três tipos de standards para o carregamento de dispositivos eletrônicos (Qi, Airfuel (A4WP+PMA)), após a adesão da Apple ao consórcio WPC, em 2017, tornou a tecnologia Qi líder de mercado.



Figura 2.27: Tecnologia PMA [21]

### 2.5.6 O papel do WPT nas redes de sensores sem fio

Em pleno século XXI é cada vez mais elevado o número de aplicações de monitorização. Sensores de pressão, de tráfego, de temperatura e de monitorização biométrica são alguns dos dispositivos que mais se utilizam hoje em dia nas mais diversas áreas. As WSN, "*Wireless Sensor Networks*", em português, redes de sensores sem fios, têm ganho a atenção do mundo tecnológico. Cada nó constituinte da rede WSN é formado por sensores inteligentes, dispositivos de baixa potência que são constituídos por um ou mais sensores, um processador, uma memória, uma fonte de alimentação, um atuador e um sistema de rádio. Na maioria das vezes os sensores são colocados em locais de difícil acesso. Devido à memória limitada destes dispositivos, é uma mais valia a utilização de sistemas rádio para comunicar com a estação base. A bateria é, normalmente, a única fonte de alimentação dos sensores, podendo também ser integrados painéis solares [22, 45, 46].

A rede wireless, formada por um conjunto de sensores, possui a capacidade de monitorização e reencaminhamento da informação relevante para o utilizador, possibilitando assim a interligação de vários sistemas, "*Internet of things*" (IoT), a uma estação base. Cada sistema tem uma identificação única definida por rádio frequência, em inglês "*Radio Frequency Identification*" (RFID), atribuída por uma tag. Existem três tipos de tags: ativas, passivas e semi-passivas.

- **tag ativa:** possui uma bateria própria, que alimenta a parte eletrónica da tag, e apresenta um oscilador próprio;
- **tag passiva:** não possui uma bateria própria. Este tipo de tags são alimentadas pela energia proveniente das ondas eletromagnéticas emitidas pela antena do transmissor. A antena da tag captura essa energia, utilizando parte dela para a alimentação da etiqueta e a outra parte para o envio das informações ao leitor;
- **tag semi-passiva:** a alimentação interna ocorre através de uma bateria e a comunicação ocorre através da reflexão das ondas recebidas;

Ao longo dos anos, tem-se registado um aumento significativo na utilização de sensores IoT nas mais diversas áreas e com as mais variadas funções, figura (2.28) [22]. Do ponto de vista ecológico e da simplicidade do sistema é indesejável que a fonte de alimentação destes dispositivos seja apenas efetuada por meio de baterias. Nestas condições, é viável a utilização de sistemas rádio backscatter passivos, que são sistemas rádio simples, baratos e que operam sem a necessidade de possuir uma bateria própria. Neste caso a transmissão de energia sem fios pode ser empregue como fonte de alimentação dos sensores, constituindo assim uma alternativa à utilização das baterias.

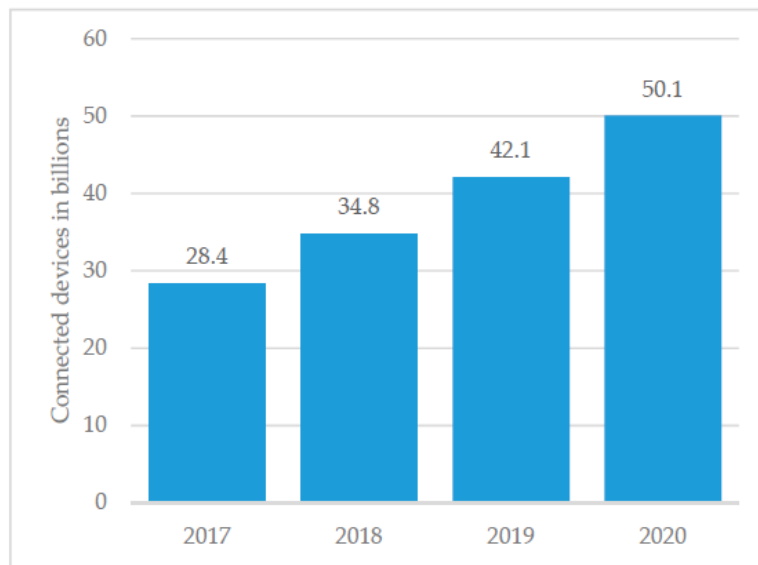


Figura 2.28: Estimativa dos dispositivos conetados (IoT) ao longo dos anos [22]

Tendo em conta os factos anteriores, propôs-se em [22] um sistema rádio backscatter passivo utilizando a tecnologia WPT no processo de alimentação do sensor. De forma a garantir a comunicação e a alimentação dos sensores sem fios, são utilizadas duas frequências distintas. Uma das frequências é utilizada para carregar o sensor via WPT, enquanto que a outra é utilizada na comunicação via backscatter, tal como apresentado na figura (2.29). O trajeto ilustrado pela linha azul simboliza o processo de comunicação, enquanto que o trajeto a preto simboliza o processo de transferência de energia.

O bloco responsável pelo backscatter (*"backscatter modulator"*) é, normalmente, constituído por um transistor em modo switch, que alterna a impedância de entrada da antena da tag entre dois valores, modulando o sinal refletido binariamente [47]. Os blocos (*"RF-harvesting"*) e (*"Power Management"*) são responsáveis pela conversão do sinal RF recebido em sinal DC e pela alimentação estabilizada da tag e do sensor.



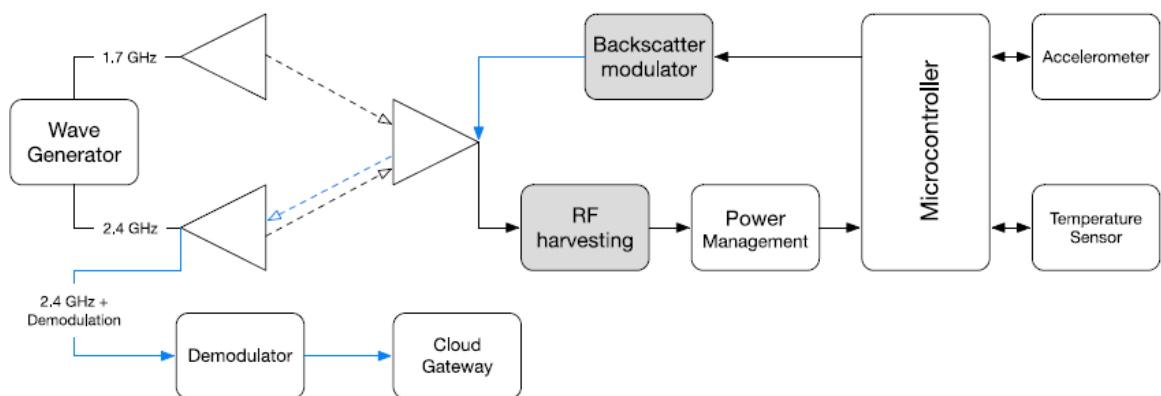


Figura 2.29: Diagrama de blocos do sistema implementado em [22]



## Elementos Constituintes de um sistema WPT

A figura (3.1) ilustra o diagrama de blocos de um sistema WPT. Estes sistemas podem ser divididos em dois blocos: o bloco referente à etapa de transmissão e o bloco referente à etapa de recepção. O primeiro bloco enunciado (transmissor) é constituído por um gerador de RF responsável por gerar energia sobre a forma de ondas eletromagnéticas, conectado a uma antena que radia energia através do espaço livre até ao bloco de recepção. O bloco do recetor é constituído por: uma antena que capta o sinal RF proveniente do bloco de transmissão, uma malha de adaptação que tem como função adaptar a antena ao circuito retificador, que assegura a retificação do sinal RF captado e um filtro passa-baixo, que remove todas as componentes do sinal não desejadas, obtendo-se, assim, um sinal DC à saída do bloco de recepção.

Devido às perdas em espaço livre, que são proporcionais ao quadrado da distância entre os blocos transmissor e recetor, é fundamental que os processos de conversão DC-RF e RF-DC, sejam o mais eficientes possível.

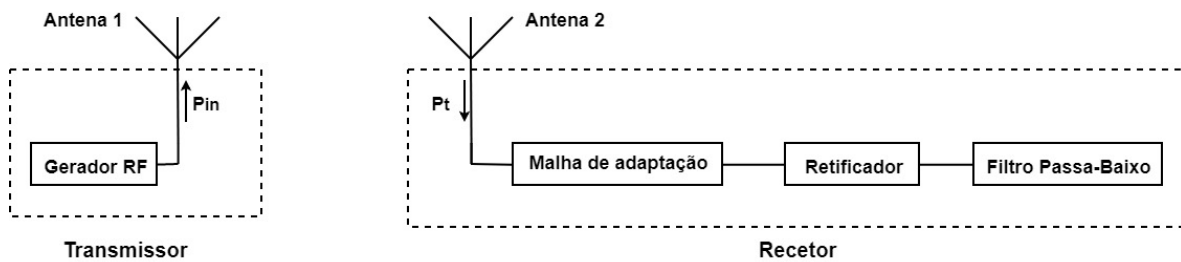


Figura 3.1: Diagrama de Blocos de um sistema WPT, baseado em [14]

### 3.1 Topologia de conversores RF-DC

A maioria dos conversores RF-DC utiliza dispositivos semicondutores como elementos retificadores, como por exemplo, o diodo. A utilização destes dispositivos é vantajosa, uma vez que estes apresentam um tamanho e um preço reduzidos, assim como, um bom desempenho quando excitados por sinais de baixa potência. Em RF opta-se, geralmente, pela utilização de diodos de Schottky ao invés dos diodos de junção p-n. Os diodos de Schottky apresentam uma menor tensão de condução ( $V_T$ ), permitindo uma operação mais eficiente a baixas potências e uma menor capacidade de junção ( $C_j$ ), possibilitando a sua utilização a frequência mais elevadas. Nesta secção, será inicialmente apresentado o diodo e as suas características de operação. Serão também abordados alguns tipos de circuitos retificadores existentes [14, 48].

#### 3.1.1 Utilização do diodo como elemento retificador

Os diodos possuem um comportamento não linear que pode ser modelado pela equação (3.1) [11, 14, 48, 49]. Desta equação, conclui-se que o valor da corrente que percorre o diodo,  $I(V)$ , depende da tensão aplicada aos seus terminais ( $V_D$ ), da temperatura absoluta em Kelvin ( $T$ ), da corrente de saturação ( $I_S$ ), da constante de Boltzman ( $k$ ) e do fator de idealidade ( $n$ ).

$$I(V) = I_S \times \left( e^{\frac{qV_D}{nkT}} - 1 \right) \quad (3.1)$$

A curva I-V característica de um diodo, figura (3.2), pode ser dividida em três regiões: zona de breakdown, zona de corte e zona de condução [14, 48, 49].

- **Zona de breakdown:** A tensão aplicada aos terminais do diodo é superior, em módulo, à tensão de breakdown do mesmo ( $V_{br}$ ). O diodo diz-se inversamente polarizado e produz uma corrente de valor significativo no sentido inverso.
- **Zona de corte:** A tensão aplicada ao diodo ( $V_D$ ) é inferior à tensão que este necessita para iniciar o processo de condução ( $V_T$ ) e inferior, em módulo, à tensão de breakdown ( $V_{br}$ ). Nesta região, o diodo diz-se cortado e é percorrido por uma corrente de valor reduzido, comportando-se como um circuito aberto.
- **Zona de condução:** A tensão aplicada aos terminais do diodo ( $V_D$ ) é superior à tensão necessária para que este inicie o processo de condução ( $V_T$ ). Nesta região, o diodo comporta-se como um curto circuito e apresenta um comportamento praticamente linear.

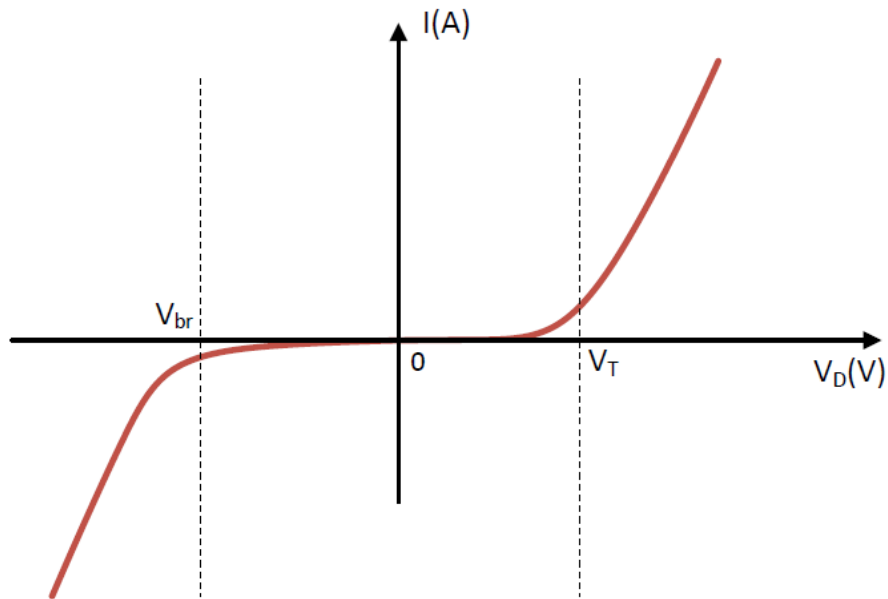


Figura 3.2: Curva I-V característica de um díodo [14]

O díodo não é um componente ideal e pode ser representado por um modelo elétrico equivalente. O modelo elétrico equivalente de um díodo é composto por uma resistência de junção  $R_j$  em paralelo com uma capacidade de junção  $C_j$ , variáveis com a potência de entrada e a frequência de operação, estando estes em série com uma resistência  $R_s$ , figura (3.3) [48].

A maioria dos fabricantes de díodos disponibiliza no, datasheet dos mesmos, um conjunto de parâmetros que permitem uma melhor caracterização dos dispositivos. Os parâmetros mais importantes e que são normalmente utilizados nos simuladores para caracterizar os díodos estão presentes na tabela (3.1).

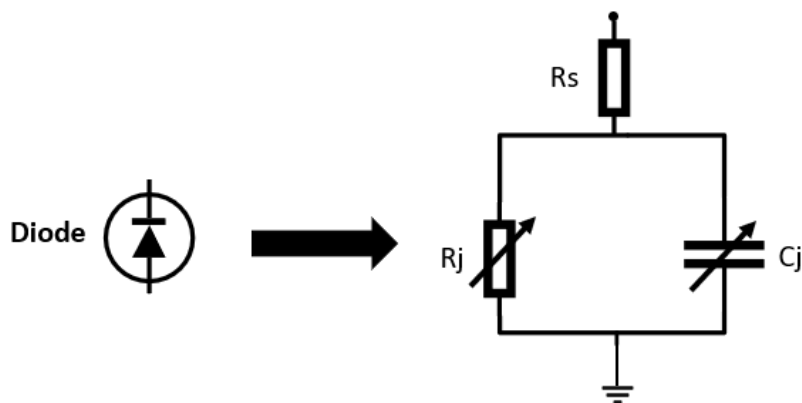


Figura 3.3: Representação do circuito elétrico equivalente do díodo

Tabela 3.1: Parâmetros característicos de um díodo

| Parâmetro | Descrição                            | Unidades |
|-----------|--------------------------------------|----------|
| $I_s$     | Corrente de saturação                | A        |
| $C_j$     | Capacidade de junção                 | F        |
| $R_s$     | Resistência série                    | $\Omega$ |
| $N$       | Coefficiente de emissão              | -        |
| $V_T$     | Tensão de condução                   | V        |
| $V_{Br}$  | Tensão de Breakdown                  | V        |
| $I_{Br}$  | Corrente de Breakdown                | A        |
| $W_g$     | Energia de Gap                       | eV       |
| $p_t$     | Coefficiente de temperatura de $I_s$ | -        |
| $m$       | Coefficiente de classificação        | -        |

### 3.1.2 Caracterização de um circuito de conversão RF-DC

Os circuitos de conversão RF-DC são caracterizados de acordo com dois parâmetros: eficiência e sensibilidade. Enquanto que a sensibilidade é definida pela mínima potência DC necessária para alimentar um determinado circuito, a eficiência de conversão RF-DC é definida pelo rácio entre a potência DC disponível à saída do circuito ( $P_{out,DC}$ ) e a potência presente à entrada do mesmo ( $P_{in,RF}$ ).

A potência DC disponível à saída destes circuitos, potência útil, é a potência apresentada aos terminais da resistência de carga do circuito ( $R_L$ ), equação (3.2). A eficiência de um circuito RF-DC pode, neste caso, ser calculada utilizando a equação (3.3) [14, 48, 49] .

$$P_{out,DC} = \frac{V_{out,DC}^2}{R_L} \quad (3.2)$$

$$\eta_{RF-DC} = \frac{P_{out,DC}}{P_{in,RF}} = \frac{V_{out,DC}^2}{R_L \times P_{in,RF}} \quad (3.3)$$

### 3.1.3 Perdas nos circuitos de conversão RF-DC

As perdas inerentes aos circuitos de conversão RF-DC estão essencialmente relacionadas com [48]:

- **Tensão de threshold e de breakdown:** A tensão de threshold ( $V_T$ ) é a tensão que é necessário aplicar ao díodo para iniciar o seu processo de condução. Esta tensão tem um elevado impacto na eficiência de operação destes circuitos quando a potência de trabalho é reduzida. Se a tensão aos terminais do elemento retificador não for superior a  $V_T$ , o díodo não conduz. A tensão de breakdown ( $V_{Br}$ ) limita a eficiência de operação quando os sinais de trabalho são de elevada potência. Quando a tensão aos terminais do díodo atinge metade do valor da tensão de breakdown, a potência DC disponibilizada à saída do sistema permanece constante independentemente do valor de tensão aplicada aos seus terminais.

- **Adaptação de impedância:** Quando o circuito conversor não se encontra adaptado à antena recetora, parte da potência recebida pela antena é desperdiçada devido a perdas por reflexão. Se parte da potência é perdida, a eficiência do conversor diminui. A adaptação do circuito de retificação à antena recetora é uma operação extremamente difícil, dado que a impedância de entrada apresentada pelo circuito depende da frequência de operação e da potência presente à entrada.
- **Elementos Parasitas:** Os elementos parasitas intrínsecos ao díodo, figura (3.3), são um dos principais fatores responsáveis pela diminuição da eficiência destes circuitos. A resistência em série ( $R_s$ ) é responsável pela dissipação de potência quando o díodo se encontra em condução e a capacidade de junção do díodo ( $C_j$ ) limita a máxima frequência de operação do circuito.
- **Geração de harmónicas:** Devido ao comportamento não linear do díodo, são geradas frequências harmónicas do sinal incidente, reduzindo a percentagem de sinal que é convertido. A geração de harmónicas é tanto maior quanto maior for a potência que incide no circuito.

Quando a eficiência de um circuito conversor é calculado a partir da equação (3.3), não são contabilizadas as perdas existentes no sistema. Das perdas apresentadas nos pontos anteriores, aquelas que têm mais impacto são as perdas por desadaptação. Se o circuito de conversão RF-DC não estiver adaptado à antena de receção, parte da potência recebida é refletida.

O cálculo da eficiência de operação de um circuito de retificação, considerando as perdas por desadaptação, pode ser feito utilizando a equação (3.4). Para contrariar a existência de perdas por desadaptação, deverá ser dimensionada uma malha de adaptação que adapte o circuito retificador à antena recetora, permitindo assim aumentar a eficiência de operação do circuito.

$$\eta_{RF-DC} = \frac{P_{out,DC}}{P_{in,RF}} = \frac{V_{out,DC}^2}{R_L \times (P_{in,RF} - P_{Refletida})} \quad (3.4)$$

### 3.1.4 Topologias de circuitos conversores RF-DC

São inúmeras as topologias de circuitos de conversão RF-DC. Embora todas tenham a mesma função, converter sinal RF em DC, estas topologias diferem no número de díodos retificadores e na configuração apresentada.

Em seguida, expõem-se os circuitos conversores comumente utilizados na retificação de sinais.

- **Retificador de meia onda:** O retificador de meia onda, figura (3.4), é uma das configurações mais simples. Esta configuração é composta por um díodo em série com um filtro passa baixo. O díodo apenas conduz quando o sinal RF, presente à entrada do circuito, possui um valor superior à tensão de threshold ( $V_T$ ) do mesmo, conduzindo apenas durante semiciclos positivos ou negativos. Esta configuração permite obter um sinal de saída de valor igual à diferença entre o valor de tensão presente à entrada e a tensão que é necessário aplicar para que o díodo conduza, ( $V_{out} = V_{in} - V_T$ ).

Apesar desta configuração utilizar apenas um diodo, uma vez que o diodo conduz exclusivamente durante semiciclos, faz com que o sinal de tensão de saída apresente um determinado valor de ripple ( $V_r$ ).

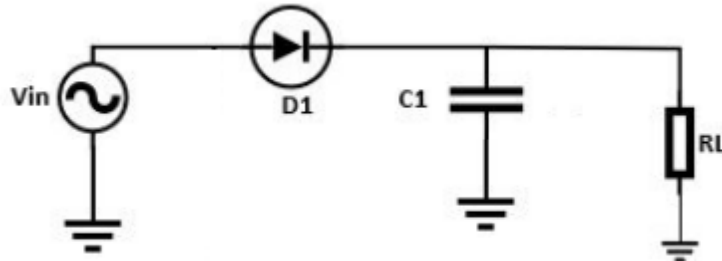


Figura 3.4: Retificador de meia onda

- **Díodo em paralelo com linha de  $\lambda/4$ :** Um outro tipo de conversor é apresentado na figura (3.5). Este conversor utiliza um diodo e um condensador em paralelo, conectados através de uma linha de transmissão de comprimento igual a  $\lambda/4$ . O filtro de saída, constituído pela linha de  $\lambda/4$  e pelo condensador apresenta impedância infinita à frequência fundamental e às harmónicas ímpares e impedância nula às harmónicas pares, considerando que o diodo é ideal e que o condensador de filtragem apresenta capacidade infinita. Idealmente, este retificador permite obter uma eficiência de conversão muito próxima dos 100 %, uma vez que não existe sobreposição entre a forma de onda de corrente do diodo (meia senoide) e a forma de onda de tensão (onda quadrada), garantindo-se a eliminação da dissipação interna do diodo retificador [14].

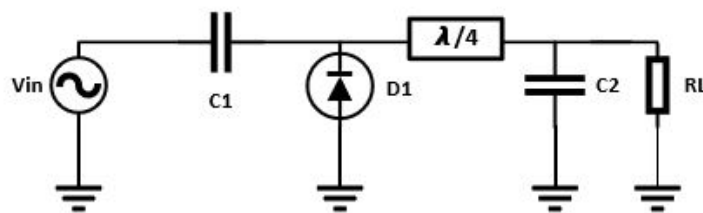


Figura 3.5: Retificador com diodo em paralelo

- **Retificador de onda completa:** Contrariamente ao retificador de meia onda, o retificador de onda completa é constituído por dois díodos retificadores, figura (3.6). Esta configuração permite a retificação do sinal presente à entrada tanto nos semiciclos positivos ( $D_1$  ON,  $D_2$  OFF) como nos semiciclos negativos ( $D_1$  OFF,  $D_2$  ON). O retificador de onda completa apresenta uma eficiência de retificação superior, dado que o sinal DC obtido à saída apresenta um valor de ripple inferior comparativamente ao sinal de saída apresentado na topologia anterior.



Uma topologia bastante utilizada na retificação de onda completa é a ponte de Wilkinson, configuração composta por 4 díodos retificadores.

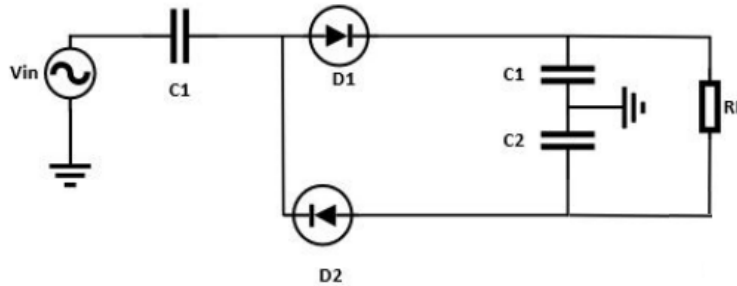


Figura 3.6: Retificador de onda completa

- Multiplicador de Tensão:** Nos circuitos de conversão RF-DC apresentados anteriormente, a tensão de saída DC disponibilizada é sempre inferior à tensão de entrada dos circuitos, devido à queda de tensão existente nos díodos. Dado que a maioria dos sistemas RF trabalha com sinais de potência reduzida, é estritamente necessário usar um circuito de retificação multiplicador, assegurando que a tensão do sinal de saída é superior à tensão do sinal presente à entrada. No caso de um circuito retificador de estágio único, figura (3.7), nos semiciclos negativos do sinal de entrada, o díodo D1 conduz enquanto o díodo D2 está cortado, possibilitando que o condensador C1 carregue. Durante os semiciclos positivos, o díodo D1 está cortado enquanto que o díodo D2 conduz. Nesta situação, o condensador C1, previamente carregado, comporta-se como uma fonte de tensão em série com o sinal de entrada, sendo que o sinal retificado pelo díodo D2 possui o dobro da tensão de pico do sinal de entrada. Esta configuração produz um sinal de saída com um valor de tensão DC superior quando comparado com o valor de tensão produzida pelos retificadores constituídos por apenas um díodo, mas apresenta uma eficiência inferior para sinais de entrada de potência reduzida, devido à presença de um díodo adicional. Se cascadearmos vários multiplicadores de estágio único, obtém-se um retificador muito utilizado em RF, o multiplicador de tensão de Dickson, figura(3.8). Este retificador permite obter tensões de saída DC superiores [14].

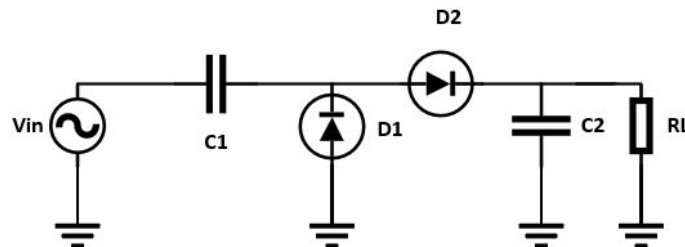


Figura 3.7: Multiplicador de tensão de um estágio

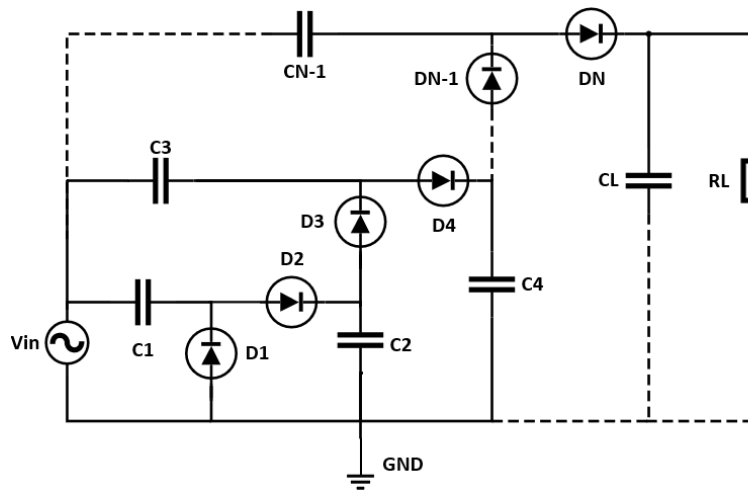


Figura 3.8: Multiplicador de tensão de Dickson

## 3.2 Antenas

As antenas são os dispositivos passivos mais importantes num sistema de comunicação sem fios, pois possibilitam a transmissão e receção de ondas eletromagnéticas. O desenvolvimento das antenas revolucionou a área dos sistemas rádio, sendo hoje em dia presença assídua na maioria dos locais e aplicações (casas, satélites, dispositivos móveis, veículos).

No decorrer deste capítulo, serão apresentadas e caracterizadas as antenas desenvolvidas ao longo desta dissertação, os agregados/arrays de antenas. Para desenvolver este tipo de antenas, é necessário auferir, à priori, de conceitos fundamentais descritos na secção (A.2), presente no apêndice desta dissertação.

### 3.2.1 Arrays de Antenas

A grande maioria das aplicações RF apresenta determinados requisitos dependentes das características das antenas, tais como: ganho, controlo da densidade de potência num determinado local e controlo do diagrama de radiação. É impossível cumprir tais requisitos utilizando uma antena constituída por um simples elemento. De modo a cumprir as especificações, é necessário utilizar antenas mais complexas e que resultem da agregação de várias antenas (array/agregado de antenas).

Um array de antenas é um conjunto de duas ou mais antenas, simples e idênticas, estrategicamente dispostas no espaço de modo a formar uma antena com determinadas características. As características da antena dependem do número de elementos que a constituem, da distância entre os elementos, da alimentação de cada elemento (amplitude e fase) e do diagrama de radiação de cada elemento [8, 9, 24]. Nas figuras (3.9,3.10), estão representados dois tipos de arrays de antenas, um array 2x2 constituído por antenas microstrip e um agregado VHF (*Very High Frequency*) formado por 175 antenas Yagi, utilizado pela Rússia na defesa aérea [23].

Os agregados de antenas apresentam inúmeras vantagens, entre as quais: aumento de ganho e diretividade e a possibilidade de moldar o diagrama de radiação consoante as necessidades de cada aplicação.

A manipulação do diagrama de radiação do agregado de antenas permite, por exemplo: cancelar a interferência proveniente de uma determinada direção, produzir múltiplos feixes, possibilitando a transmissão e recepção simultânea de energia em várias direções e orientar o lobo principal numa determinada direção, os designados *phased arrays*. São inúmeras as aplicações que fazem uso dos *phased arrays*. No dimensionamento deste tipo de arrays, cada elemento é alimentado com uma dada amplitude e fase, permitindo obter o diagrama de radiação desejado [50].

Embora os agregados de antenas apresentem uma elevada taxa de aplicabilidade e flexibilidade, os mesmos apresentam algumas desvantagens, tais como, a necessidade do dimensionamento de uma complexa malha de alimentação, necessária à excitação dos seus elementos e a existência de acoplamento mútuo entre os elementos que o constituem.

Um array de antenas pode ser classificado consoante a sua geometria e a forma de disposição dos elementos que o compõem em : array de antenas linear e uniforme e array de antenas planar e uniforme.

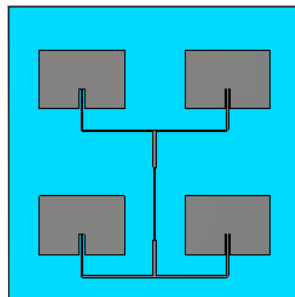


Figura 3.9: Array de antenas microstrip 2x2



Figura 3.10: (Nebo-M), agregado de antenas construído pela Rússia [23]

### 3.2.2 Array de antenas Linear e Uniforme

Um array de antenas é designado como array de antenas linear e uniforme quando os seus elementos constituintes estão equiespaçadamente dispostos ao longo de um eixo e são alimentados com correntes de igual amplitude e com a mesma diferença de fase entre elas [24, 50].

Na figura (3.11), encontra-se ilustrado um array de antenas linear e uniforme constituído por N fontes isotrópicas equiespaçadamente distanciadas por uma distância (d), ao longo do eixo dos -ZZ [50].

Uma fonte isotrópica, excitada por uma corrente I, radia um campo elétrico dado pela equação (3.5). Considerando que cada elemento é excitado com uma corrente I, dada pela equação (3.6), então, no caso de um array linear e uniforme, os elementos serão excitados com as correntes representadas nas equações (3.7).

$$E = I \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \quad (3.5)$$

$$I = I e^{j\phi} \quad (3.6)$$

$$\begin{cases} I_1 = I e^{j\phi_1} \\ \dots \\ I_N = I e^{j\phi_N} \end{cases} \quad (3.7)$$

Uma vez que a diferença de fase entre as correntes de excitação dos elementos é igual, ou seja,  $\phi_2 - \phi_1 = \phi_3 - \phi_2 \dots \phi_N - \phi_{N-1} = \alpha$ , existe uma variação progressiva de fase que pode ser expressa pela equação (3.8).

$$\begin{cases} \phi_2 = \phi_1 + \alpha \\ \dots \\ \phi_N = \phi_{N_1} + \alpha = \phi_1 + (N - 1)\alpha \end{cases} \quad (3.8)$$

Posto isto, o campo elétrico gerado por cada elemento constituinte do array é dado pela equação (3.9) [24, 50].

$$\begin{cases} E_1 = I e^{j\phi_1} \frac{e^{-j\beta r_1}}{4\pi r_1} \\ \dots \\ E_N = I e^{j\phi_N} \frac{e^{-j\beta r_N}}{4\pi r_N} \end{cases} \quad (3.9)$$

O campo elétrico total ( $E_{Total}$ ) radiado pelo array resulta da contribuição do campo elétrico gerado por cada um dos elementos que o constituem. Assim, utilizando algumas aproximações de campo distante, representadas na equação (3.10), conclui-se que o campo elétrico total ( $E_{Total}$ ) radiado pelo array de antenas num ponto (P), localizado em campo distante, é representado pela equação (3.11).

$$\begin{cases} r_2 = r_1 - d \cos(\theta) \\ \dots \\ r_N = r_{N_1} - d \cos(\theta) \end{cases} \quad (3.10)$$

$$E_{Total} = I e^{j\phi_1} \frac{e^{-j\beta r_1}}{4\pi r_1} \left[ 1 + e^{j(\beta d \cos(\theta) + \alpha)} + \dots + e^{j(N-1)(\beta d \cos(\theta) + \alpha)} \right] \quad (3.11)$$

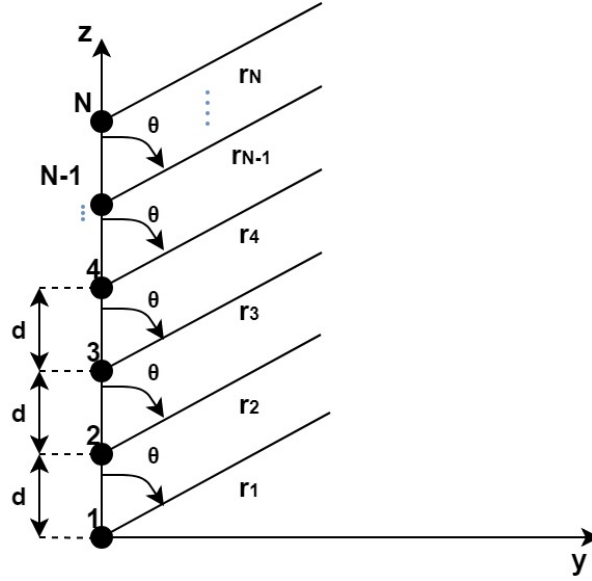


Figura 3.11: Array de antenas linear e uniforme, adaptado de [24]

Da análise da equação (3.11), representativa do campo elétrico total radiado, infere-se a existência de duas componentes: o fator de elemento (FE), equação (3.12), e o fator de agregado (FA), equação (3.13). O FE representa o campo radiado por uma única fonte isotrópica e o FA é função do número de elementos constituintes do array e da forma como estes são dispostos e alimentados [8, 24, 50].

$$FE = I e^{j\phi_1} \frac{e^{-j\beta r_1}}{4\pi r_1} \quad (3.12)$$

$$FA = \left[ 1 + e^{j(\beta d \cos(\theta) + \alpha)} + \dots + e^{j(N-1)(\beta d \cos(\theta) + \alpha)} \right] \quad (3.13)$$

A equação (3.13) pode ser simplificada como uma soma de exponenciais, equação (3.14).

$$FA = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\psi} \quad (3.14)$$

Sendo que:

$$\psi = \beta d \cos(\theta) + \alpha \quad (3.15)$$

A equação do fator de agregado (FA) trata-se de uma progressão geométrica de N termos e razão  $e^{j\psi}$ , equação (3.16).

$$FA = \frac{\sin\left(N\frac{\psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \quad (3.16)$$

O fator de agregado e o fator de elemento são conceitos extremamente importantes para o estudo dos agregados de antenas. Para se obter o diagrama de radiação de um array, basta utilizar o conceito de multiplicação de diagramas, que consiste na multiplicação do diagrama de radiação do elemento pelo fator de agregado [50]. Na figura (3.12), encontram-se representados os gráficos do factor de agregado de um array linear consoante o número de elementos que o constituem (3, 4 e 8 elementos). Uma análise desta figura permite retirar algumas ilações, tais como: quanto maior for o número de elementos do array, mais estreito é o lobo principal, ou seja, mais diretivo é o array, maior será o número de lobos e menor será a amplitude dos lobos secundários.

### Características do fator de agregado (FA) de um array linear e uniforme:

- **Máximo:** O valor de máximo do fator de agregado corresponde ao máximo do diagrama de radiação (lobo principal) e ocorre quando  $\psi = 0$ , ou seja, para um valor de  $\theta$  dado pela equação (3.18)

$$\beta d \cos \theta_{max} + \alpha = \pm 2m\pi \quad (3.17)$$

$$\theta_{max} = \cos^{-1} \left( - \frac{\pm 2m\pi - \alpha}{\beta d} \right) \quad m = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (3.18)$$

Da equação (3.18), verifica-se que a posição do lobo principal depende do defasamento do sinal de excitação dos elementos ( $\alpha$ ) e não depende do número de elementos constituintes do array [24, 50].

- **Nulos:** Os nulos do fator de agregado ocorrem para valores de ângulos ( $\theta$ ) que anulem o fator de agregado ( $FA = 0$ ), equação(3.20) [24, 50].

$$\sin \left( \frac{N\psi}{2} \right) = 0 \Rightarrow \frac{N\psi}{2} = \pm n\pi \quad (3.19)$$

$$\theta_{null} = \cos^{-1} \left( - \frac{\pm \frac{2n\pi}{N} - \alpha}{\beta d} \right) \quad n = 0, 1, 2, \dots, n \neq N, 2N, 3N \quad (3.20)$$

- **Lobos secundários:** Os lobos secundários são lobos máximos locais do fator de agregado. Os lobos secundários ocorrem entre nulos consecutivos para valores de  $\theta$  resultantes da equação (3.22) [24, 50].

$$\sin \left( \frac{N\psi}{2} \right) \approx \pm 1 \Leftrightarrow \frac{N\psi}{2} \approx \pm \frac{(1 + 2k)\pi}{2} \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (3.21)$$

$$\theta_{SL} = \cos^{-1} \left( - \frac{\pm \frac{(2k + 1)\pi}{N} - \alpha}{\beta d} \right) \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (3.22)$$

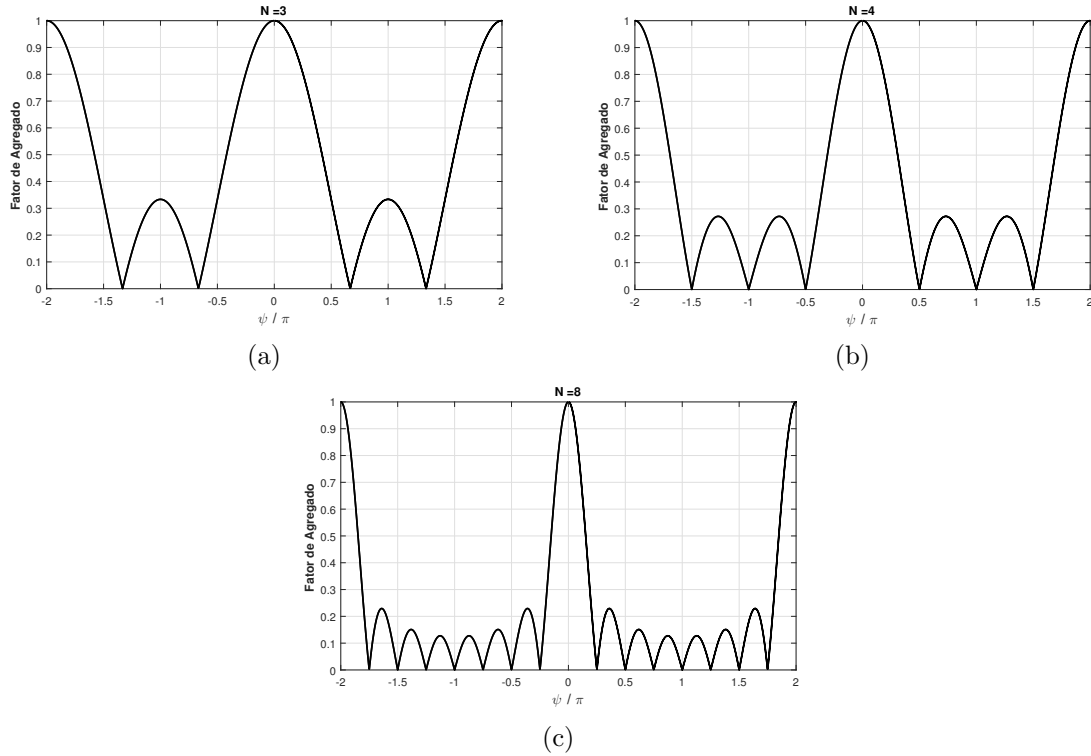


Figura 3.12: Fator de agregado: a) agregado de 3 elementos, b) agregado de 4 elementos, c) agregado de 8 elementos

### 3.2.3 Array de antenas planar e uniforme

Intitula-se como array planar e uniforme um agregado de antenas constituído por elementos dispostos equiespaçadamente segundo dois eixos ortogonais (-xx, -yy) e alimentados com correntes de igual amplitude e igual diferença de fase entre elas, figura (3.13) [50]. Os arrays planares e uniformes são normalmente usados quando se pretende assegurar elevados valores de diretividade nos dois planos ortogonais de radiação ou em aplicações que necessitem de dirigir o máximo do diagrama de radiação para um determinado ponto do espaço (beam steering), como no caso das aplicações satélite. Geralmente, estes arrays apresentam geometria quadrada ou retangular [24, 50].

A análise deste tipo de array é efetuada considerando o caso do array linear descrito anteriormente. Considerando um array linear constituído por  $N_x$  elementos alinhados e equiespaçados ao longo do eixo -xx por uma distância ( $d_x$ ) e que cada elemento é um agregado de  $N_y$  elementos alinhados e equiespaçados ao longo do eixo -yy por uma distância ( $d_y$ ).

Tal como já referido nesta dissertação, o fator de agregado de um array linear e uniforme, constituído por  $N_x$  elementos equiespaçados ao longo do eixo -xx ( $d_x$ ), alimentados com corrente de igual amplitude ( $a_{xn}$ ) e com diferença de fase progressiva  $\alpha_x$ , pode ser representado através da equação (3.23) [24].

$$FA_x = \sum_{n=1}^{N_x} a_{xn} e^{j(n-1)\psi_x} \quad (3.23)$$

Em que  $\psi_x$  é descrito por:

$$\psi_x = \beta d_x \sin(\theta) \cos(\phi) + \alpha_x \quad (3.24)$$

Se cada elemento do agregado formar um array de  $N_y$  elementos equiespaçados ao longo do eixo dos -yy, excitados com uma corrente de amplitude  $a_{ym}$  e com uma diferença de fase progressiva  $\alpha_y$ , o fator de agregado relativamente a este eixo é dado pela equação (3.25).

$$FA_y = \sum_{m=1}^{N_y} a_{ym} e^{j(m-1)\psi_y} \quad (3.25)$$

$$\psi_y = \beta d_y \sin(\theta) \sin(\phi) + \alpha_y \quad (3.26)$$

O fator de agregado do array de antenas planar e uniforme ( $N_x \times N_y$ ) ( $FA_T$ ) obtém-se através da multiplicação do fator de agregado do array linear ao longo do eixo dos -xx pelo fator de agregado do array linear ao longo do eixo dos -yy, equação (3.28).

$$FA_T = FA_x \times FA_y \Leftrightarrow \sum_{n=1}^{N_x} a_{xn} \left[ \sum_{m=1}^{N_y} a_{ym} e^{j(m-1)\psi_y} \right] e^{j(n-1)\psi_x} \quad (3.27)$$

$$FA(\theta, \phi) = \frac{\sin\left(\frac{N_x \psi_x}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi_x}{2}\right)} \times \frac{\sin\left(\frac{N_y \psi_y}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi_y}{2}\right)} \quad (3.28)$$

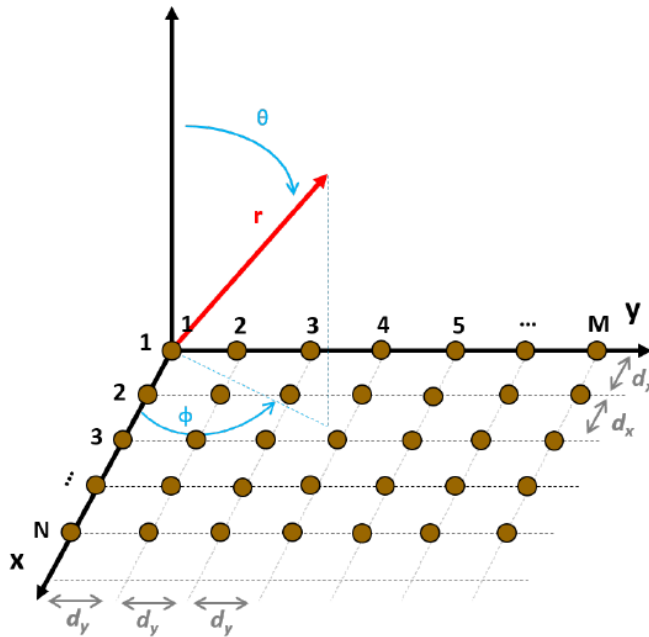


Figura 3.13: Array de antenas planar e uniforme [24]



### 3.3 Array focal em campo próximo

Na maioria das aplicações e sistemas de comunicação, são utilizadas antenas focais em campo distante. Contudo, têm vindo a ser estudados e implementados outros tipos de sistemas, constituídos por antenas com ponto de foco em campo próximo.

Atualmente, as antenas focais em campo próximo são frequentemente utilizadas em aplicações industriais [51] e na área da saúde [52]. Estas antenas são geralmente implementadas recorrendo à aplicação de lentes óticas à frente de antenas de abertura [53], utilizando antenas refletoras ou antenas de fresnel. Contudo, a implementação de uma antena focal, utilizando as antenas referidas anteriormente, não é a opção mais aconselhada, uma vez que estas apresentam um custo e um volume elevado. Uma alternativa mais prática e económica, para a construção de antenas focais em campo próximo, passa pela utilização de agregados de antenas planares.

#### 3.3.1 Dimensionamento de um array planar focal em campo próximo

Nos arrays convencionais, *Equal Phased Array* (EPA), os elementos são alimentados com o mesmo sinal de excitação (distribuição uniforme de amplitude e fase). No caso das antenas com capacidade de foco em campo próximo, *Near Field Focused* (NFF) *antennas*, é necessário controlar o sinal de excitação (amplitude e fase) dos elementos constituintes do array planar, de forma a garantir que a contribuição de todos os elementos se soma em fase, contribuição construtiva, num determinado ponto de foco localizado na região de campo próximo do array. Este tipo de antenas maximiza a intensidade do campo numa determinada região em campo próximo, reduzindo conseqüentemente, a intensidade do mesmo em campo distante.

O array planar, representado na figura (3.14), é constituído por  $N \times N$  elementos radiantes, equiespaçadamente separados por uma distância ( $d$ ) ao longo de ambos os eixos ( $-xx$ ,  $-yy$ ). A distância entre elementos deverá ser superior a  $\lambda/2$ , de modo a que o acoplamento entre elementos seja minorizado.

Assumindo que o agregado de antenas apresenta dimensões ( $L \times L$ ), em que  $L = N \times d$ , cada elemento tem como coordenadas  $(x_m, y_n, 0)$ , sendo  $m, n$  números inteiros tais que  $\frac{-N}{2} \leq (m, n) \leq \frac{N}{2} - 1$ .

$$x_m = (2m + 1) \times \frac{d}{2} \quad (3.29a)$$

$$y_n = (2n + 1) \times \frac{d}{2} \quad (3.29b)$$

O campo elétrico radiado pelo array  $N \times N$  num ponto  $P(x,y,z)$ ,  $E(P)$ , resulta da contribuição do campo elétrico gerado por cada um dos elementos do array, equação (3.30).  $I_{mn}$  e  $E_{mn}$  representam, respetivamente, a corrente de excitação e o campo elétrico radiado por cada elemento  $(m,n)$ [25, 38].

$$E(P) = \sum_{m=-N/2}^{N/2-1} \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} I_{mn} E_{mn}(P) \quad (3.30)$$

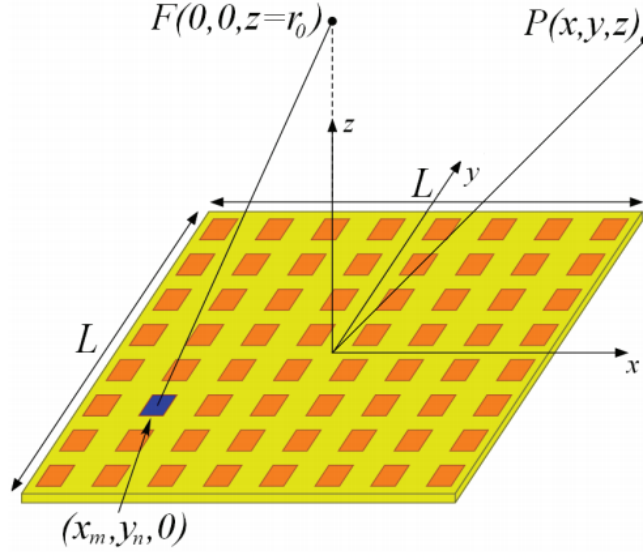


Figura 3.14: Visão 3D do array planar [25]

No estudo apresentado ao longo deste documento, os elementos que constituem o agregado de antenas são alimentados com um sinal de excitação de igual amplitude ( $I$ ) e uma dada fase ( $\varphi_{mn}$ ). Tal como enunciado em [25, 54], a fase de cada elemento constituinte do array deve ser calculada de modo que a contribuição de todos os elementos se some em fase no ponto de foco pretendido, neste caso  $F = (0, 0, r_0)$ , equação (3.31). A fase do sinal de excitação de cada elemento ( $\varphi_{mn}$ ) depende da frequência de trabalho ( $f$ ), da distância a que o ponto de foco se encontra da antena ( $r_0$ ) e das coordenadas de cada elemento ( $m, n$ ).

$$\varphi_{mn} = \frac{2\pi}{\lambda} \left[ \sqrt{x_m^2 + y_n^2 + r_0^2} - r_0 \right] \quad (3.31)$$

A densidade espectral de potência gerada por um array NFF é superior à densidade espectral de potência gerada por um agregado EPA, apresentando uma maior capacidade de concentrar a energia radiada numa determinada região em campo próximo. O valor máximo da densidade espectral de potência e, conseqüentemente, a intensidade de campo elétrico máximo não ocorre no ponto de foco desejado, mas sim, algures entre a antena e o ponto especificado, fenómeno designado por "*focal shift*". Este fenómeno ocorre devido ao decaimento da intensidade do campo com a distância. O diagrama de radiação em campo distante dos arrays NFF apresenta uma maior largura de feixe a meia potência (LFMP) (conceito abordado em A.2) e níveis de lobos secundários superiores, razão pela qual são menos diretivos [25].

Nesta dissertação, tirar-se-á partido da capacidade de foco em campo próximo apresentada pelos agregados de antenas planares NFF para a construção de um sistema WPT com uma eficiência energética superior, comparativamente aos sistemas WPT constituídos por antenas de transmissão EPA. O correto dimensionamento da antena de receção é crucial no desempenho do sistema. O dimensionamento da antena de receção deverá ser efetuado de modo a maximizar a receção de energia produzida pela antena de transmissão focal em campo próximo, figura (3.15). Esta antena deverá ser dimensionada tendo em conta o diâmetro da área de foco circular, definida pelos pontos de -3 dB, ( $\Delta_S$ ), produzida pela antena NFF no plano de foco.

O diâmetro desta área ( $\Delta_S$ ) é dependente da distância do ponto de foco do array ( $r_o$ ), da dimensão do array de transmissão focal em campo próximo ( $L$ ) e do comprimento de onda de operação ( $\lambda$ ), equação (3.32) [26, 54].

Normalmente, a antena de recepção é dimensionada de modo a apresentar dimensões tais, que a área por si formada é ligeiramente superior à área de foco de -3 dB, de modo a captar regiões formadas por pontos com valor de potência inferior [38].

$$\Delta_S = \frac{0.8868 * |r_o| * \lambda}{L} \quad (3.32)$$

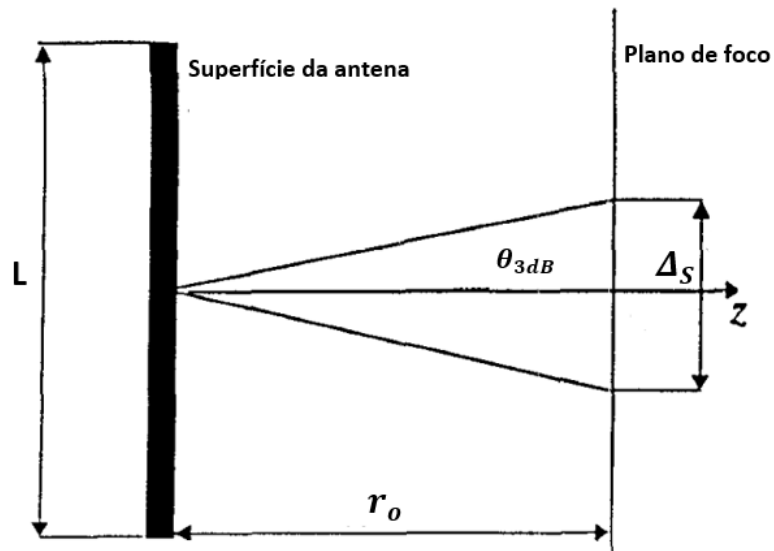


Figura 3.15: Antena planar com um ponto de foco em  $(0,0,r_o)$ , baseado em [26]



# Design e Simulação

Neste capítulo, serão apresentados todos os passos efetuados no design e simulação das antenas utilizadas nos testes e estudos realizados.

Inicialmente, analisou-se a eficiência de operação de um sistema WPT, caso este fosse constituído por uma antena de transmissão EPA e por uma antena de receção, ou por uma antena de transmissão NFF projetada para focar a 200 mm de distância e pela antena de receção.

Uma vez analisados os resultados relativos ao primeiro sistema, apresentados no capítulo seguinte, optou-se por desenvolver antenas mais complexas: constituídas por mais elementos, com uma frequência de trabalho mais elevada, e em que a antena de transmissão NFF foi projetada para apresentar um ponto de foco a 450 mm de distância.

## 4.1 Ponto de foco localizado a 200 mm

As características das antenas microstrip e dos agregados por si formados (arrays), fazem deste tipo de antenas a melhor opção a utilizar nos sistemas WPT projetados. As antenas presentes nesta dissertação foram dimensionadas consoante o documentado na secção (A.3).

Primeiramente, optou-se pelo desenvolvimento de um sistema WPT mais simples, permitindo assim a aquisição de conhecimentos tanto a nível de software como a nível teórico, imprescindíveis à realização de sistemas mais complexos. A frequência de trabalho ( $f$ ) foi escolhida atendendo às bandas de frequência livres, disponibilizadas pela *Industrial, Scientific and Medical* (ISM), apresentadas na tabela (4.1), e tendo em conta a simplicidade pretendida ao nível do design, implementação e teste do primeiro sistema desenvolvido.

Após uma análise da tabela (4.1), optou-se por implementar um sistema a operar a  $f = 2.4$  GHz. De entre os substratos disponibilizados pelo Instituto de Telecomunicações (IT) de Aveiro, optou-se pela utilização do Isola Astra com as seguintes características:  $h = 1.52$  mm,  $\tan(\delta) = 0.0017$ ,  $\epsilon_r = 3$  e  $t = 0.035$  mm [55].

Findado o processo de escolha da frequência de operação e do substrato, iniciaram-se as etapas de design e simulação das antenas integrantes do sistema WPT. Para que as antenas implementadas sejam eficientes no processo de focagem em campo próximo, é necessário construir agregados de antenas microstrip, constituídos pelo menos por 16 elementos, ou seja, arrays 4x4. Os elementos constituintes dos arrays deverão estar equiespaçados ao longo dos dois eixos (-xx, -yy) por uma distância superior a  $(\lambda/2)$ , garantindo que o acoplamento existente entre eles é desprezável [25].

O estudo presente nesta dissertação iniciou-se com a construção das primeiras antenas: um array de transmissão EPA (4x4), um array de transmissão NFF (4x4) com ponto de foco em  $(0,0,Z=r_o=200)$  mm e uma antena de recepção (2x2).

Tabela 4.1: Bandas de Frequência livres disponibilizadas pela ISM [11]

| Gama de Frequências |            | Largura de Banda | Frequência Central |
|---------------------|------------|------------------|--------------------|
| 13.553 MHz          | 13.567 MHz | 14 kHz           | 13.560 MHz         |
| 26.957 MHz          | 27.283 MHz | 326 kHz          | 27.120 MHz         |
| 40.660 MHz          | 40.700 MHz | 40 kHz           | 40.680 MHz         |
| 2.400 GHz           | 2.500 GHz  | 100 MHz          | 2.450 GHz          |
| 5.725 GHz           | 5.875 GHz  | 150 MHz          | 5.800 GHz          |
| 24.000 GHz          | 24.250 GHz | 250 MHz          | 24.125 GHz         |

#### 4.1.1 Antena Patch Simples

O primeiro passo a tomar na construção de um agregado de antenas consiste na implementação do elemento simples pelo qual será constituído. Devido às suas características, simplicidade e flexibilidade de design, elegeu-se a antena patch alimentada por linha microstrip, ilustrada na figura (4.1), como a mais adequada para a construção dos arrays necessários à realização deste trabalho. A linha de alimentação de cada elemento foi dimensionada de modo a possuir uma impedância de  $100 \Omega$ , reduzindo assim o número de transformadores  $\lambda/4$ , necessários à construção da malha de excitação do array e reduzindo, conseqüentemente, a complexidade do mesmo. A linha de alimentação de cada elemento terá as seguintes dimensões:  $W_{100}$  (largura de uma linha de  $100 \Omega$ ) característica de uma linha microstrip implementada com o substrato mencionado anteriormente e  $L_{100}$  (valor dependente da dimensão da reentrada da antena ( $F_i$ )).

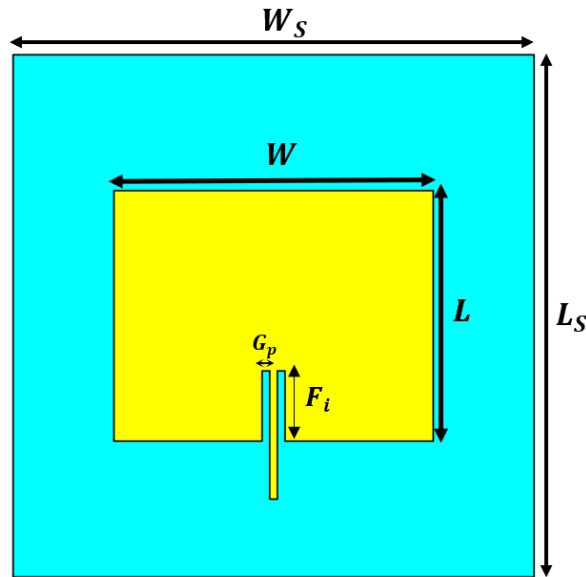


Figura 4.1: Antena microstrip

Considerando o estudo realizado na secção (A.3) e as fórmulas daí resultantes, iniciou-se o processo de dimensionamento da antena patch simples, calculando as dimensões necessárias ( $W, L, F_i$ ) de modo a que a mesma apresente as características pretendidas à frequência desejada ( $f = 2.4$  GHz). As dimensões do substrato e do plano de massa ( $W_s$  e  $L_s$ ) foram definidas, assegurando que a distância entre os elementos constituintes do array fosse igual ou superior a  $\lambda/2$ . Assim sendo, e uma vez que o comprimento de onda à frequência pretendida é igual a  $0.125$  m, equação (4.1), estipulou-se uma distância entre elementos de  $d = 72$  mm ( $\approx 0.58\lambda$ ) garantindo que, aquando a construção do array, a distância entre os seus elementos constituintes seria superior a  $(0.125/2)$  m, neste caso  $W_s, L_s = 72$  mm.

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3.0 \times 10^8}{2.4 \times 10^9} = 0.125 \text{ m} \quad (4.1)$$

Após o cálculo das dimensões ( $W, L, F_i$ ) implementou-se a antena recorrendo ao CST (*Computer Simulation Studio*). Dado que as equações (A.28, A.32, A.33) resultam de aproximações obtidas através do *Transmission Line Model*, é natural que o comportamento apresentado pela antena implementada, via software, não seja exatamente o pretendido, sendo, por isso, necessário efetuar o ajuste das dimensões da mesma. O CST apresenta ferramentas que facilitam o processo de ajuste das dimensões, como é o caso do "*Parameter Sweep*" e o "*Optimizer*". Empregando estas ferramentas, ajustaram-se as dimensões da antena ( $L, F_i$ ), para que esta cumprisse os requisitos pretendidos, nomeadamente, a adaptação à frequência de projeto (2.4 GHz).

Na tabela (4.2), estão representadas as dimensões da antena patch simples após o acerto das suas dimensões. Uma antena microstrip com essas dimensões garante uma boa adaptação à frequência de projeto ( $S_{11} = -30.6$  dB), apresenta um ganho de  $6.68$  dBi e uma eficiência de radiação de aproximadamente 88%, sendo estas características verificáveis a partir da análise das figuras (4.2,4.3).

Tabela 4.2: Dimensões da antena patch simples

| Símbolo                     | Dimensão (mm) |
|-----------------------------|---------------|
| <b>W</b>                    | 44.17         |
| <b>L</b>                    | 34.8          |
| <b><math>F_i</math></b>     | 9.8           |
| <b><math>G_p</math></b>     | 1             |
| <b><math>W_{100}</math></b> | 1.02          |
| <b><math>L_{100}</math></b> | 17.80         |
| <b><math>W_s</math></b>     | 72            |
| <b><math>L_s</math></b>     | 72            |

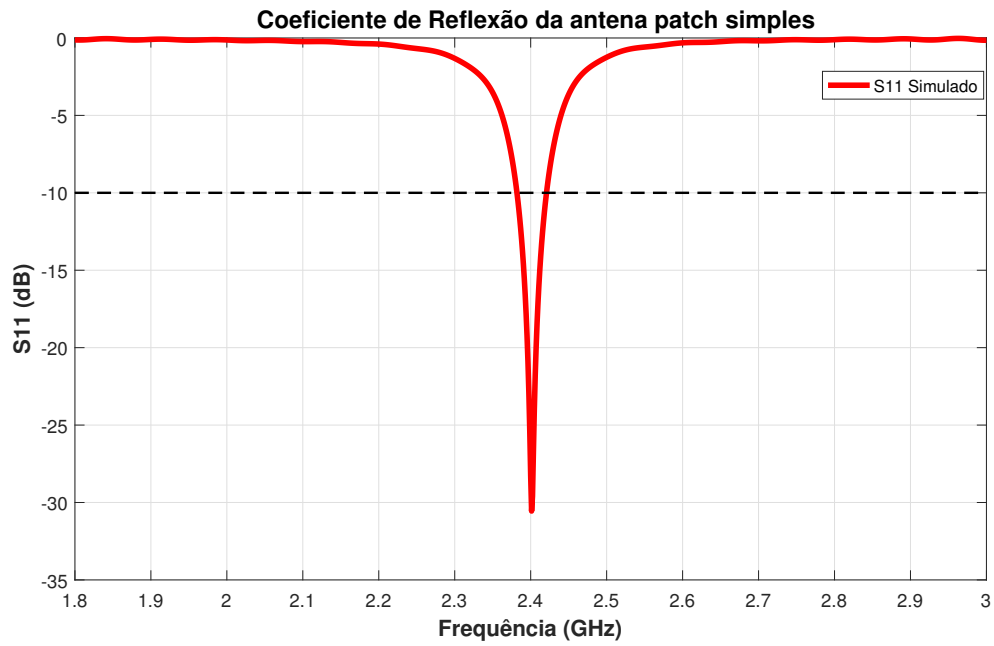


Figura 4.2: Coeficiente de reflexão da antena patch simples

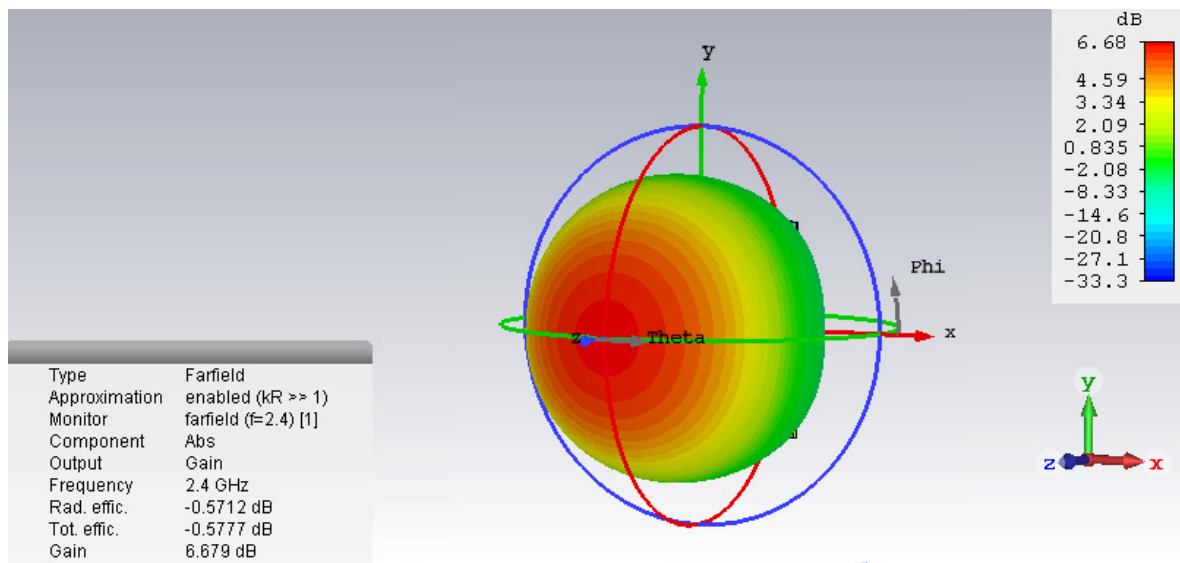


Figura 4.3: Diagrama de radiação em campo distante da antena patch simples



### 4.1.2 Array 4x4 EPA

Uma vez implementada a antena de referência (antena patch simples), procedeu-se à construção do array de transmissão EPA. Como já referido, no caso de uma antena EPA, os elementos são excitados com um sinal de iguais amplitude e fase. Estas antenas são convencionalmente designadas por arrays focais em campo distante. O array de transmissão desenvolvido para operar a 2.4 GHz, é constituído por 16 elementos (array 4x4).

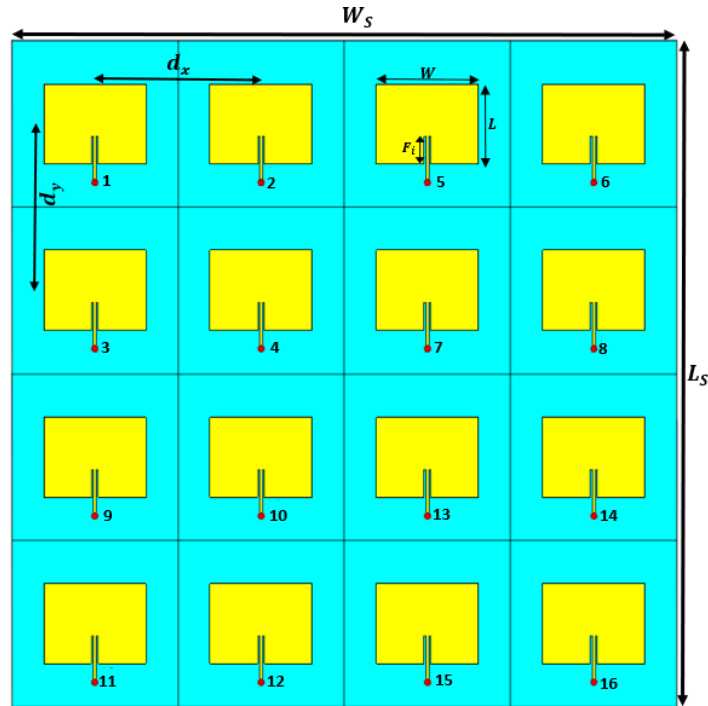


Figura 4.4: Array 4x4 EPA sem malha de alimentação

Fazendo uso de algumas das ferramentas disponibilizadas pelo software utilizado no desenvolvimento do array, replicou-se 16 vezes a antena descrita em (4.1.1). A antena de transmissão é assim constituída por 16 patches simples uniformemente espaçadas relativamente aos eixos (-xx, -yy),  $d_x=d_y=72$  mm, figura (4.4).

Apesar do CST permitir o desenho das malhas de alimentação dos arrays apresentados nesta dissertação, do ponto de vista do autor, o ADS (*Advanced Design System*) torna o processo de construção das malhas mais simples e mais rápido, sendo portanto o software escolhido para o dimensionamento das mesmas. As malhas de excitação dos arrays apresentados foram dimensionadas seguindo as etapas de construção descritas na secção (C.1).

Após o dimensionamento da malha de excitação do array (4x4) EPA e a sua inclusão no CST, é necessário proceder a um ligeiro ajuste das dimensões ( $L$ ,  $F_i$ ) dos elementos que o constituem, de modo a promover a adaptação da antena à frequência de projeto.

O ajuste é necessário, visto que o comportamento da antena patch simples dimensionada anteriormente, que serviu de antena de referência para a construção do array, é influenciado pelos elementos radiantes vizinhos e porque a malha foi dimensionada assumindo que todos os elementos possuíam exatamente  $100 \Omega$  de impedância de entrada. A alimentação do array de transmissão é efetuada com o auxílio de um conector SMA com impedância de entrada igual a  $50 \Omega$ , colocado na parte de trás da antena, representado na figura (4.5) pela letra **C**.

As dimensões do array de transmissão EPA desenvolvido e simulado, figura (4.5), estão presentes na tabela (4.3). Da observação das figuras (4.6,4.7), resultantes da simulação do comportamento do array desenvolvido, verifica-se que à frequência de projeto (2.4 GHz), o mesmo se encontra bem adaptado ( $S_{11} = -45.98$  dB), apresenta 17.5 dBi de ganho e uma eficiência de radiação de 85%.

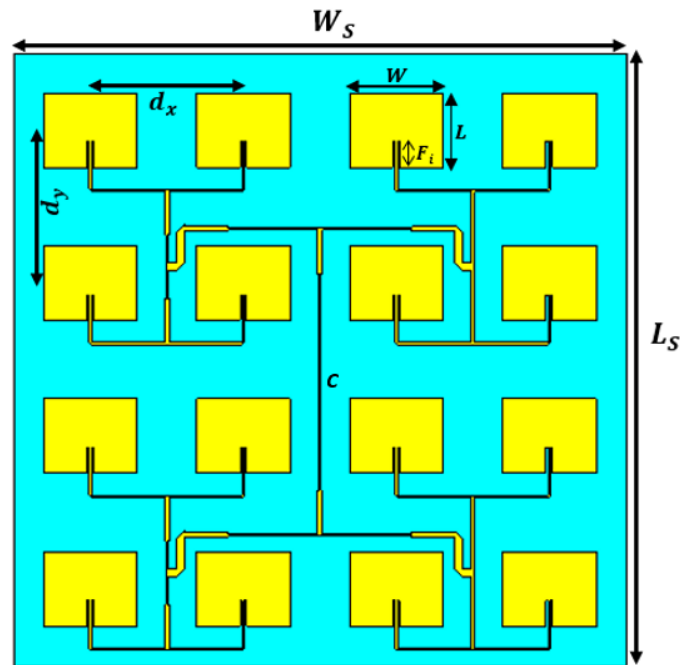


Figura 4.5: Array 4x4 EPA

Tabela 4.3: Dimensões do array 4x4 EPA

| Símbolo     | Dimensão (mm) |
|-------------|---------------|
| <b>W</b>    | 44.17         |
| <b>L</b>    | 34.98         |
| <b>Fi</b>   | 12.04         |
| $d_x = d_y$ | 72            |
| $W_s$       | 288           |
| $L_s$       | 288           |

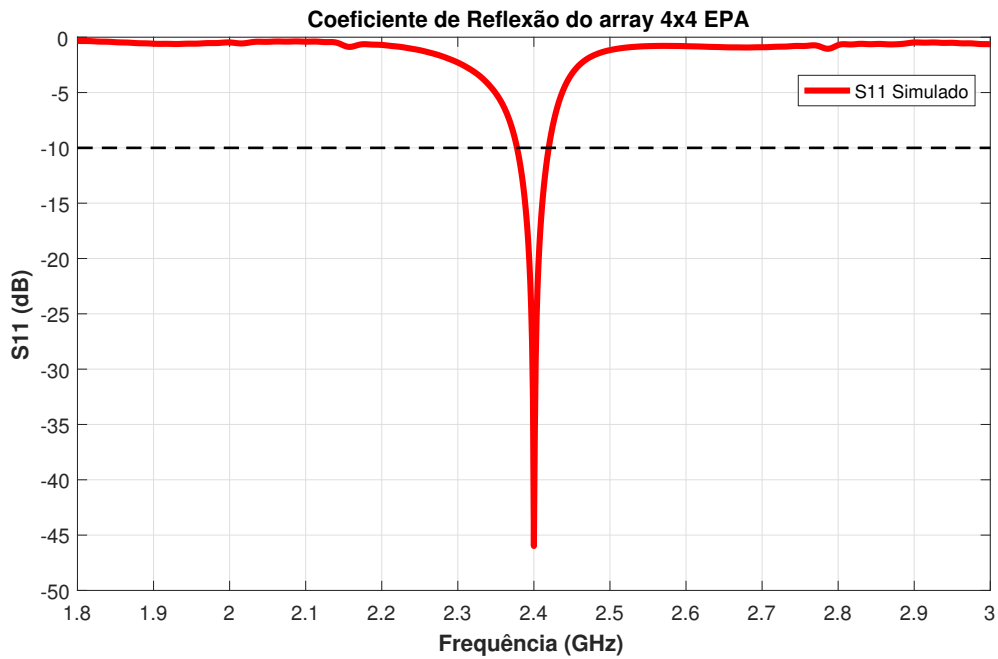


Figura 4.6: Coeficiente de reflexão do array 4x4 EPA

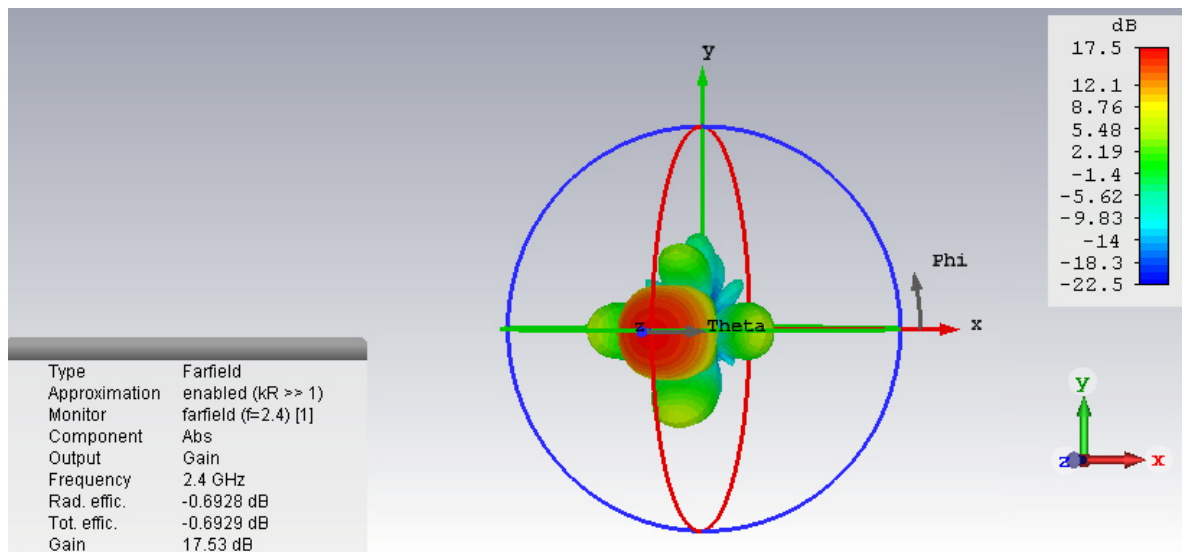


Figura 4.7: Diagrama de radiação em campo distante do array 4x4 EPA

Uma vez conhecidas as dimensões do array e a frequência de trabalho, é possível calcular as fronteiras das zonas de campo apresentadas e descritas na secção (2.3). Considerando  $d$  como a distância de um ponto de observação (P) localizado segundo o eixo dos  $-ZZ$  relativamente ao array, as zonas de campo podem ser divididas em:

- **Campo Próximo:**

- Zona reativa:  $d < 0.26$  m
- Zona radiante:  $0.26 \text{ m} \leq d < 1.32$  m

- **Campo distante:**

- $d \geq 1.32$  m

### 4.1.3 Array 4x4 focal em campo próximo

O processo de dimensionamento do array 4x4 focal em campo próximo (NFF) seguiu as mesmas etapas de construção do array desenvolvido em (4.1.2), diferindo apenas no desenho da malha de excitação. No primeiro estudo realizado, estabeleceu-se o ponto de foco localizado a 200 mm (20 cm) do array de transmissão (zona reativa do campo próximo). Assim, os elementos são excitados com um sinal de igual amplitude e com um determinado valor de fase, como enunciado no estudo descrito na secção (3.3). Sendo as variáveis  $(m, n)$  dependentes das coordenadas de cada elemento do agregado,  $d = 72 \text{ mm}$  e  $r_0 = 200 \text{ mm}$ , as fases de cada elemento foram calculadas a partir da equação (3.31).

Na tabela (4.4) estão representadas as fases dos elementos (1,2,3,4) pertencentes ao segundo quadrante do array representado na figura (4.8). As fases dos elementos pertencentes a outros quadrantes do agregado de antenas podem ser calculadas utilizando a equação previamente referida ou tendo em consideração a simetria estrutural apresentada pelo array. Como  $d_x = d_y$  e as coordenadas dos elementos são definidas relativamente ao centro da antena, o array possui simetria. Consequentemente, as fases dos elementos: (1, 6, 11, 16), (2, 3, 5, 8, 9, 12, 14, 15) e (4, 7, 10, 13) são iguais.

Tabela 4.4: Distribuição de fases dos elementos do 2º quadrante do array NFF

| Elemento | Fase    |
|----------|---------|
| 1        | 148.75° |
| 2        | 86.77°  |
| 3        | 86.77°  |
| 4        | 18.36°  |

O ADS foi uma vez mais utilizado na implementação da malha de excitação da antena de transmissão focal em campo próximo. Além de possibilitar o desenho da malha de excitação, este software contém ferramentas de otimização, que simplificam o processo de dimensionamento da mesma. Ajustando o comprimento das linhas de transmissão que incorporam a malha, garante-se que cada elemento é excitado com a fase desejada. A malha de excitação dimensionada é posteriormente integrada no esquemático do CST e procede-se ao ajuste das dimensões dos elementos que constituem a antena.

Contrariamente à antena anterior e de forma a acelerar o processo, ajustou-se também a largura de cada elemento ( $W$ ).

Da análise do comportamento do array (4x4) focal em campo próximo, com as dimensões apresentadas na tabela (4.5), conclui-se que a antena possui as características pretendidas. Apresenta uma excelente adaptação a 2.4 GHz ( $S_{11} = -39.21$  dB), figura(4.9), exibe um ganho de 14.5 dBi e uma eficiência de radiação de 83 %, figura (4.10).

Tabela 4.5: Dimensões do array 4x4 focal em campo próximo

| Símbolo     | Dimensão (mm) |
|-------------|---------------|
| $W$         | 43.08         |
| $L$         | 35.28         |
| $F_i$       | 9.2           |
| $d_x = d_y$ | 72            |
| $W_s$       | 288           |
| $L_s$       | 288           |

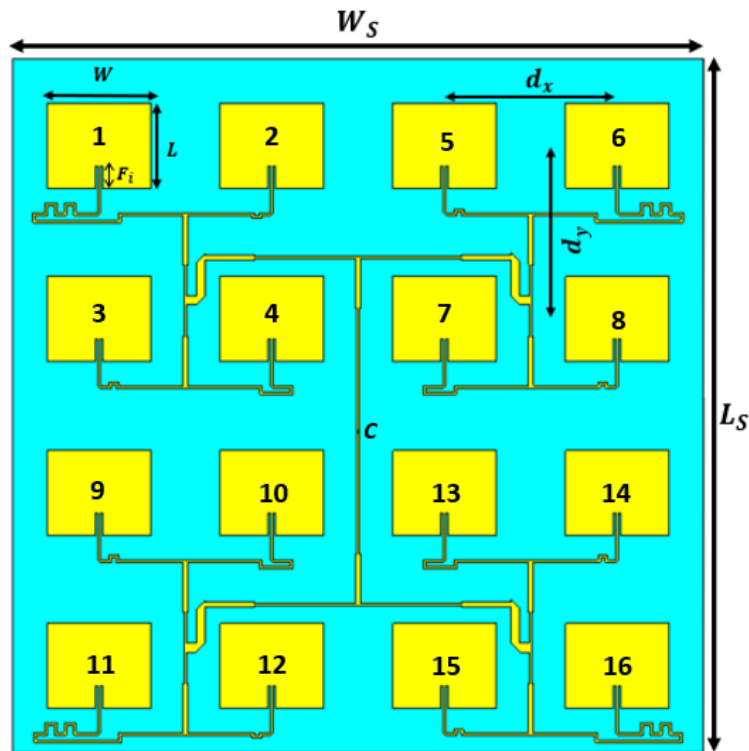


Figura 4.8: Array 4x4 focal em campo próximo

Da análise da representação 3D dos diagramas de radiação em campo distante dos arrays de transmissão dimensionados, figuras (4.7,4.10), verifica-se que o array NFF é muito menos diretivo que o array EPA. Esta antena apresenta um ganho 3 dB inferior relativamente ao array EPA, pelos motivos apresentados na secção (3.3).

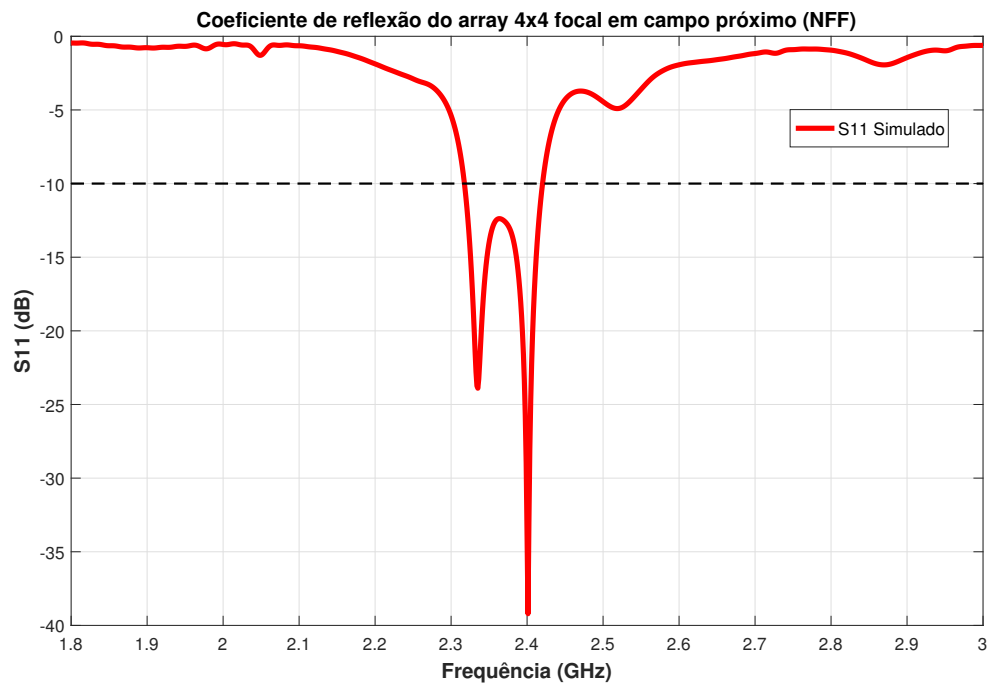


Figura 4.9: Coeficiente de reflexão do array 4x4 focal em campo próximo

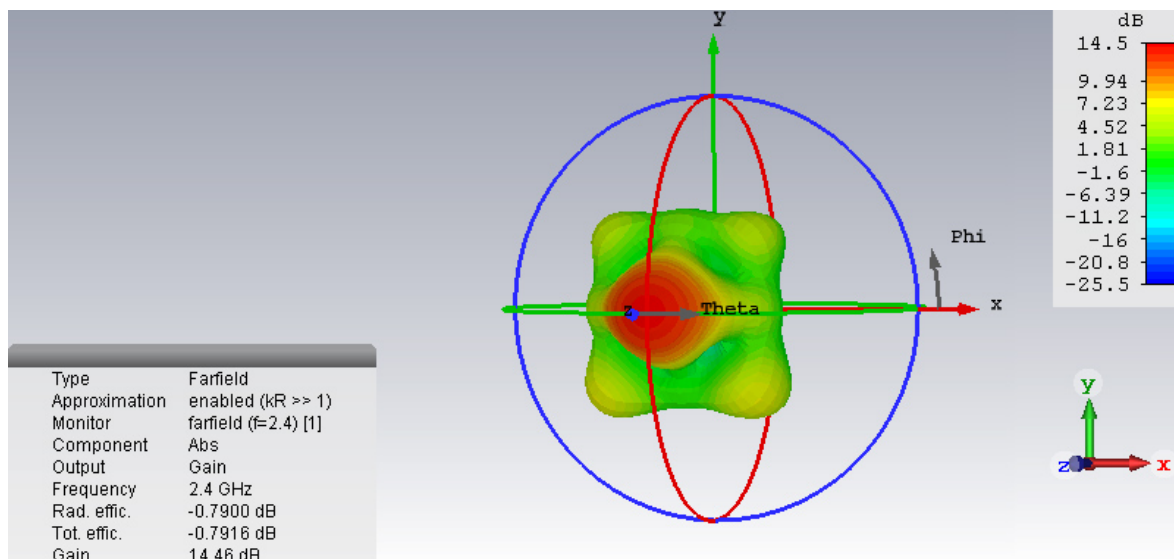


Figura 4.10: Diagrama de radiação em campo distante do array 4x4 NFF

#### 4.1.4 Array de recepção

Como enunciado na secção (3.3), o array de recepção deverá ser dimensionado de acordo com o diâmetro ( $\Delta_S$ ) da área de foco circular, definida pelos pontos de -3 dB, produzida pelo array de transmissão NFF no plano de foco ( $Z = r_o$ ). Utilizando a equação (3.32) e sabendo que  $\lambda=0.125$  m,  $r_o = 0.2$  m e  $L = 0.288$  m, conclui-se que o  $\Delta_S$  produzido pela antena desenvolvida na secção (4.1.3) é dado pela equação (4.2).

$$\Delta_S = \frac{0.8868 \times \frac{3.0 \times 10^8}{2.4 \times 10^9} \times 0.2}{0.288} = 0.07697 \text{ m} \quad (4.2)$$

Considerando que  $\Delta_S \approx 76.97 \text{ mm}$  e visto que o tamanho do array de recepção é igual ao produto N (número de elementos) por d (espaçamento entre os elementos), para que esta antena possua uma área ligeiramente superior à área de foco circular de -3 dB, deverá ser constituída por 4 elementos (array 2x2), idênticos ao elemento apresentado em (4.1.1). O projeto deste array seguiu as mesmas etapas de construção dos arrays de transmissão descritos anteriormente.

Tabela 4.6: Dimensões do array 2x2

| Símbolo     | Dimensão (mm) |
|-------------|---------------|
| <b>W</b>    | 44.17         |
| <b>L</b>    | 34.91         |
| <b>Fi</b>   | 12            |
| $d_x = d_y$ | 72            |
| $W_s$       | 144           |
| $L_s$       | 144           |

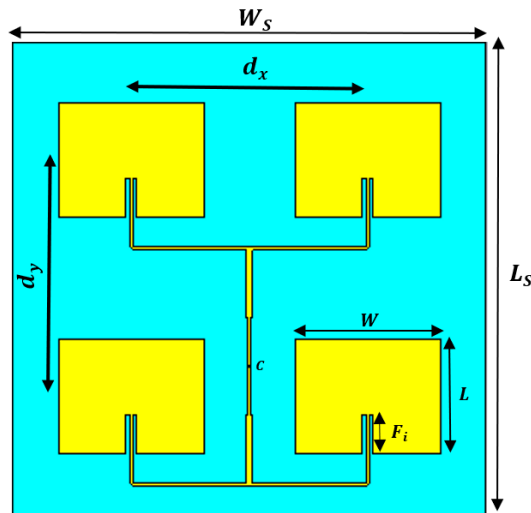


Figura 4.11: Antena 2x2

O array de recepção dimensionado, figura (4.11), tem as dimensões apresentadas na tabela (4.6). Observando as figuras (4.12,4.13), resultantes da simulação do comportamento da antena, é notório o bom desempenho apresentado pela mesma. À frequência de projeto, esta antena apresenta uma boa adaptação ( $S_{11} = -20.04 \text{ dB}$ ), 11.6 dBi de ganho e uma eficiência de radiação de 87%.

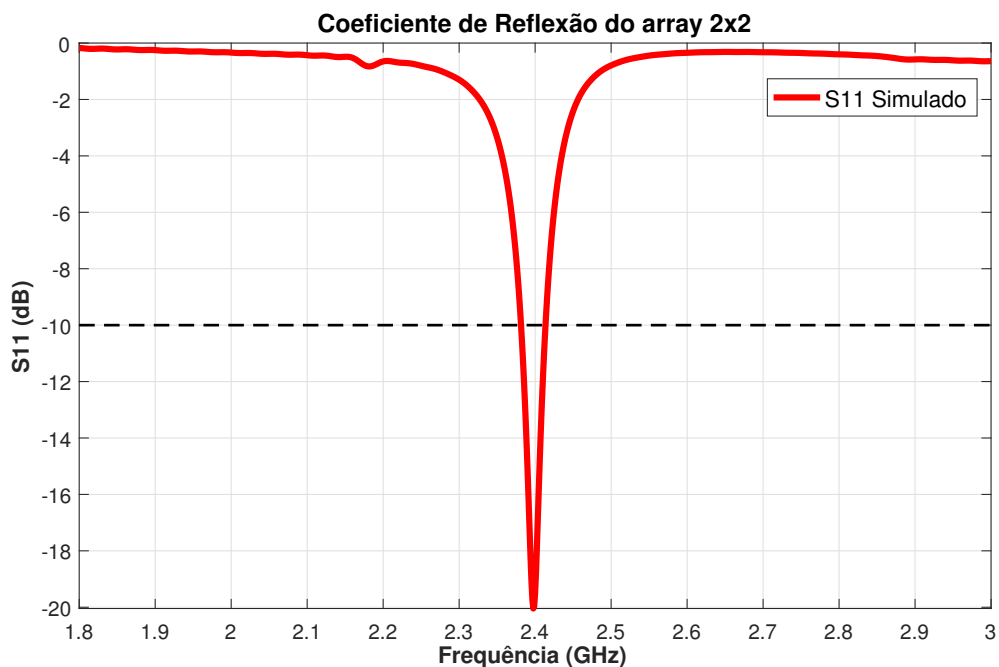


Figura 4.12: Coeficiente de reflexão do array 2x2

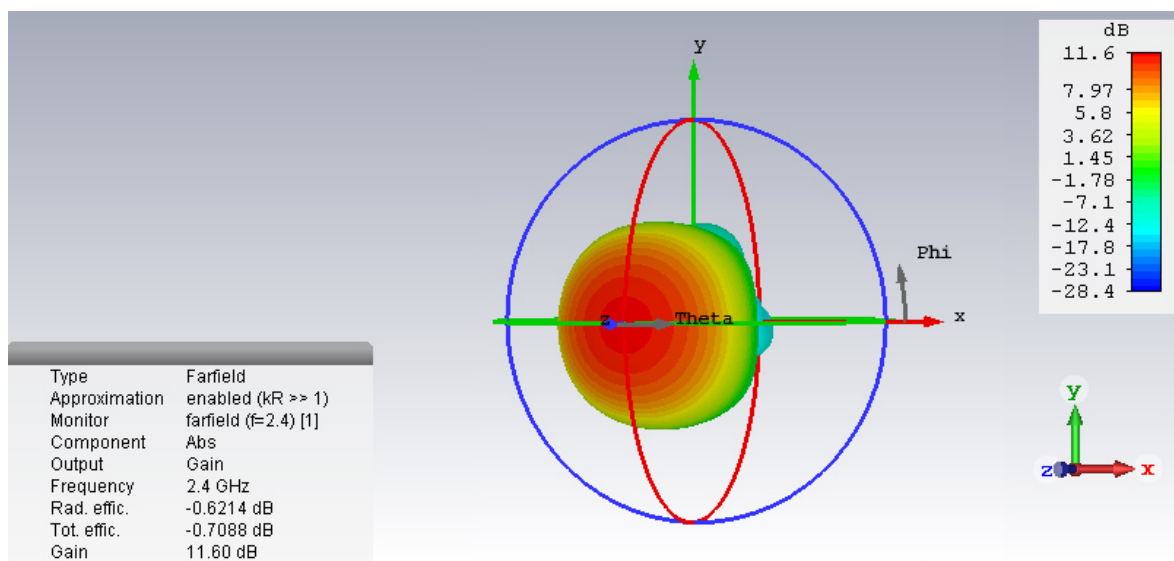


Figura 4.13: Diagrama de radiação em campo distante do array 2x2



#### 4.1.5 Análise da distribuição do campo elétrico

De forma a analisar a discrepância existente na distribuição do campo elétrico produzido pelos arrays de transmissão, array EPA e array NFF ( $r_o = 200$  mm), utilizou-se uma ferramenta disponibilizada pelo CST designada "field-monitor". Esta ferramenta permite a criação de um "field-source" e a posterior análise do campo elétrico em diversas regiões do espaço, nomeadamente em campo próximo da antena. O esquemático utilizado no simulador, para obter os gráficos presentes na figura (4.15), é ilustrado na figura (4.14). A caixa azul representa o monitor de campo elétrico referente ao array a analisar e a linha vermelha é uma ponta de prova contínua que mede a intensidade de campo elétrico ao longo do eixo dos -ZZ, ou seja, tem início no centro do array e prolonga-se até uma distância especificada à priori.

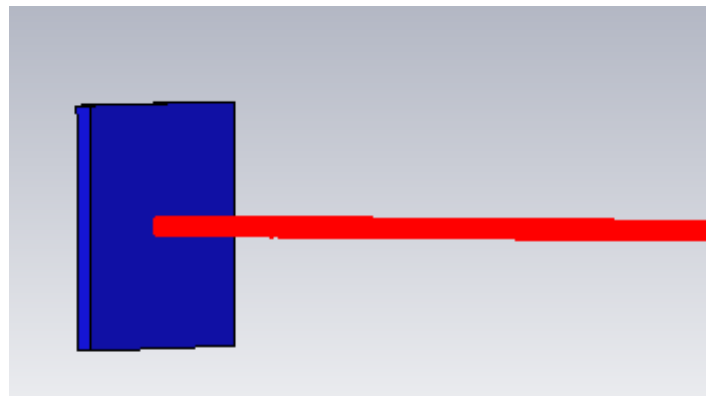


Figura 4.14: Esquemático do CST utilizado na análise da distribuição do campo elétrico

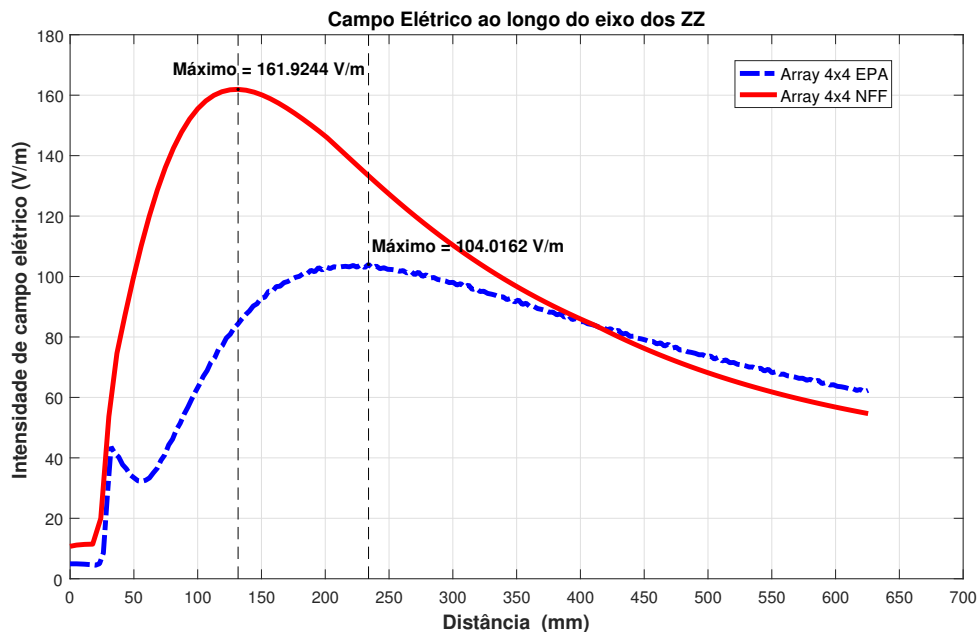


Figura 4.15: Distribuição do campo elétrico, ao longo do eixo dos -ZZ, produzido pelos arrays de transmissão

Na figura (4.15), está ilustrada a distribuição do campo elétrico produzido pelos arrays de transmissão dimensionados. Analisando esta figura, é perceptível que a intensidade de campo elétrico, produzido pelo array com ponto de foco em campo próximo ( $r_o=200$  mm), é superior à intensidade do campo elétrico produzido pelo array EPA até uma distância de, aproximadamente, 410 mm.

Em conformidade com o referido em (3.3), o ponto de máxima intensidade do campo elétrico produzido pelo array NFF, não ocorre no ponto de foco pré-definido. A antena NFF, projetada para apresentar um ponto de foco a 200 mm de distância, apresenta um valor máximo de intensidade de campo elétrico ( $E = 161.92$  V/m) a 132 mm de distância, ou seja, apresenta um focal shift de 68 mm. Nesse ponto, o array NFF apresenta um campo elétrico, aproximadamente, 80 V/m mais intenso que o do array EPA.

O agregado EPA apresenta uma intensidade máxima de campo elétrico ( $E = 104.02$  V/m) a 234 mm de distância.

À distância do ponto de foco estipulado ( $r_o = 200$  mm), a antena NFF apresenta uma intensidade de campo elétrico 43 V/m superior à intensidade do campo elétrico produzido pela antena EPA.

Com a finalidade de averiguar se a antena de receção foi convenientemente dimensionada, analisou-se a distribuição do campo elétrico produzido pelos dois arrays de transmissão implementados no plano de foco ( $Z = r_o = 200$  mm), para o caso em que a antena de receção era uma patch simples de dimensão ( $72$  mm  $\times$   $72$  mm) e para o caso em que esta se tratava de um array (2x2) de dimensão ( $144$  mm  $\times$   $144$  mm), figuras (4.16,4.17). Observando estas figuras, é conclusivo que o array 2x2 é a melhor opção de escolha para operar como antena de receção, uma vez que tanto no caso do array EPA como no caso do array NFF apresenta maior capacidade de receber o campo elétrico produzido pelos mesmos. A antena patch simples não é a melhor opção, visto que, de acordo com os cálculos efetuados e as figuras apresentadas, a sua área não é suficiente para abranger a totalidade da área de foco de -3 dB produzida pela antena de transmissão NFF. O diâmetro da área de foco da antena NFF, definida pelos pontos de -3 dB, pode ser obtido através da figura ilustrativa do campo elétrico normalizado relativamente ao seu valor de máximo no plano  $Z = r_o = 200$  mm, figura (4.18). Da análise desta figura, é visível que apenas a antena de receção (2x2) permite captar a região definida pelos pontos de -3 dB. Esta região apresenta 96 mm de diâmetro, valor 19 mm superior ao previamente calculado através da equação (4.2). Esta discrepância pode ser justificada pelos factos apresentados no parágrafo seguinte.

Após um estudo mais aprofundado da técnica de projecção dos agregados de antenas focais em campo próximo, descrita em [25, 54], verificou-se que as aproximações são efetuadas para a região radiante do campo próximo. Contrariamente ao enunciado, o array de transmissão, descrito na secção (4.1.3), foi dimensionado de modo a possuir um ponto de foco na zona reativa do campo próximo. Contudo, uma vez que, o ponto de foco para o qual se projetou a antena, se encontra muito próximo da região radiante e dado que os arrays já se encontravam dimensionados, optou-se por proceder à impressão e ao desenvolvimento do sistema em questão.

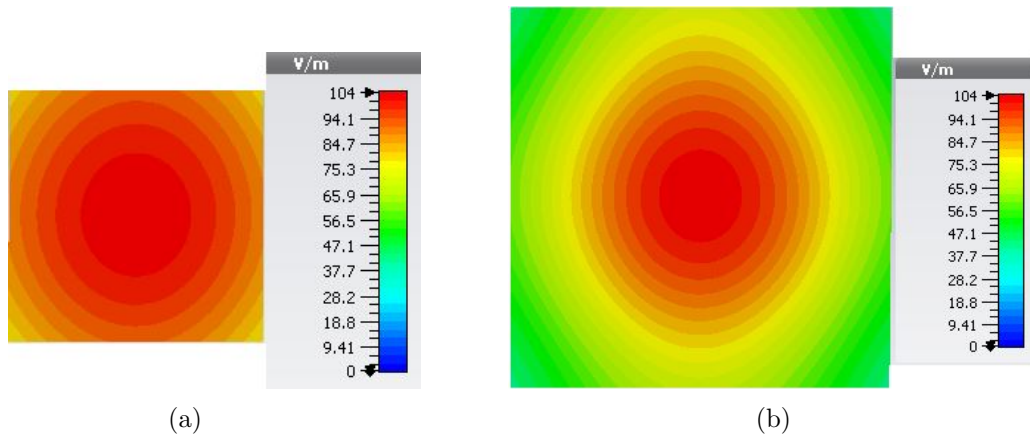


Figura 4.16: Campo elétrico produzido pelo array EPA no plano  $r_o=200$  mm, consoante a configuração da antena de receção: a) Patch Simple, b) Array 2x2

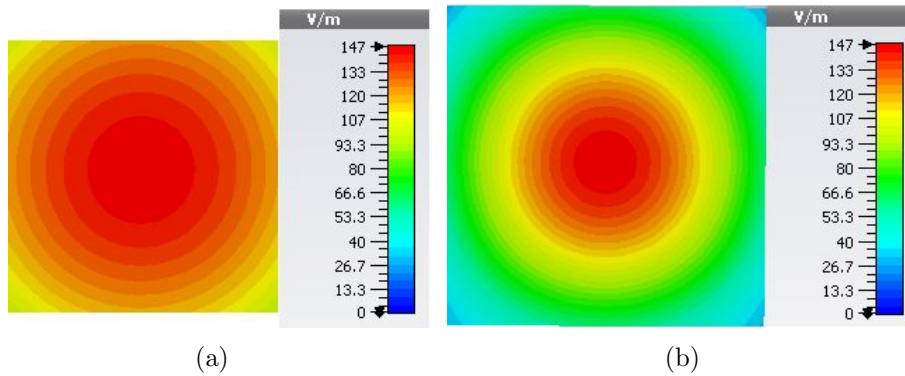


Figura 4.17: Campo elétrico produzido pelo array NFF no plano  $r_o=200$  mm, consoante a configuração da antena de receção: a) Patch Simple, b) Array 2x2

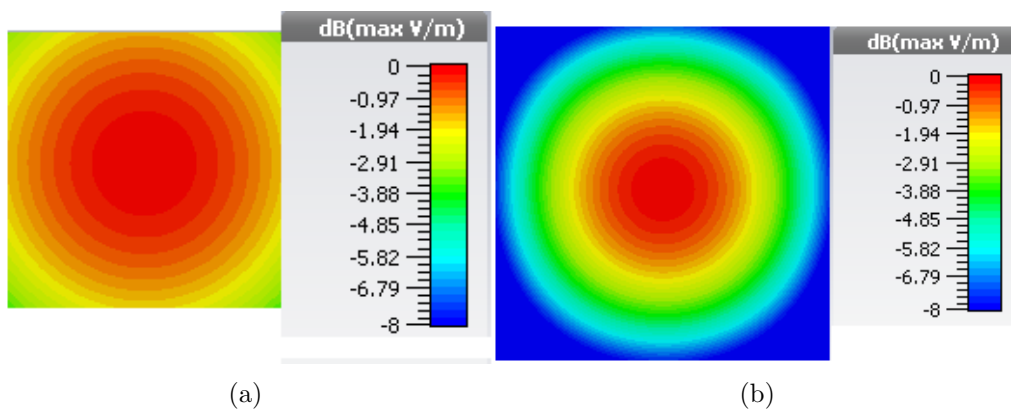


Figura 4.18: Campo elétrico normalizado (dB) produzido pelo NFF no plano  $r_o=200$  mm, consoante a configuração da antena de receção: a) Patch Simple, b) Array 2x2

## 4.2 Ponto de foco localizado a 450 mm

Os sistemas WPT são atualmente utilizados nas mais diversas áreas e aplicações, que por vezes utilizam transmissores e recetores separados por uma distância considerável. Como já referido anteriormente, quanto maior for o número de elementos do array de transmissão, maior será a sua capacidade de foco. Consequentemente, desenvolveram-se antenas mais complexas, que permitirão analisar a eficiência energética apresentada por um sistema WPT quando este é constituído por uma antena de transmissão EPA e quando é constituído por uma antena de transmissão focal em campo próximo ( $r_o = 450$  mm).

### 4.2.1 Antena Patch Simples

Para desenvolver antenas constituídas por um maior número de elementos e com dimensões aceitáveis, é necessário aumentar a frequência de operação, dado que a dimensão dos elementos radiantes é inversamente proporcional à frequência. Uma das bandas de frequências livres extremamente utilizada em sistemas de transmissão de energia sem fios é a gama com frequência central em 5.8 GHz, tabela (4.1). Examinando as características do substrato utilizado na implementação das antenas dimensionadas anteriormente, constata-se que o mesmo pode ser usado na construção de antenas a operar a essa frequência [55]. Contudo, uma vez que a quantidade de substrato disponível em armazém é limitada, optou-se pela utilização do substrato Isola Astra com espessura inferior ( $h = 0.76$  mm,  $\tan \delta = 0.0017$ ,  $\epsilon_r = 3$ ,  $t = 0.035$  mm) [55]. Atendendo à frequência de operação (5.8 GHz), às características do substrato utilizado e às etapas de dimensionamento de uma antena microstrip apresentadas na secção (A.3), implementou-se no CST a antena presente na figura (4.19). As dimensões do substrato e do plano de massa da antena ( $W_s$ ,  $L_s$ ) foram novamente definidas de forma que, aquando a construção dos arrays, os elementos se encontram equiespaçadamente separados por uma distância superior a  $(\lambda/2)$ . Desta forma, sabendo que  $\lambda=0.052$  m, estabeleceu-se  $W_s$  e  $L_s$  com uma dimensão de 34 mm, garantindo-se assim uma distância entre os elementos de  $0.65 \lambda$ . A linha de alimentação da antena implementada é definida por uma linha com impedância característica de  $100 \Omega$ , neste caso, com dimensões  $W_{100}=0.467$  mm e  $L_{100}$ , pelos motivos já apresentados. A antena patch dimensionada e otimizada apresenta as dimensões representadas na tabela (4.7).

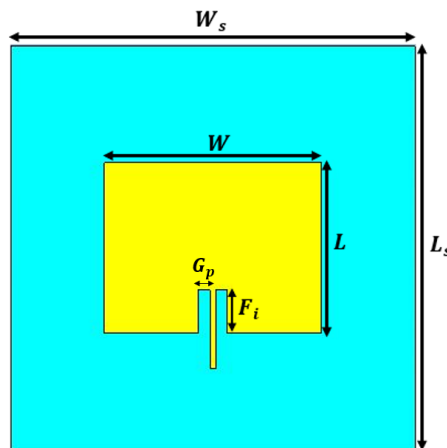


Figura 4.19: Antena patch

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3.0 \times 10^8}{5.8 \times 10^9} = 0.052 \text{ m} \quad (4.3)$$

Tabela 4.7: Dimensões da antena patch

| Símbolo                     | Dimensão (mm) |
|-----------------------------|---------------|
| <b>W</b>                    | 18.28         |
| <b>L</b>                    | 14.34         |
| <b>Fi</b>                   | 3.63          |
| <b><math>G_p</math></b>     | 1             |
| <b><math>W_{100}</math></b> | 0.47          |
| <b><math>L_{100}</math></b> | 6.87          |
| <b><math>W_s</math></b>     | 34            |
| <b><math>L_s</math></b>     | 34            |

A antena de referência, que será utilizada na construção dos arrays que integrarão os sistemas WPT, apresenta à frequência de projeto (5.8 GHz) uma excelente adaptação ( $S_{11} = -103.4$  dB), um ganho de 6.93 dBi e uma eficiência de radiação de 89 %, figura (4.20, 4.21).

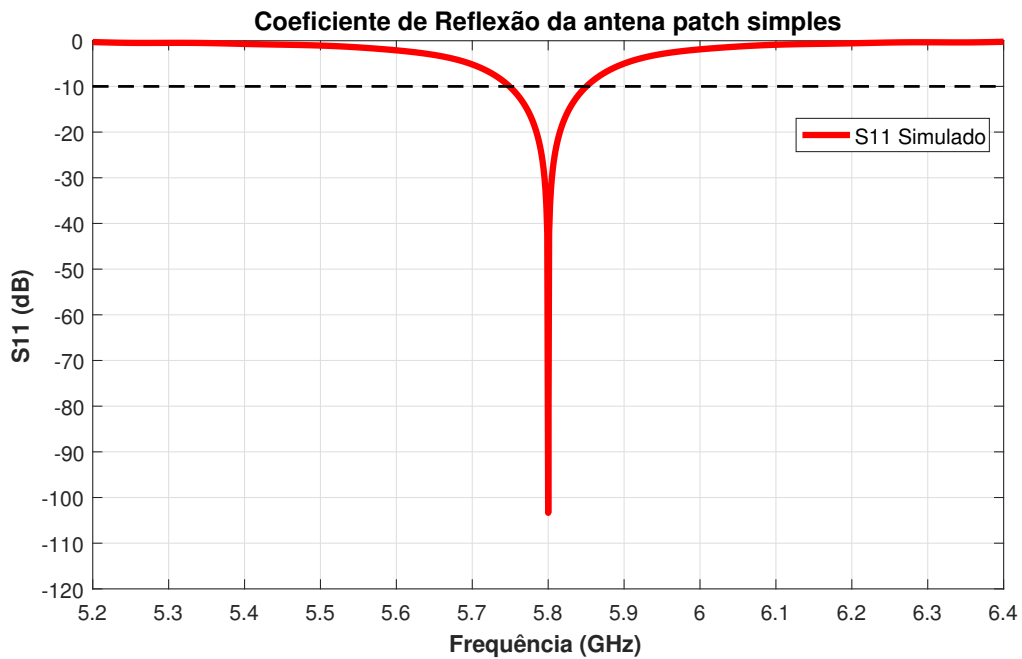


Figura 4.20: Coeficiente de reflexão da antena patch simples

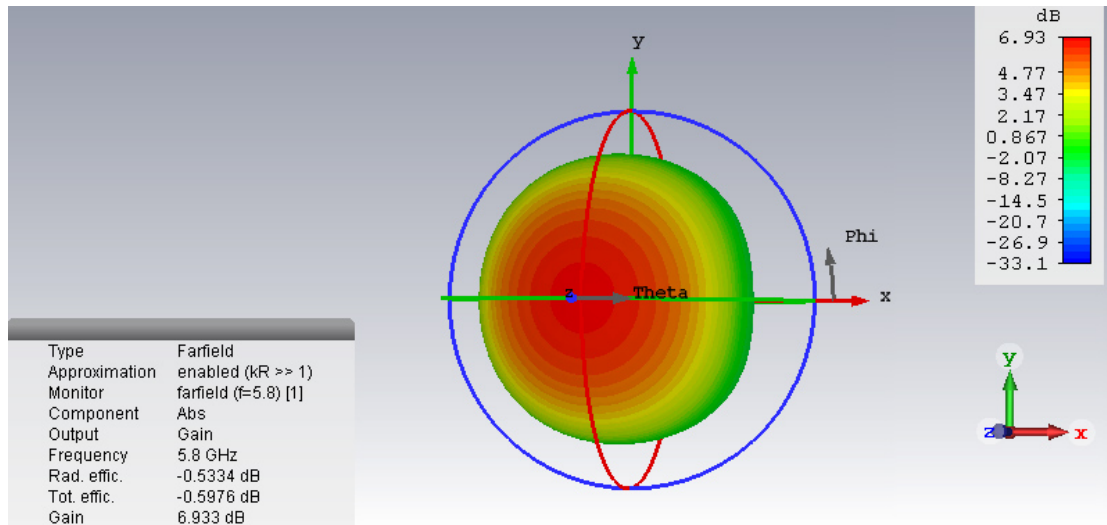


Figura 4.21: Diagrama de radiação em campo distante da antena patch simples

#### 4.2.2 Array 8x8 EPA

Ao utilizar agregados de antenas constituídos por um número de elementos superior a 16, array (4x4), aumenta-se não só o ganho e a diretividade das antenas, como ainda se propicia um aumento da capacidade de foco apresentada pelas mesmas. Após dimensionar a antena que servirá como referência à construção dos arrays, figura (4.19), está tudo alinhado para dimensionar o array de transmissão EPA, composto por 64 elementos (8 x 8), equiespaçadamente separados ao longo dos dois eixos ( $d_x = d_y = 34$  mm) e excitados com um sinal de iguais amplitude e fase.

Observando a malha de excitação dos arrays apresentados nesta secção, verifica-se a existência de algumas diferenças estruturais relativamente às malhas previamente apresentadas. A diferença mais evidente é a localização do ponto de excitação (conector). Após dimensionar, simular e medir experimentalmente o primeiro protótipo do array de receção que será apresentado posteriormente, agregado que apresentava uma malha de excitação idêntica às antenas apresentadas anteriormente, verificou-se que os resultados experimentais não corroboravam os resultados obtidos através da simulação. Contrariamente à antena dimensionada e otimizada no CST, a antena protótipo apresentava um valor mínimo de return loss muito superior a -10 dB, sinónimo de um valor de impedância de entrada muito díspar do valor pretendido ( $50 \Omega$ ). Posteriormente à realização de diversos testes de despiste, com a finalidade de averiguar a causa das discrepâncias existentes, concluiu-se que o tipo de alimentação (conector presente na retaguarda do array) era o responsável por tal inconsonância. Uma vez definida a excitação do array na extremidade direita da antena e uma vez realizadas as respectivas medições experimentais, constatou-se que existia um valor de frequência para o qual a antena estava bem adaptada. Na opinião do autor deste documento, a razão mais plausível encontrada para as discrepâncias obtidas inicialmente prende-se com as dimensões da linha de  $100 \Omega$  e do furo necessário para a aplicação do conector. Normalmente, a dimensão do furo é inferior à largura da linha onde este é efetuado. Neste caso, o furo é executado numa linha de  $100 \Omega$  que, devido ao substrato utilizado e à frequência de operação, apresenta uma largura de 0.47 mm, dimensão inferior ao diâmetro do furo (0.7 mm).

Quando a antena é impressa e o furo necessário à aplicação do conector é realizado, parte da linha de  $100 \Omega$  é destruída, apresentando um impacto danoso nas características da antena, nomeadamente, na adaptação da mesma.

Posteriormente ao dimensionamento da malha de excitação da antena de transmissão EPA, com o conector situado na extremidade do array, otimizaram-se as dimensões dos seus elementos constituintes, garantindo que a antena cumpria com os requisitos.

A antena de transmissão EPA (8x8), ilustrada na figura (4.22), apresenta as dimensões presentes na tabela (4.8). Avaliando o desempenho desta antena à frequência de projeto (5.8 GHz), conclui-se que: apresenta um coeficiente de reflexão de  $S_{11} = -39.85$  dB, assegurando a adaptação, um ganho em campo distante de 23.7 dBi e uma eficiência de radiação de 72 %, figuras (4.23,4.24).

Tabela 4.8: Dimensões do array 8x8 EPA

| Símbolo   | Dimensão (mm) |
|-----------|---------------|
| <b>W</b>  | 18.28         |
| <b>L</b>  | 14.41         |
| <b>Fi</b> | 3.69          |
| $d_x=d_y$ | 34            |
| $W_s$     | 272           |
| $L_s$     | 272           |

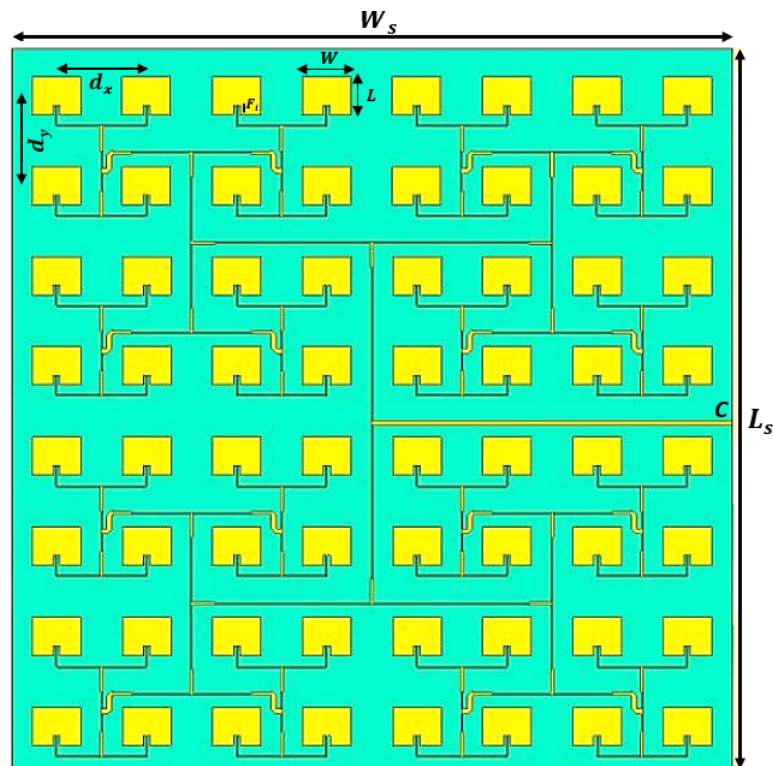


Figura 4.22: Array 8x8 EPA

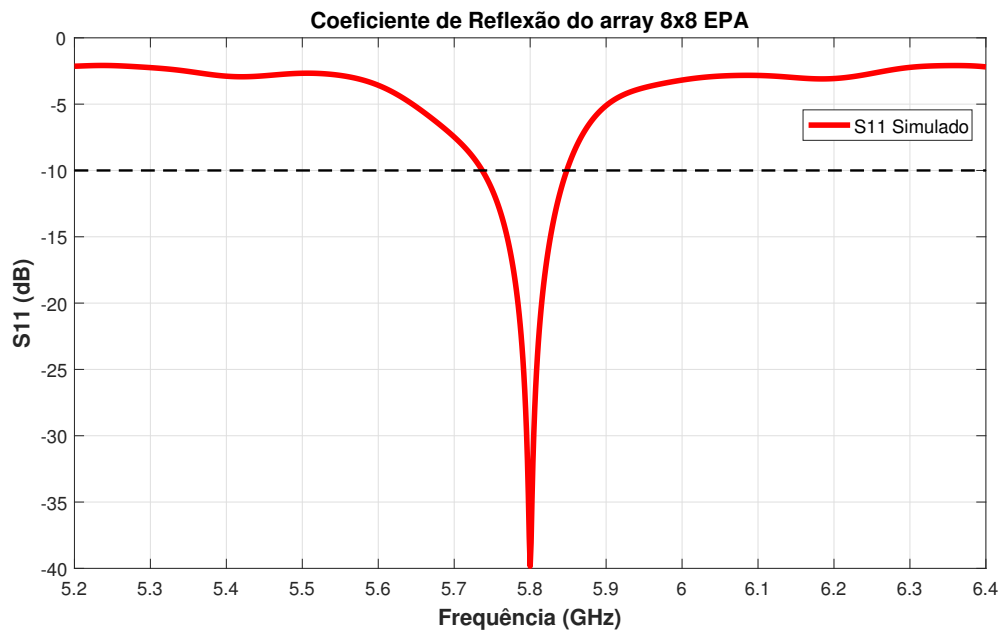


Figura 4.23: Coeficiente de reflexão do array 8x8 EPA

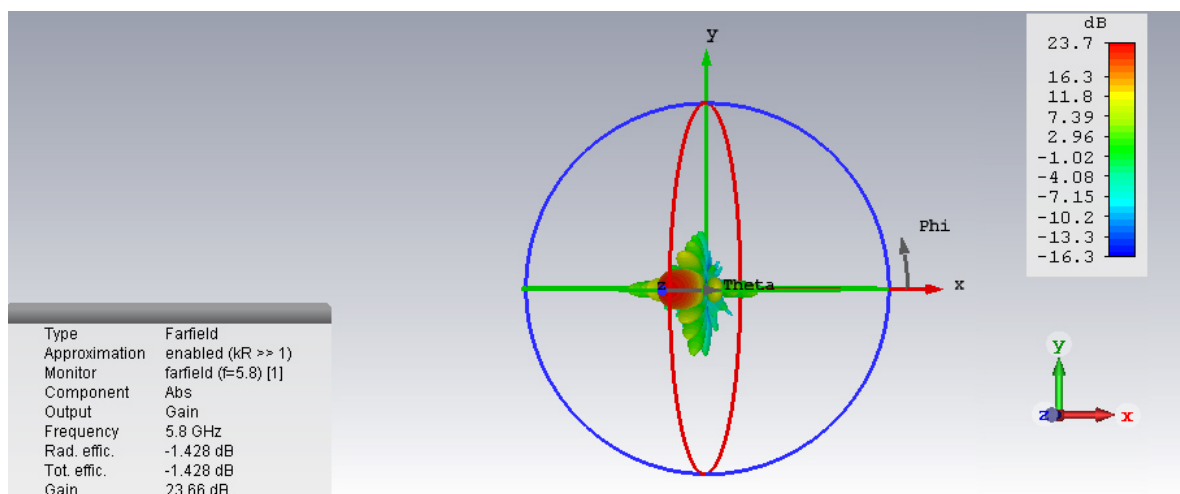


Figura 4.24: Diagrama de radiação em campo distante do array 8x8 EPA

Considerando  $d$  como a distância de um ponto de observação (P), localizado segundo o eixo dos  $-ZZ$ , relativamente ao array, as zonas de campo podem ser divididas em:

- **Campo Próximo:**

- Zona reativa:  $d < 0.38$  m
- Zona radiante:  $0.38 \text{ m} \leq d < 2.86$  m

- **Campo distante:**

- $d \geq 2.86$  m



### 4.3 Array focal em campo próximo

Para que a antena de transmissão constituída por 64 elementos equiespaçados ( $d_x = d_y = 34$  mm), com dimensões  $L = W_s = L_s = 272$  mm e a operar a 5.8 GHz apresente um ponto de foco na zona de fresnel ( $r_o = 450$  mm), os elementos deverão ser excitados com um sinal de igual amplitude e com uma determinada fase obtida através da equação (3.31).

Na tabela (4.9), estão representadas as fases de excitação dos elementos do 2º quadrante do array, representado na figura (4.25), de modo a que o ponto de foco se localize no ponto de coordenadas (0,0,450) mm. Uma vez mais, dada a simetria apresentada pelo array relativamente aos dois eixos (-xx, -yy), as fases dos elementos presentes nos outros quadrantes podem ser facilmente obtidas sem recorrer à equação (3.31). Uma vez conhecidas as fases dos elementos da antena, utilizaram-se novamente as ferramentas disponibilizadas pelo ADS, a fim de dimensionar a malha de excitação do array.

Tabela 4.9: Distribuição de fases dos elementos do 2º quadrante do array 8x8 focal em campo próximo

| Elemento | Fase    |
|----------|---------|
| 1        | 211.86° |
| 2        | 161.23° |
| 3        | 127.05° |
| 4        | 109.82° |
| 5        | 161.23° |
| 6        | 109.82° |
| 7        | 75.09°  |
| 8        | 57.58°  |
| 9        | 127.05° |
| 10       | 75.09°  |
| 11       | 39.97°  |
| 12       | 22.27°  |
| 13       | 109.82° |
| 14       | 57.58°  |
| 15       | 22.27°  |
| 16       | 4.47°   |

Posteriormente ao desenvolvimento da malha de excitação do array no ADS, importou-se a mesma para o software de simulação da antena (CST). O esquemático relativo ao projeto da antena apresenta 4.691.466 células, devido às elevadas dimensões e ao vasto número de elementos que constitui o agregado. O processo de simulação da antena é extremamente demorado (cerca de 10 horas). Devido a este facto, o ajuste das dimensões dos elementos até que sejam cumpridos todos os requisitos desejados, poderá levar semanas. Analisando os resultados referentes ao comportamento da antena (coeficiente de reflexão e diagrama de radiação), que foram obtidos para vários valores das dimensões dos elementos e tirando partido do conhecimento empírico, da inconsonância do comportamento simulado e experimental das antenas projetadas com este substrato e a esta frequência de trabalho (5.8 GHz), optou-se por escolher as dimensões representadas na tabela (4.10).

Tabela 4.10: Dimensões do array 8x8 focal em campo próximo

| Símbolo   | Dimensão (mm) |
|-----------|---------------|
| <b>W</b>  | 18.55         |
| <b>L</b>  | 14.59         |
| <b>Fi</b> | 4.3           |
| $d_x=d_y$ | 34            |
| $W_s$     | 272           |
| $L_s$     | 272           |

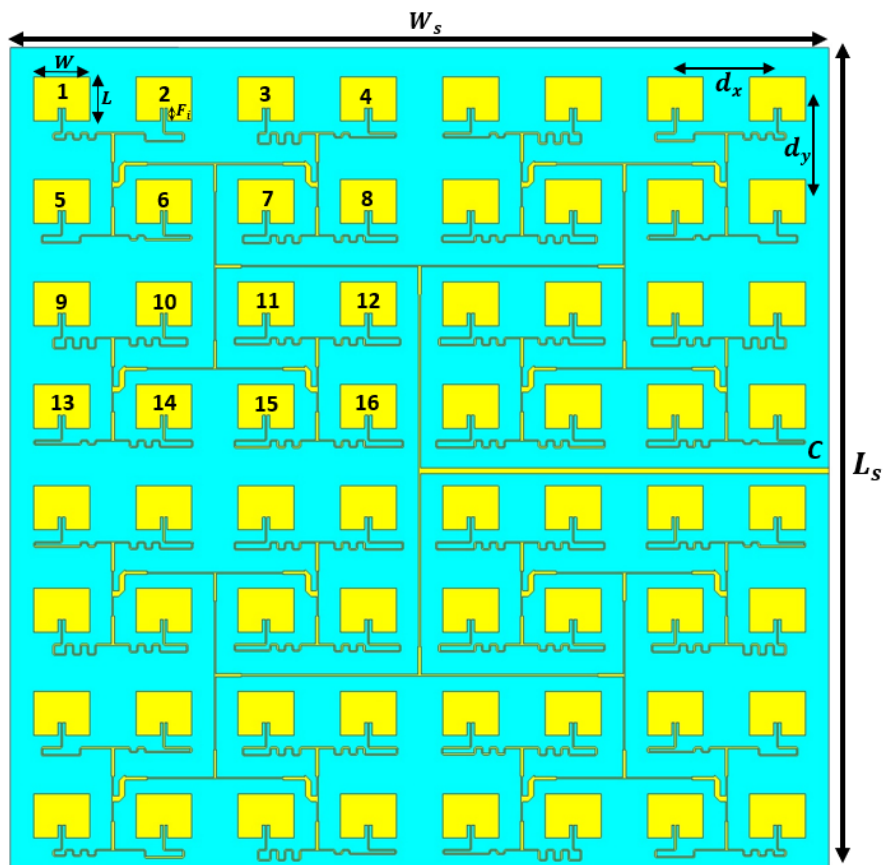


Figura 4.25: Array 8x8 focal em campo próximo

O coeficiente de reflexão do array constituído por elementos com as dimensões referidas anteriormente, figura (4.25), apresenta um valor mínimo em 5.72 GHz ( $S_{11}=-32.36$  dB). À frequência de operação (5.8 GHz), a antena também se encontra bem adaptada ( $S_{11}=-17.4$  dB). Analisando a representação 3D do diagrama de radiação a essa frequência, figura (4.27), verifica-se que a antena apresenta uma eficiência de radiação de 70%, e é possível mais uma vez inferir que, devido às razões enunciadas em (4.1.3), o array (8x8) NFF apresenta um ganho 4.6 dB's inferior (19.1 dBi) ao do array (8x8) EPA (23.7 dBi).

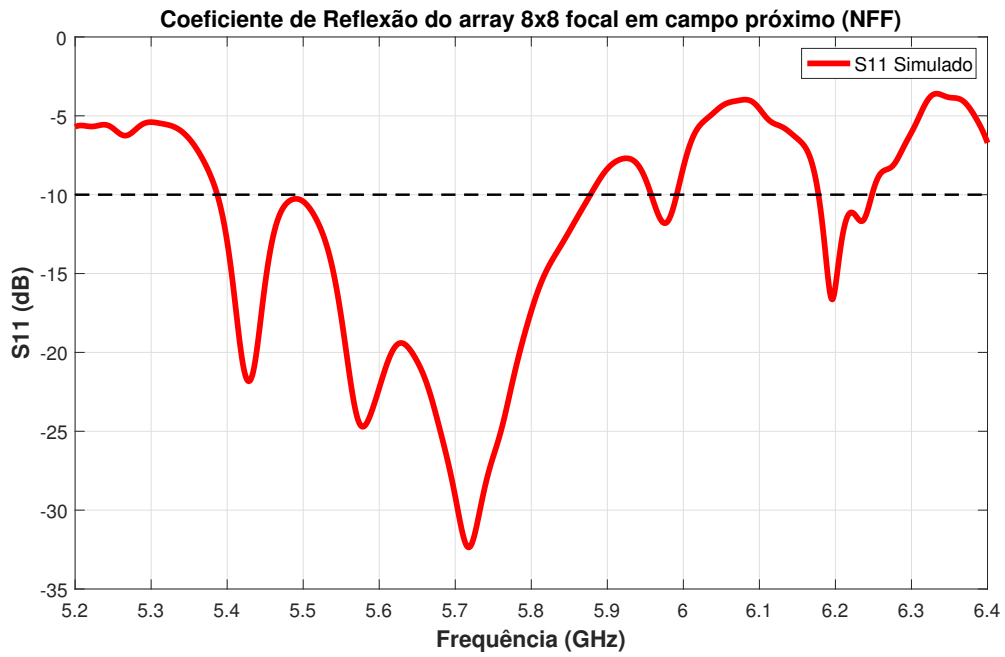


Figura 4.26: Coeficiente de reflexão do array 8x8 focal em campo próximo

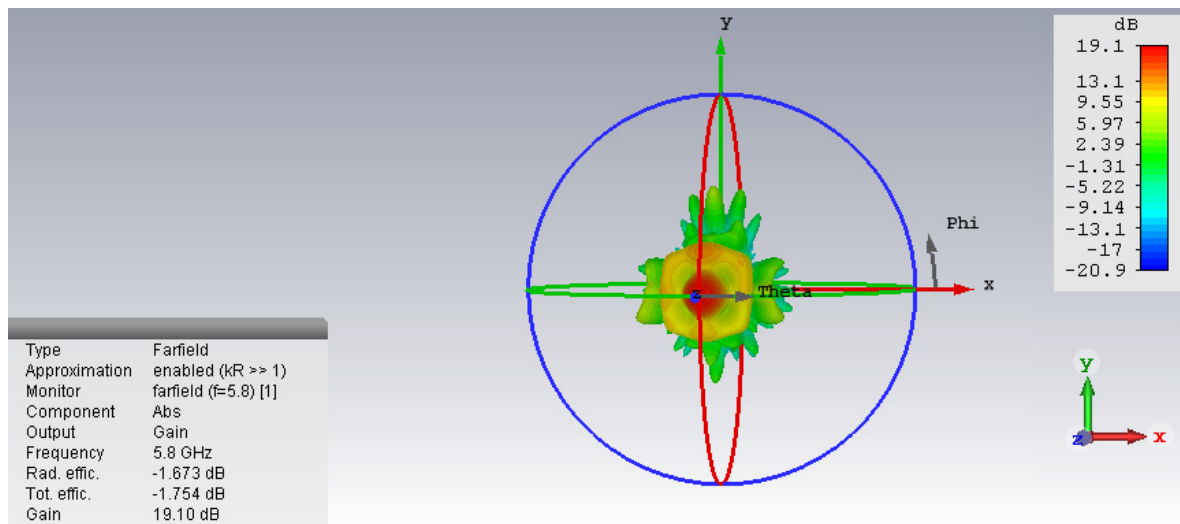


Figura 4.27: Diagrama de radiação em campo distante do array 8x8 NFF

### 4.3.1 Antena de recepção

O dimensionamento da antena de recepção deste sistema seguiu a mesma metodologia utilizada na antena de recepção do sistema anterior. Assim, sabendo que a antena de transmissão focal em campo próximo opera a 5.8 GHz ( $\lambda = 0.052$  m), tem dimensões ( $L = W_s = L_s = 0.272$  m) e foi projetada para apresentar um ponto de foco em  $(0,0,r_o = 450$  mm), conclui-se através da equação (3.32), que o diâmetro da área de foco circular, definida pelos pontos de -3 dB, produzida pelo array de transmissão NFF é dado pela equação (4.4). Desta forma, considerando que o espaçamento entre elementos se mantém (34 mm), a única forma da antena de recepção ter uma área superior à área de foco circular de -3 dB é dispondo de 4 elementos ao longo de -xx e de 4 elementos ao longo de -yy (array 4x4), apresentando portanto uma área de  $(136$  mm  $\times$  136 mm).

$$\Delta_S = \frac{0.8868 \times \frac{3.0 \times 10^8}{5.8 \times 10^9} \times 0.45}{0.272} = 0.0759 \text{ m} \quad (4.4)$$

Tabela 4.11: Dimensões do array 4x4

| Símbolo     | Dimensão (mm) |
|-------------|---------------|
| <b>W</b>    | 18.28         |
| <b>L</b>    | 14.38         |
| <b>Fi</b>   | 3.59          |
| $d_x = d_y$ | 34            |
| $W_s$       | 136           |
| $L_s$       | 136           |

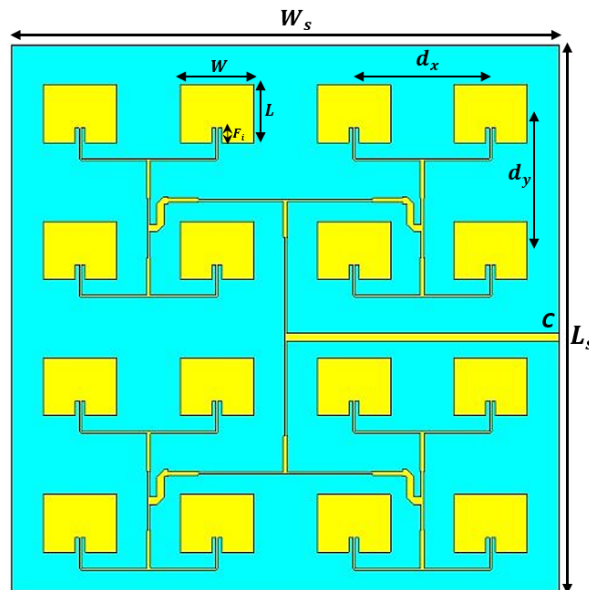


Figura 4.28: Array 4x4

A antena de recepção, figura (4.28), constituída por 16 elementos, foi desenvolvida recorrendo aos softwares já mencionados. A performance da antena pode ser delineada efetuando um ajuste nas dimensões dos elementos que a constituem ( $L$ ,  $F_i$ ). A antena de recepção, cujas dimensões estão presentes na tabela (4.11), apresenta uma boa performance à frequência de trabalho (5.8 GHz), encontra-se bem adaptada ( $S_{11} = -38.77dB$ ), apresenta um ganho de 18.2 dBi e uma eficiência de radiação de 79 %, figuras (4.29, 4.30).

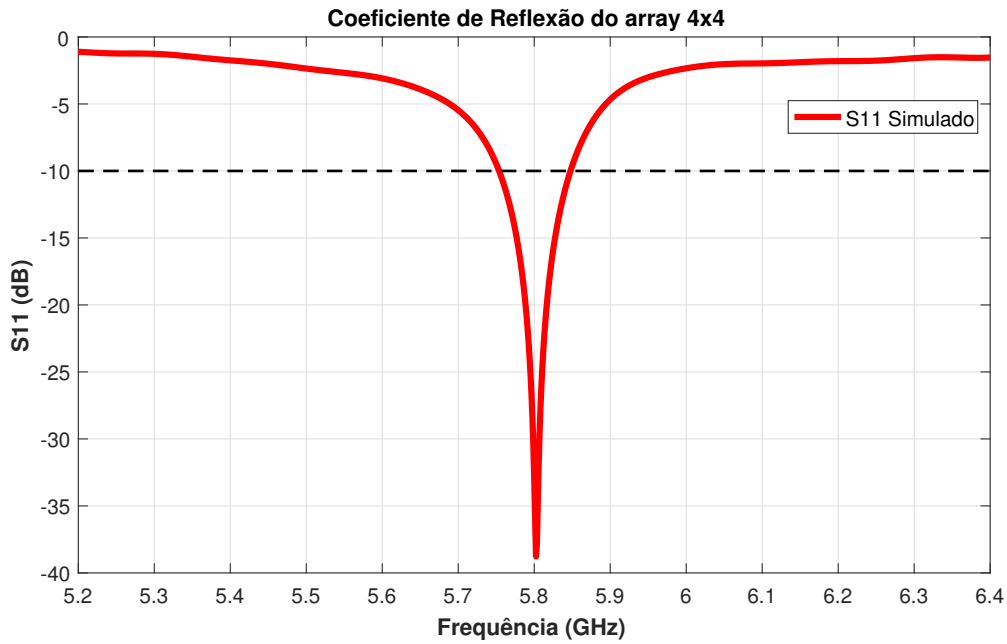


Figura 4.29: Coeficiente de reflexão do array 4x4

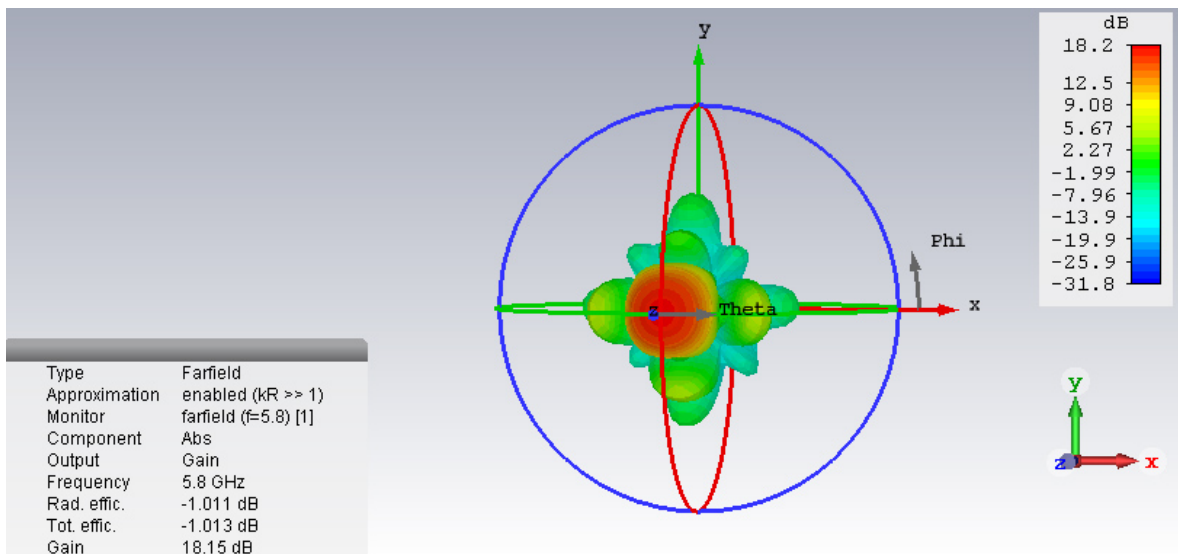


Figura 4.30: Diagrama de radiação em campo distante do array 4x4

### 4.3.2 Análise do campo elétrico

A distribuição do campo elétrico, ao longo do eixo dos  $-ZZ$ , produzido pelos arrays 8x8 desenvolvidos (array EPA e array NFF), obtida através de simulação, é exibida na figura (4.31). Uma análise desta figura torna irrefutável a capacidade de foco em campo próximo exibida pela antena desenvolvida para esse efeito. Até aos 730 mm, a intensidade de campo elétrico, produzido pela antena focal em campo próximo ( $r_o = 450$  mm), é garantidamente superior à antena EPA.

O valor de intensidade máxima de campo elétrico produzido pelo array focal em campo próximo ( $E = 183.26$  V/m), não ocorre à distância desejada, mas sim a 262 mm (26.2 cm) do mesmo, ou seja, apresenta um focal shift de 188 mm (18.8 cm). A esta distância o array de transmissão EPA produz uma intensidade de campo elétrico superior 124 V/m, comparativamente à intensidade produzida pelo array EPA. No caso do array EPA, o valor máximo de intensidade de campo elétrico ( $E = 100.85$  V/m) ocorre a uma distância de 496 mm (49.6 cm).

A 450 mm, distância de foco, a intensidade de campo elétrico produzido pela antena focal em campo próximo é 43.2 V/m superior à intensidade de campo produzida pela antena EPA.

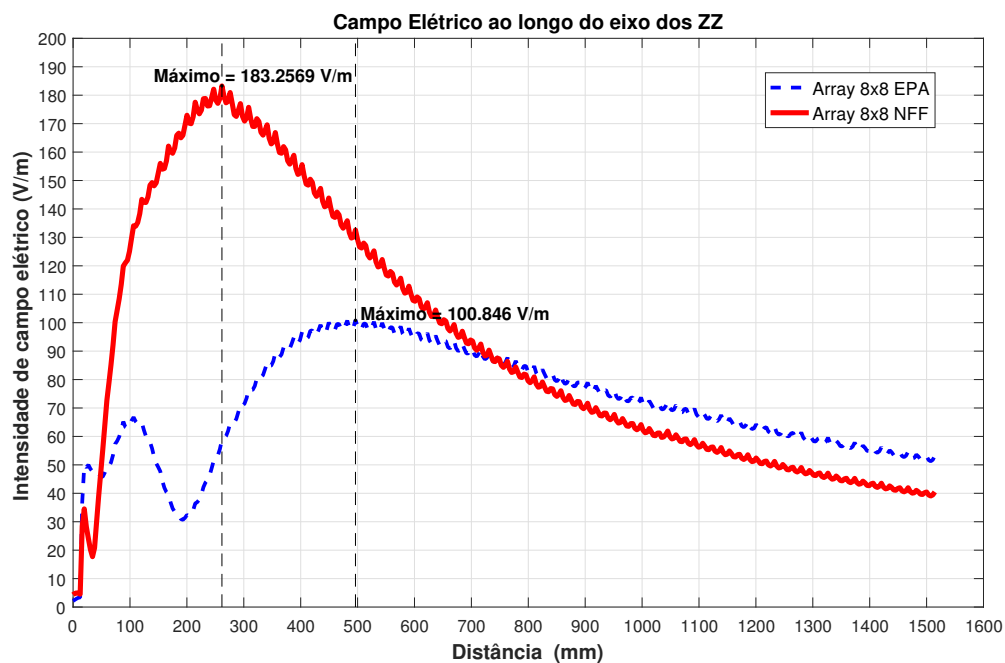


Figura 4.31: Distribuição do campo elétrico ao longo do eixo dos  $-ZZ$  produzido pelos arrays de transmissão

Uma das peças fundamentais dos sistemas que se pretendem implementar é a antena de receção. É necessário garantir que as dimensões das mesmas são realmente as mais adequadas. Na secção (4.3.1), estimou-se e implementou-se aquele que se considera ser o array de receção que garante o melhor funcionamento do sistema.

Para legitimar a escolha do array de recepção examinou-se a distribuição do campo elétrico no plano do ponto de foco pretendido ( $Z = r_o = 450$  mm), consoante as dimensões do array de recepção escolhido (array 2x2/array 4x4), figuras (4.32, 4.33).

Os gráficos apresentados nas figuras (4.32, 4.33) corroboram a escolha das dimensões do array de recepção mencionado previamente. A escolha de uma antena de recepção com dimensão inferior à de um array 4x4 não é de todo viável, porque a área apresentada não é suficiente para captar a área de foco, produzida pelo array de transmissão focal em campo próximo. O campo elétrico no array de recepção 4x4, no caso da antena com foco em campo próximo, apresenta uma distribuição muito mais uniforme, muito mais concentrada e, conseqüentemente, muito mais intensa.

Comparando os gráficos apresentados na figura (4.34), ilustrativos da distribuição do campo elétrico normalizado consoante a configuração do array de recepção, enfatiza-se que a melhor opção é o array 4x4, dado que é o único que abrange uma área superior à definida pelos pontos de -3 dB. Esta região apresenta 80 mm de diâmetro, valor discrepante em 4.1 mm ao calculado previamente na equação (4.4).

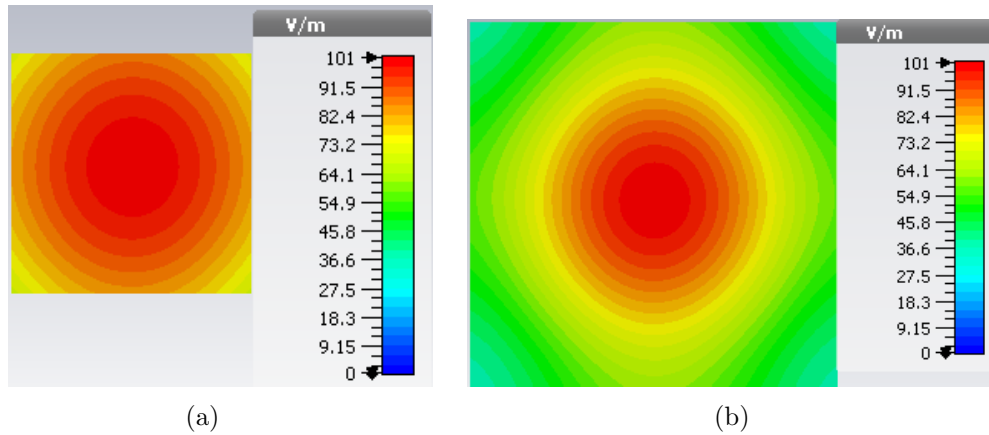


Figura 4.32: Campo elétrico produzido pelo array EPA no plano  $Z = r_o = 450$  mm, consoante a configuração da antena de recepção: a) Array 2x2, b) Array 4x4

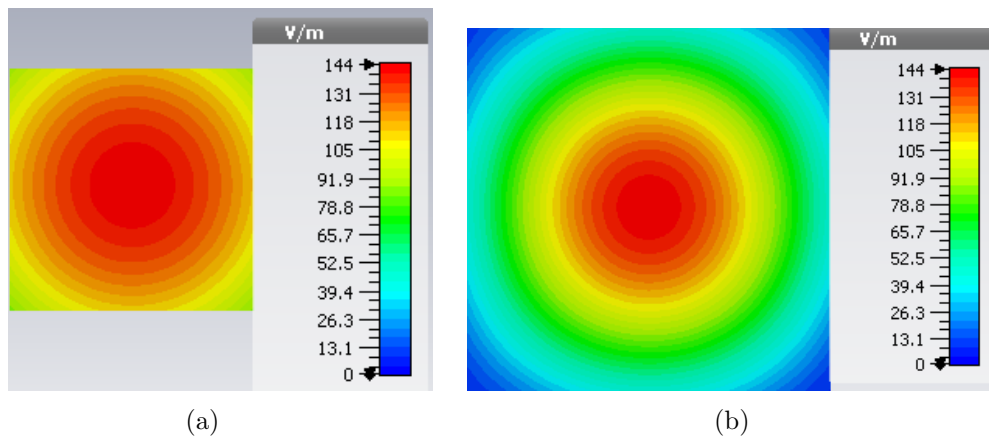


Figura 4.33: Campo elétrico produzido pelo array NFF no plano  $Z = r_o = 450$  mm, consoante a configuração da antena de recepção: a) Array 2x2, b) Array 4x4

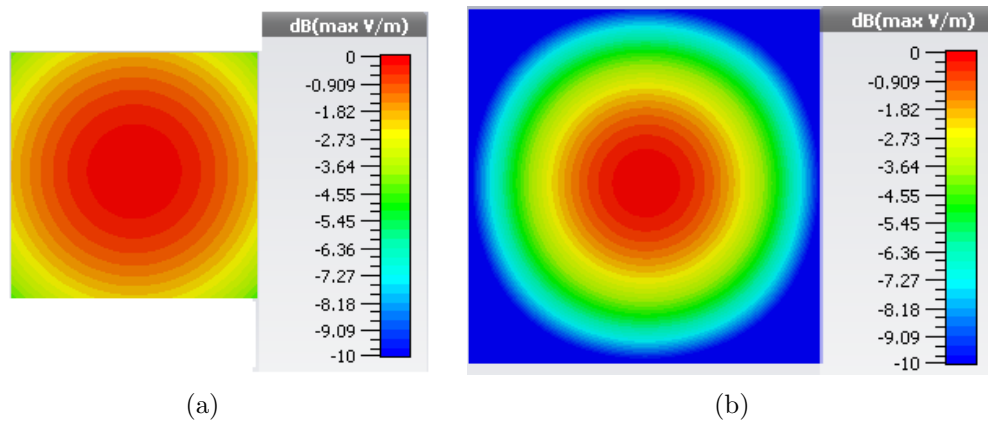


Figura 4.34: Campo elétrico normalizado (dB) produzido pelo array NFF no plano  $Z = r_o = 450$  mm, consoante a configuração da antena de recepção: a) Array 2x2, b) Array 4x4



# Implementação e Resultados Experimentais

Uma das etapas mais importantes no mundo da Engenharia é a implementação e a respectiva medição experimental dos sistemas desenvolvidos, utilizando softwares criados com essa finalidade, como é o caso do CST e do ADS. No mundo da rádio frequência então, torna-se imperativo o teste dos sistemas. Por mais que os softwares sejam constantemente atualizados, otimizados e melhorados, estes ainda não são perfeitos. Existem sempre factores que só ocorrem no mundo real e que não são tidos em conta nas simulações computacionais. Consequentemente, existirá sempre alguma inconsonância entre os resultados computacionais e os experimentais.

Este capítulo encontra-se dividido em duas secções. Ao longo destas secções, serão apresentados todos os protótipos das antenas impressas necessários à realização dos testes experimentais dos sistemas abordados previamente e, serão analisadas e confrontadas as discrepâncias existentes entre os resultados experimentais e os obtidos por simulação.

## 5.1 Ponto de foco localizado 200 mm

Com o primeiro sistema, pretendia-se analisar a variação da eficiência de um sistema WPT, constituído por antenas de transmissão e receção, caso a antena de transmissão fosse EPA ou NFF. Com essa finalidade, implementaram-se duas antenas de transmissão constituídas por 16 elementos, array (4x4), uma convencionalmente designada como focal em campo distante e outra focal em campo próximo ( $r_0 = 200$  mm), e uma antena de receção formada por 4 elementos, array (2x2). As antenas desenvolvidas foram dimensionadas para operar a 2.4 GHz, tal como descrito na secção (4.1). Por uma questão de simplicidade, iniciou-se o processo de construção do sistema pela impressão do array de receção. Após a impressão da antena, efetuaram-se todas as medições necessárias para avaliar o desempenho da mesma, procedendo-se de igual forma para as restantes antenas desenvolvidas.

Após a avaliação de todas as antenas constituintes do sistema, procedeu-se à montagem de um setup experimental, que viabilizava a medição da eficiência dos sistemas implementados e analisaram-se os resultados obtidos.

### 5.1.1 Antena de recepção

O protótipo da antena de recepção, array (2x2), dimensionada em (4.1.3), encontra-se representada na figura (5.1). Com o auxílio de um VNA (*Vector Network Analyser*), efetuou-se a medição do coeficiente de reflexão da antena impressa, figura (5.2). Analisando esta figura verifica-se a existência de uma ligeira discrepância entre os resultados da simulação e os medidos experimentalmente. O gráfico do coeficiente de reflexão da antena impressa apresenta um ligeiro deslocamento em frequência e um módulo de valor inferior, comparativamente ao simulado. O mínimo do coeficiente de reflexão da antena impressa ( $S_{11} = -15.63$  dB) localiza-se em 2.428 GHz, ou seja, 28 MHz avançado em relação à frequência de projeto (2.4 GHz). À frequência de projeto, a antena impressa apresenta um coeficiente de reflexão de valor medíocre,  $S_{11} = -6.3$  dB, ou seja, a essa frequência, 23 % da potência que é cedida à antena será perdida por reflexão. Esta discrepância existente entre os resultados simulados e os medidos ocorrerá em todas as antenas impressas, dependendo do tipo de substrato utilizado, da frequência de operação e das configurações utilizadas na simulação. A inconsonância dos resultados deve-se essencialmente a:

- Discrepância entre o valor da constante dielétrica ( $\epsilon_r$ ) do material constituinte do substrato apresentado no datasheet e o valor real apresentado;
- Déficit do número de células utilizadas na simulação da antena;
- Pequenas discrepâncias existentes entre as dimensões da antena impressa relativamente às dimensões da antena simulada;

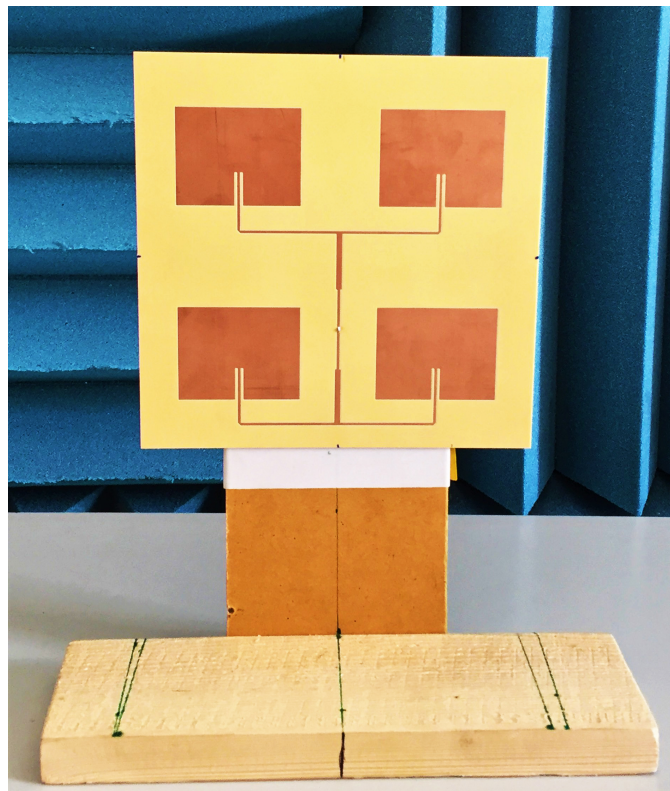


Figura 5.1: Protótipo da antena de recepção (2x2)

Esta diferença de resultados pode ser colmatada a nível de software. Um dos métodos utilizados é analisar o comportamento da antena para diversos valores da constante dielétrica ( $\epsilon_r$ ) do material constituinte do substrato e concluir qual o valor que produz um comportamento que mais se assemelha ao experimental. Outra possibilidade passa por otimizar as dimensões dos elementos que constituem o array de modo a compensar a diferença observada. Por exemplo, se uma antena é projetada para apresentar um mínimo de coeficiente de reflexão a 2.4 GHz e, aquando a medição se verifica que o mínimo do coeficiente de reflexão se localiza a 2.47 GHz, ou seja, avançado de 70 MHz, pode-se otimizar a antena para que esta apresente um mínimo de coeficiente de reflexão a 70 MHz atrás da frequência pretendida (2.33 GHz), corrigindo assim a discrepância.

Devido às elevadas dimensões dos arrays implementados e dado que se tratam de testes iniciais, não serão efetuadas quaisquer compensações. Essas compensações serão efetuadas em trabalho futuro.

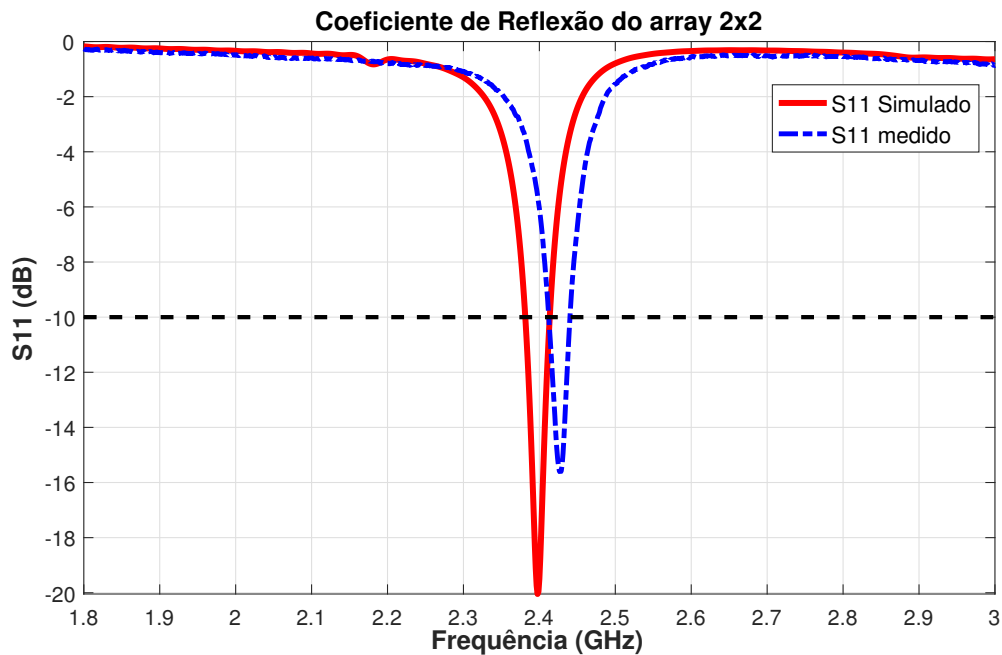


Figura 5.2: Coeficiente de reflexão do array 2x2

Posteriormente à medição do coeficiente de reflexão da antena, procedeu-se à análise do diagrama de radiação da mesma, recorrendo a uma câmara anecoica. O processo de medição do diagrama de radiação da antena é descrito em (B.1).

O diagrama de radiação da antena de receção, à frequência de projeto, está representado na figura (5.3). Uma análise do mesmo permite constatar que a antena impressa apresenta um ganho de 10.5 dBi para  $\phi = 0^\circ$  e  $\theta = 0^\circ$ , valor 1.1 dB inferior ao ganho da antena simulada (11.6 dBi).

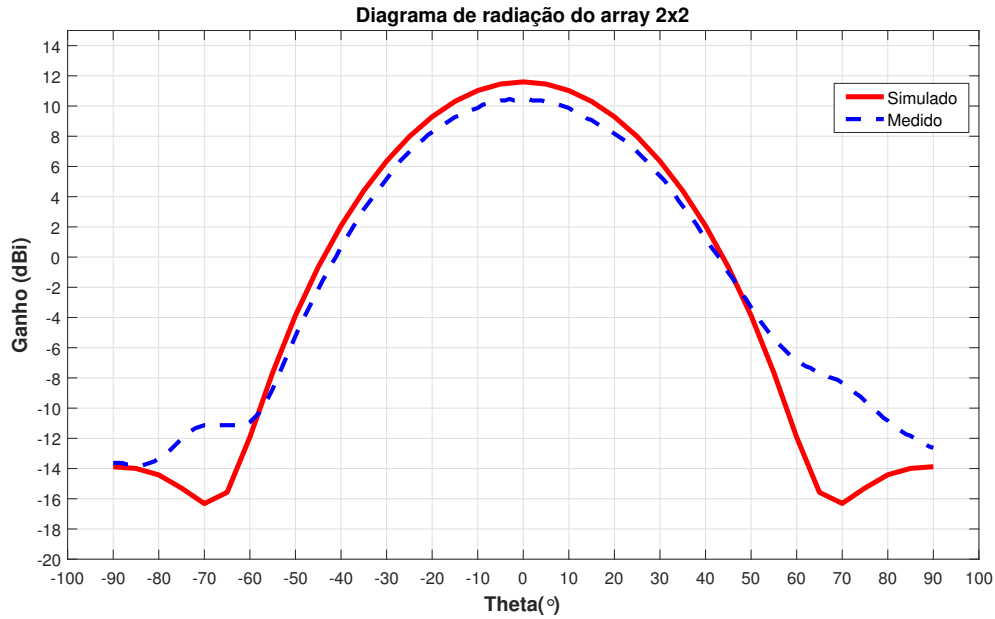


Figura 5.3: Diagrama de radiação em campo distante do array 2x2

### 5.1.2 Array 4x4 EPA

Os arrays de transmissão desenvolvidos apresentam dimensões (288 mm × 288 mm) que impossibilitam a sua impressão como peça única no Instituto de Telecomunicações de Aveiro. A máquina disponibilizada pelo IT possibilita a impressão de antenas com dimensões máximas de (290 mm × 250 mm). Assim, optou-se por imprimir os arrays em duas peças separadas (metade superior do array + metade inferior do array). Após a impressão, as duas peças foram unidas ao longo da junção utilizando solda, deste modo o impacto causado pela descontinuidade dos planos que definem a antena é atenuado. Foi também aparafusada na parte de trás da antena, utilizando parafusos de plástico, uma tira resultante de sobras de substrato de modo a garantir a estabilidade estrutural da mesma. Os parafusos de plástico devem ser colocados o mais distante possível dos elementos radiantes e das linhas constituintes da malha de excitação, por forma, a não interferirem no desempenho dos mesmos. Nas figuras (5.4,5.5), encontram-se representadas as imagens do protótipo do array de transmissão 4x4 EPA.

O gráfico ilustrativo do coeficiente de reflexão da antena de transmissão (4x4), medido experimentalmente, apresenta uma grande semelhança relativamente ao resultante da simulação, figura (5.6). A antena impressa exhibe um valor mínimo de coeficiente de reflexão a 2.406 GHz ( $S_{11} = -20.84$  dB), ou seja, discrepante 6 MHz relativamente à frequência de projeto (2.4 GHz). A 2.4 GHz, a antena está bem adaptada, visto que  $S_{11} = -17.37$  dB, o que significa que apenas 1.83 % da potência entregue à antena é refletida.

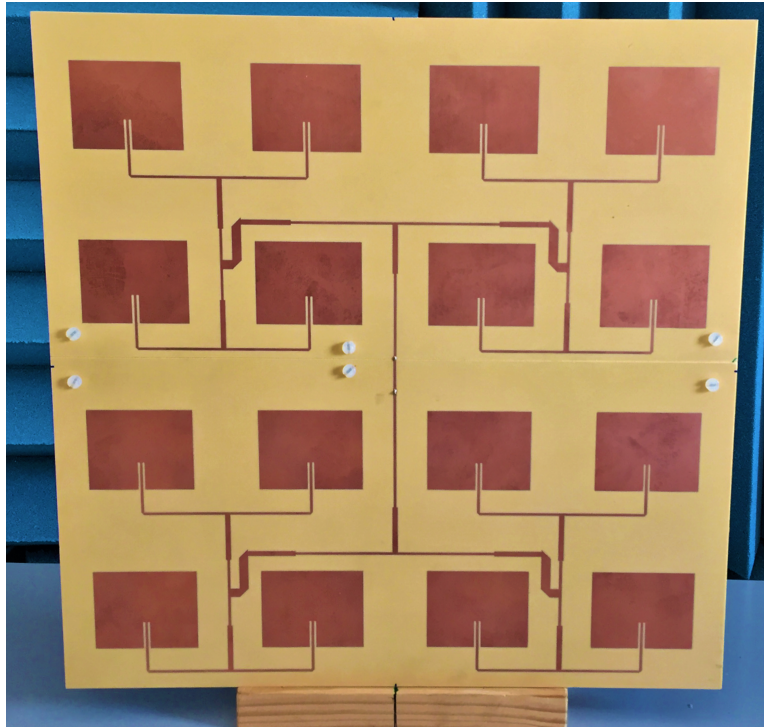


Figura 5.4: Vista frontal do protótipo do array 4x4 EPA



Figura 5.5: Vista da retaguarda do protótipo do array 4x4 EPA

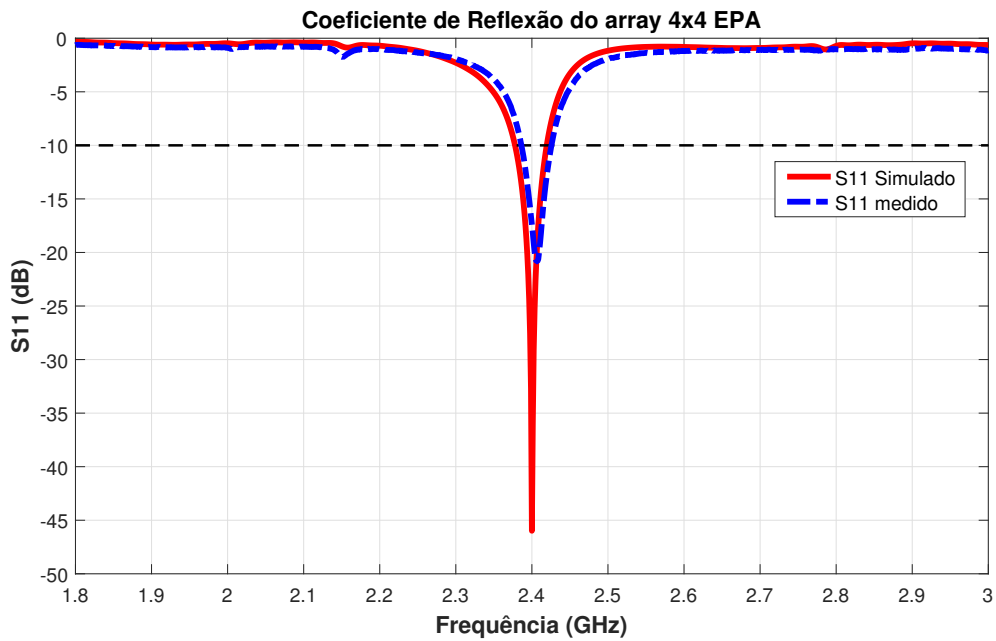


Figura 5.6: Coeficiente de reflexão do array 4x4 EPA

O gráfico representativo do diagrama de radiação da antena de transmissão EPA impressa, corrobora o gráfico obtido por simulação, figura (5.7). Observando os dois gráficos, conclui-se que ambas as antenas possuem, à frequência de projeto, um ganho de 17.5 dBi para  $\phi = 0^\circ$  e  $\theta = 0^\circ$ .

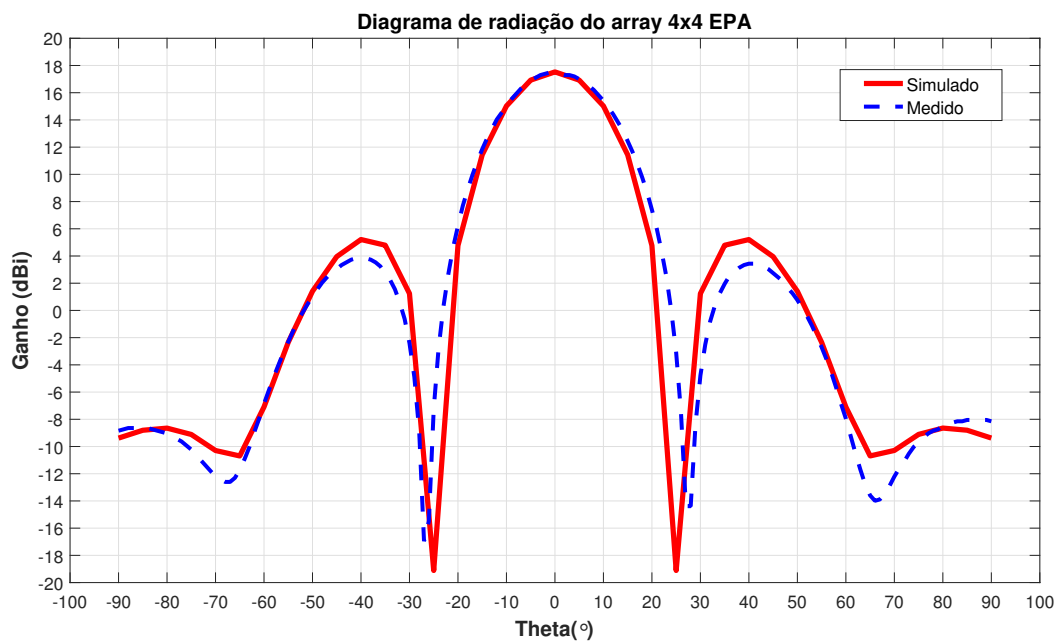


Figura 5.7: Diagrama de radiação em campo distante do array 4x4 EPA

### 5.1.3 Array 4x4 focal em campo próximo (NFF)

O protótipo da antena de transmissão NFF, projetada de modo a possuir um ponto de foco localizado a 200 mm de distância, está ilustrado na figura (5.8). Este protótipo foi construído seguindo as mesmas etapas de construção realizadas na conceção da antena de transmissão EPA.

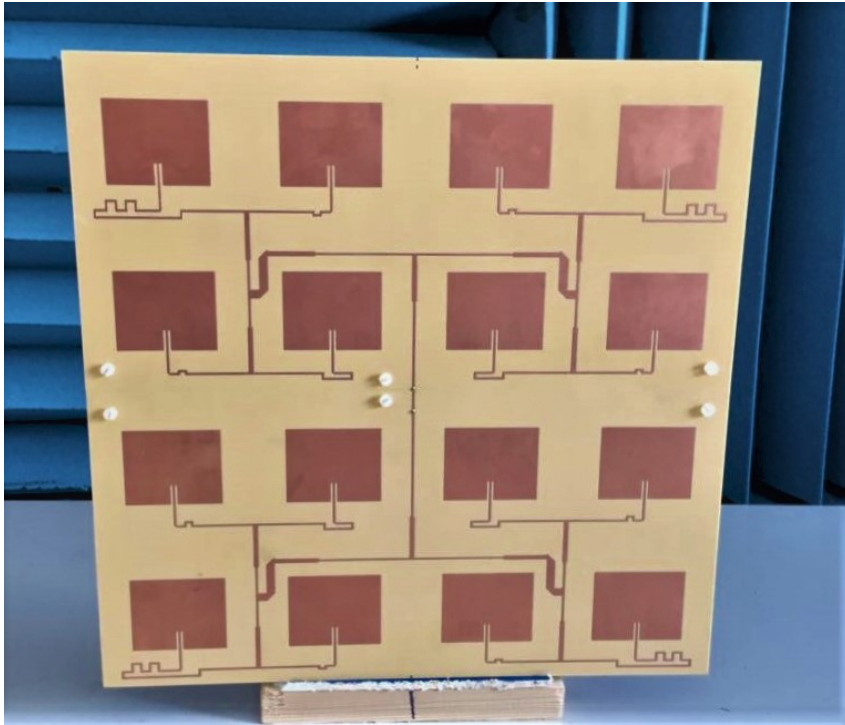


Figura 5.8: Protótipo do array 4x4 NFF

O gráfico referente ao coeficiente de reflexão do array de transmissão NFF impresso, encontra-se ilustrado na figura (5.9). A antena impressa garante uma boa adaptação na gama de frequências de 2.34 a 2.440 GHz, uma vez que nesta gama o valor de  $S_{11}$  é inferior a -10 dB. O valor mínimo do coeficiente de reflexão ( $S_{11} = -35.22$  dB) ocorre a 2.417 GHz, estando esta frequência desviada em 17 MHz relativamente à frequência de projeto. A esta frequência (2.4 GHz), a antena impressa apresenta um valor de coeficiente de reflexão favorável,  $S_{11} = -18.47$  dB, assegurando que apenas uma diminuta fração de potência que é entregue à antena é refletida, cerca de 1.42 %.

Observando o diagrama de radiação em campo distante da antena impressa, figura (5.10), constata-se que esta apresenta um ganho máximo de 15.2 dBi para  $\phi = 0^\circ$  e  $\theta = 0^\circ$ , valor 0.7 dB superior ao ganho da antena simulada (14.5 dBi). Do conhecimento adquirido ao longo do desenvolvimento deste trabalho pode justificar-se a discrepância em termos de ganho pelo simples facto da antena impressa não possuir um ponto de foco que se localize exatamente em 200 mm. Da análise dos diagramas de radiação presentes nas figuras (5.7),(5.10), verifica-se que tal como o esperado, a antena de transmissão NFF impressa é menos diretiva que a antena de transmissão EPA, apresentando um ganho 2.3 dB inferior.

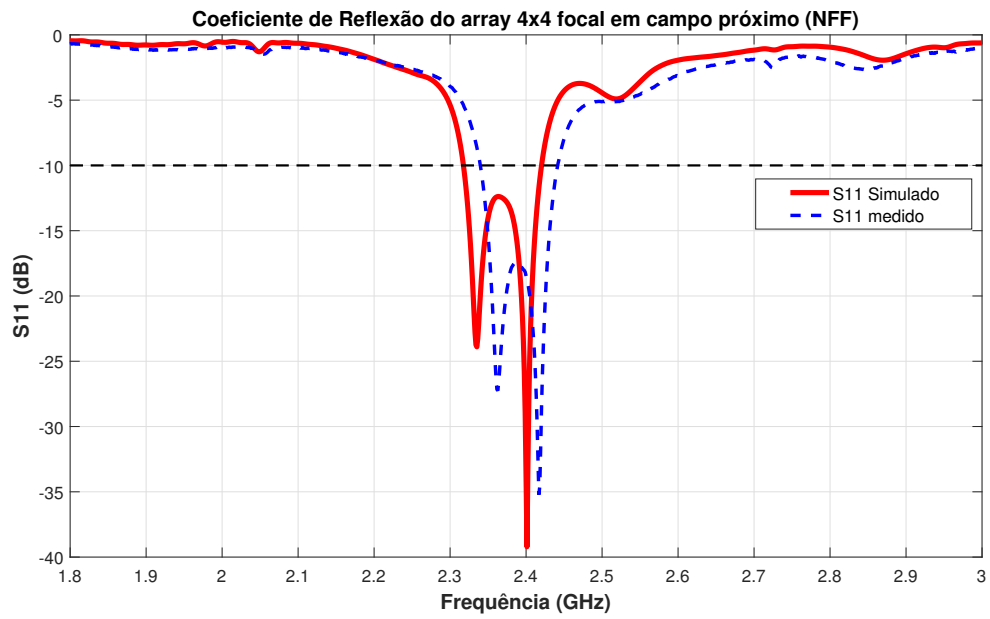


Figura 5.9: Coeficiente de reflexão do array 4x4 focal em campo próximo (NFF)

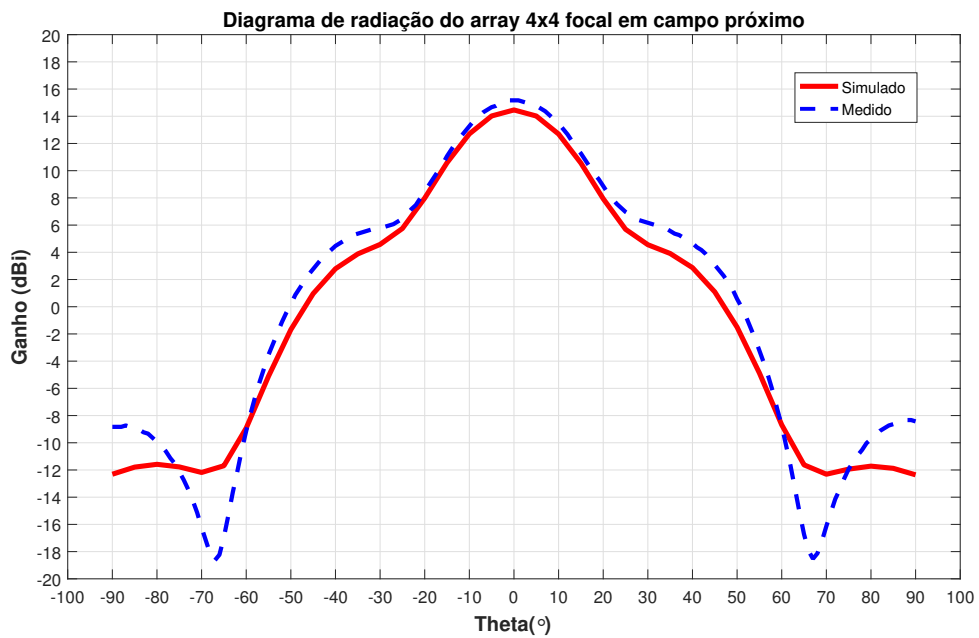


Figura 5.10: Diagrama de radiação em campo distante do array 4x4 NFF



### 5.1.3.1 Medição da eficiência do sistema (200 mm)

O principal objetivo desta dissertação prende-se com o desenvolvimento de uma antena com capacidade de foco em campo próximo, que será posteriormente utilizada como antena de transmissão num sistema WPT, com o objetivo de aumentar a eficiência energética do mesmo. Para compreender qual a melhoria em termos de eficiência proporcionada pela utilização deste tipo de antena, implementaram-se dois sistemas constituídos por:

- antena de transmissão (4x4) EPA e a antena de receção (2x2);
- antena de transmissão (4x4) NFF, com um ponto de foco em  $(0, 0, r_o = 200 \text{ mm})$ , e a antena de receção (2x2);

A eficiência dos sistemas implementados foi determinada de acordo com o enunciado na secção (2.4.4), efetuando para tal a montagem do setup experimental ilustrado na figura (5.11). Os testes experimentais foram realizados num ambiente não anecoico, no qual existem vários fatores que afetam a precisão das medidas realizadas. Assim, de forma a atenuar potenciais fatores que deteriorassem as medidas e de modo a simular o ambiente desejável, colocaram-se, em redor da mesa de suporte, peças constituintes da câmara anecoica (absorventes) existentes em armazém. Durante a medição da eficiência dos sistemas, as antenas constituintes devem estar centradas e alinhadas, uma vez que a antena de transmissão NFF foi projetada para focar num ponto de coordenadas  $(0, 0, Z=r_o)$ .

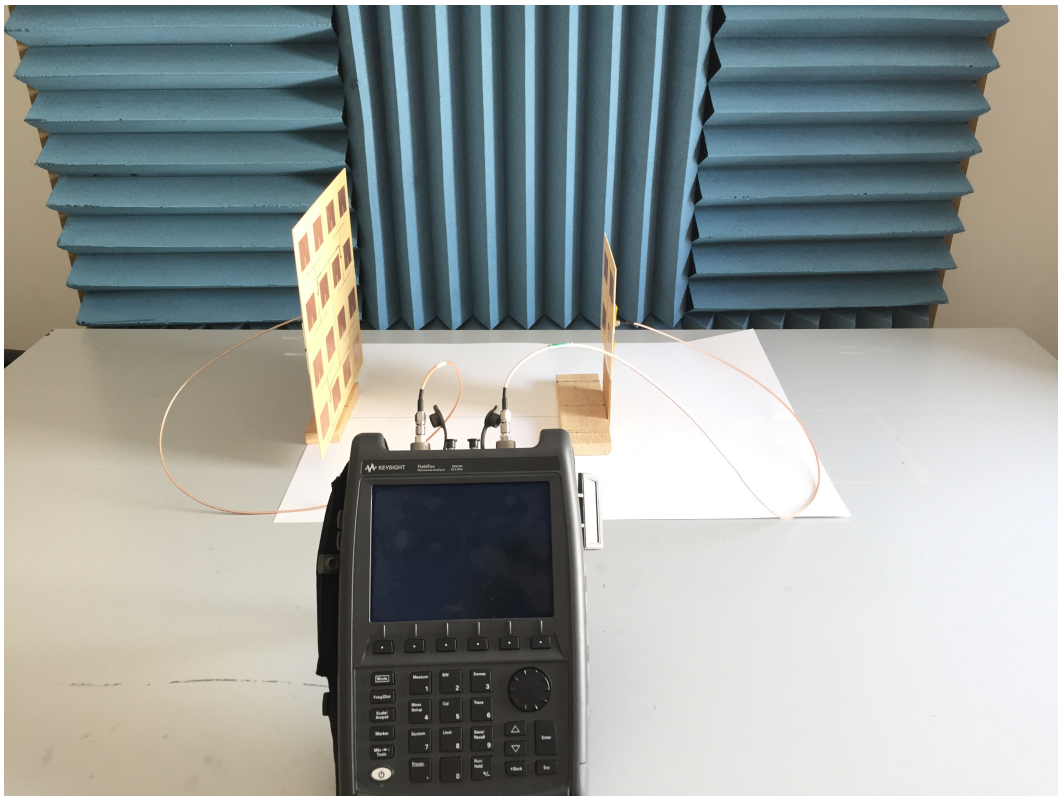


Figura 5.11: Montagem experimental usada para medição da eficiência

Seguidamente à montagem de todo o aparato experimental e à calibração dos equipamentos envolvidos na experiência, iniciou-se o processo de medição.

Considerando o sistema descrito como um sistema de dois portos, analisou-se, recorrendo a um VNA, a variação do módulo do parâmetro  $S_{21}$  característico do mesmo à medida que a distância entre as antenas do sistema WPT se alterava.

As antenas constituintes dos sistemas foram sequencialmente distanciadas, desde os 100 até aos 800 mm, com um incremento de 50 mm. Para cada valor de distância, as matrizes dos parâmetros S de cada sistema foram devidamente guardadas e "trabalhadas" no Matlab, de forma a calcular, utilizando a equação (2.20), a eficiência de cada um dos sistemas à frequência de trabalho (2.4 GHz).

Os gráficos representativos da eficiência dos dois sistemas analisados são apresentados na figura (5.12). Após a análise desta figura, é perceptível que o sistema com a antena de transmissão focal em campo próximo apresenta uma eficiência energética superior, até uma distância entre antenas, na ordem dos 340 mm. Ambos os sistemas apresentam um valor de eficiência energética próximo, quando a distância entre antenas é muito reduzida 100 mm.

À distância para a qual a antena de transmissão NFF foi projetada para apresentar o ponto de foco, 200 mm, o sistema constituído pela mesma atinge o valor máximo de eficiência 36.6 %. A essa distância, o sistema com a antena de transmissão EPA apresenta apenas 21.8 % de eficiência, ou seja, um valor aproximadamente 15 % inferior.

Da comparação entre as figuras (4.15) e (5.12), verifica-se que o comportamento da distribuição do campo elétrico, produzido pelos arrays de transmissão desenvolvidos e a eficiência dos sistemas dos quais são integrantes, estão diretamente relacionados. Assim como o gráfico ilustrativo da distribuição do campo elétrico, o gráfico ilustrativo da eficiência dos sistemas apresenta um valor máximo para um determinado valor de distância e um valor a partir do qual o sistema WPT, que possui a antena de transmissão EPA, apresenta um valor de eficiência energética superior ao sistema que contém a antena de transmissão NFF.

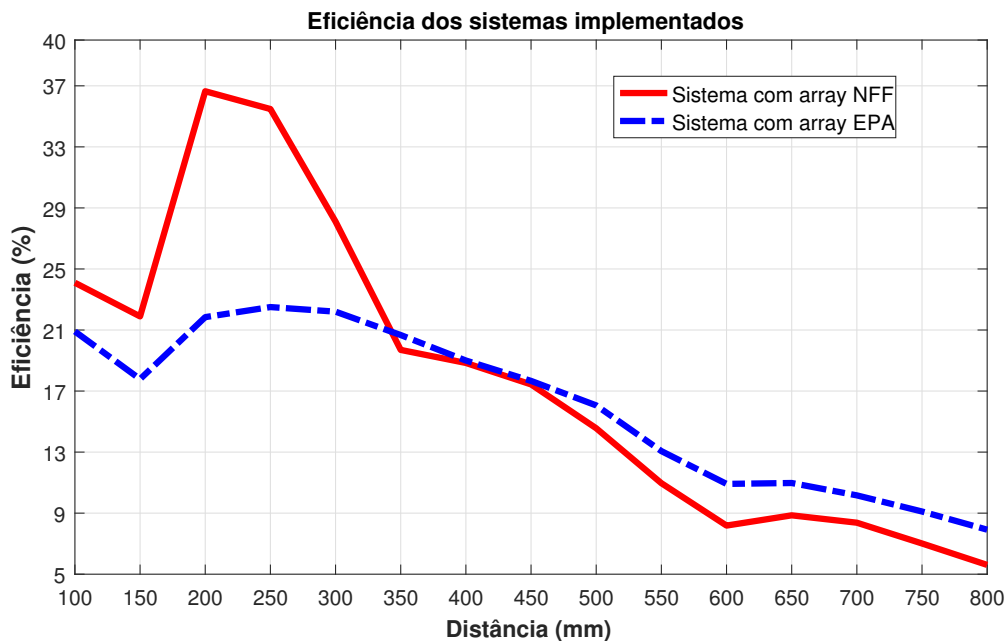


Figura 5.12: Eficiência dos sistemas implementados

## 5.2 Ponto de foco localizado a 450 mm

Nesta secção, serão apresentados os protótipos das antenas desenvolvidas em (4.2) e as respectivas medições efetuadas com a finalidade de avaliar a performance das antenas impressas. Neste caso, as antenas desenvolvidas e implementadas são constituídas por um maior número de elementos e operam a uma frequência mais elevada (5.8 GHz).

Posteriormente e, no findar desta secção, serão apresentadas as análises em termos de eficiência dos sistemas avaliados.

### 5.2.1 Antena de receção

Tal como no sistema WPT apresentado previamente, iniciou-se a construção deste sistema com a impressão da antena de receção dimensionada na secção (4.3.1), um array de antenas constituído por 16 elementos, projetado para operar a 5.8 GHz. Pelos motivos referidos em (4.2) e contrariamente às antenas desenvolvidas na secção (4.1), a excitação da antena é efetuada através de um conector colocado na extremidade lateral da mesma, como se pode verificar na figura (5.13), que ilustra o protótipo da antena de receção impressa.

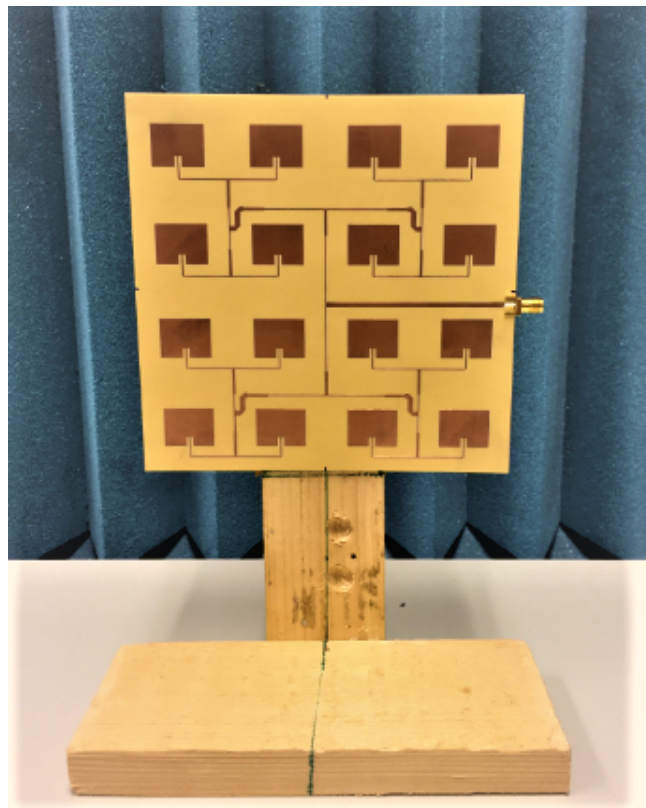


Figura 5.13: Protótipo do array de receção

Como é perceptível pela análise das etapas de teste das antenas impressas anteriormente, após o processo de impressão da antena, é imperativa a avaliação do desempenho da mesma e efetuar uma comparação entre os resultados experimentais e os obtidos por simulação. A verificação da adaptação da antena impressa é um dos testes primários cruciais, que possibilita o despiste de possíveis erros que possam ocorrer no processo de impressão ou, até mesmo, erros no processo de implementação computacional da antena.

O coeficiente de reflexão da antena de recepção impressa, dimensionada na secção (4.3.1), é apresentado na figura (5.14). É peremptório a existência de discrepâncias entre os valores medidos e os obtidos por simulação, tal como previamente anunciado. A antena impressa apresenta um valor mínimo de coeficiente de reflexão,  $S_{11} = -18.49$  dB, a uma frequência aproximadamente igual a 5.87 GHz, ou seja, a 70 MHz da frequência para a qual foi projetada. À frequência de projeto (5.8 GHz), o coeficiente de reflexão da antena de recepção não é o mais satisfatório, dado que apresenta um valor de  $S_{11} = -8$  dB, sinónimo de uma perda de cerca de 16 % da potência do sinal cedido à antena.

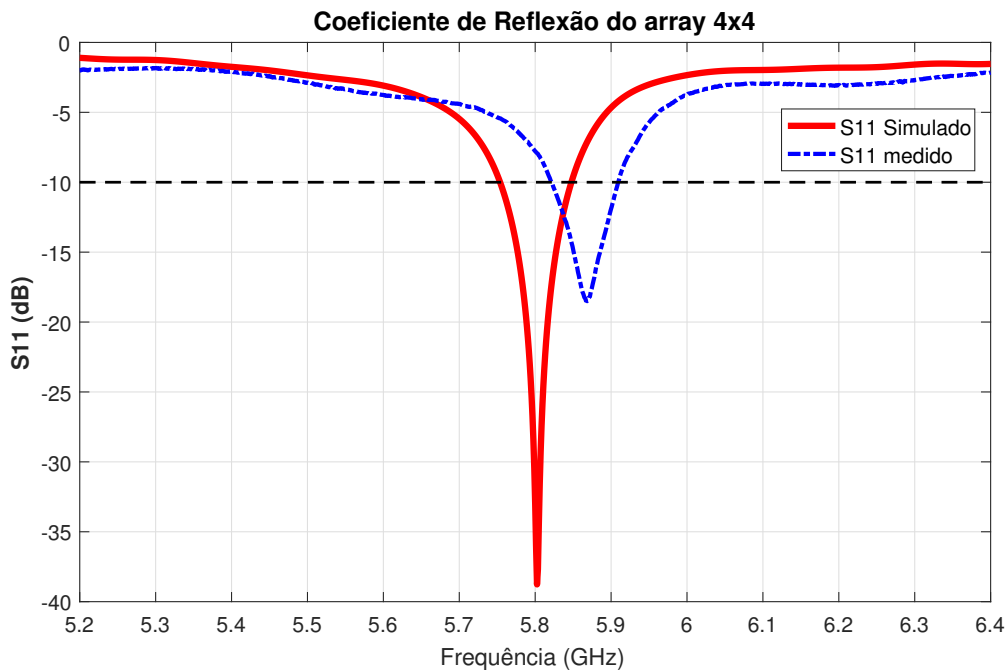


Figura 5.14: Coeficiente de reflexão da antena de recepção 4x4

Uma vez avaliada a adaptação da antena, segue-se a análise do diagrama de radiação da mesma, representado na figura (5.15). A antena impressa apresenta um valor de ganho máximo em ambiente anecoico de 16.9 dBi, para  $\phi = 0^\circ$  e  $\theta = -1^\circ$ , ou seja, o valor de máximo apresenta-se deslocado  $1^\circ$ , relativamente ao pretendido. Para  $\phi = 0^\circ$  e  $\theta=0^\circ$ , a antena impressa apresenta um ganho de 16.72 dBi, valor 1.48 dB inferior ao obtido por simulação (18.2 dBi). Tal como já referido, a medição do diagrama de radiação na câmara anecoica requer uma montagem meticulosa, garantindo que as medições adquiridas são as mais precisas possível. Do ponto de vista do autor, a principal razão que justifica o deslocamento angular do valor de máximo ganho, está relacionado com o mau alinhamento da antena 4x4, relativamente à antena presente na câmara anecoica.

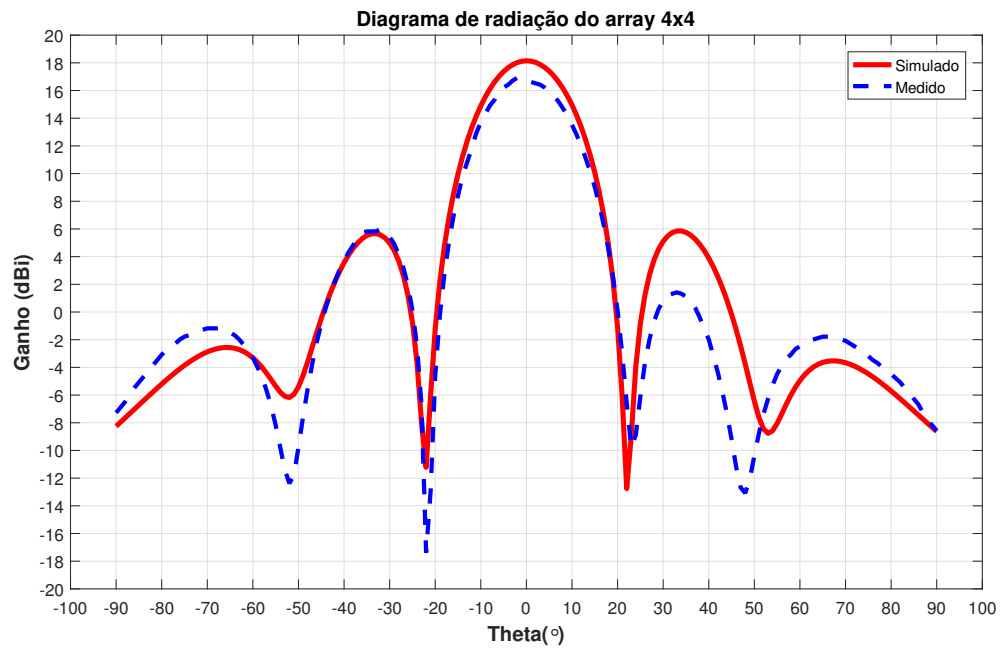


Figura 5.15: Diagrama de radiação em campo distante do array de recepção 4x4

### 5.2.2 Array 8x8 EPA

As dimensões das antenas constituídas por 64 elementos, ( $272\text{ mm} \times 272\text{ mm}$ ), tornam impossível a sua impressão no IT, sendo necessário efetuar a sua impressão em duas partes, figura (5.16), tal como já tinha sido realizado na impressão dos arrays de transmissão do sistema presente na secção (5.1). Na construção deste protótipo foi, uma vez mais, aparafusada uma tira de substrato na parte de trás da antena, de modo a garantir a estabilidade da infraestrutura da mesma.

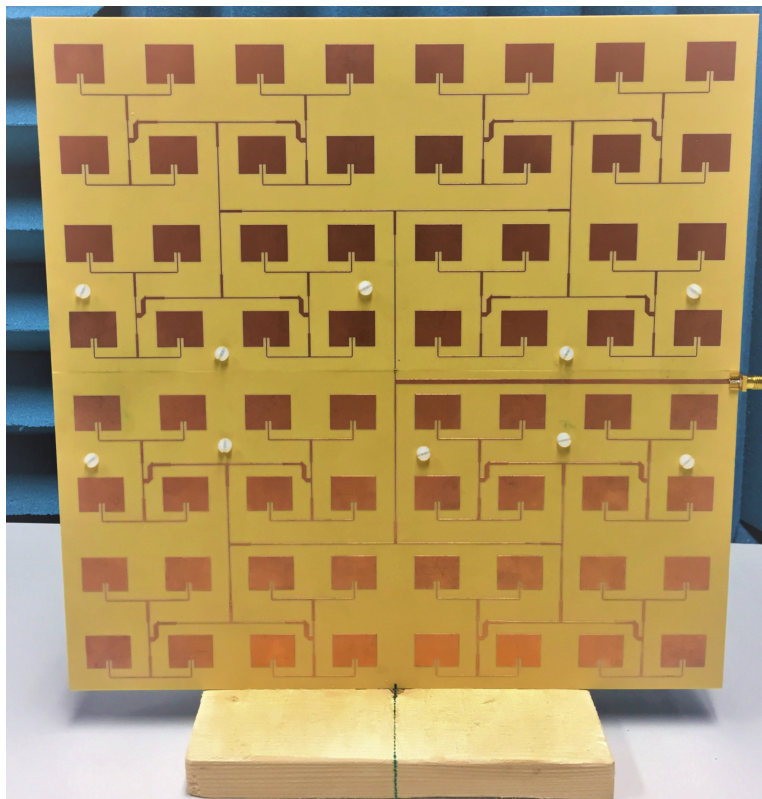


Figura 5.16: Protótipo do array 8x8 EPA

Na figura (5.17), são apresentados os gráficos relativos aos coeficientes de reflexão obtidos para a antena simulada e para a antena impressa. Ao invés de apresentar um valor mínimo de coeficiente de reflexão à frequência de projeto (5.8 GHz), a antena impressa apresenta um valor mínimo ( $S_{11} = -23.49\text{ dB}$ ) a 5.87 GHz, ou seja, um desvio de 70 MHz em relação à frequência desejada. À frequência de projeto, a antena apresenta um valor de coeficiente de reflexão satisfatório,  $S_{11} \approx -12\text{ dB}$ , desperdiçando apenas 6.3 % da potência do sinal entregue à mesma.

O gráfico ilustrativos do diagrama de radiação da antena simulada e da antena impressa, são praticamente iguais, como se pode constatar através da análise da figura (5.18). O array impresso apresenta à frequência de projeto um ganho de 22.2 dBi, para  $\phi = 0^\circ$  e  $\theta = 0^\circ$ , valor 1.5 dB inferior ao do array projetado (23.7 dBi).

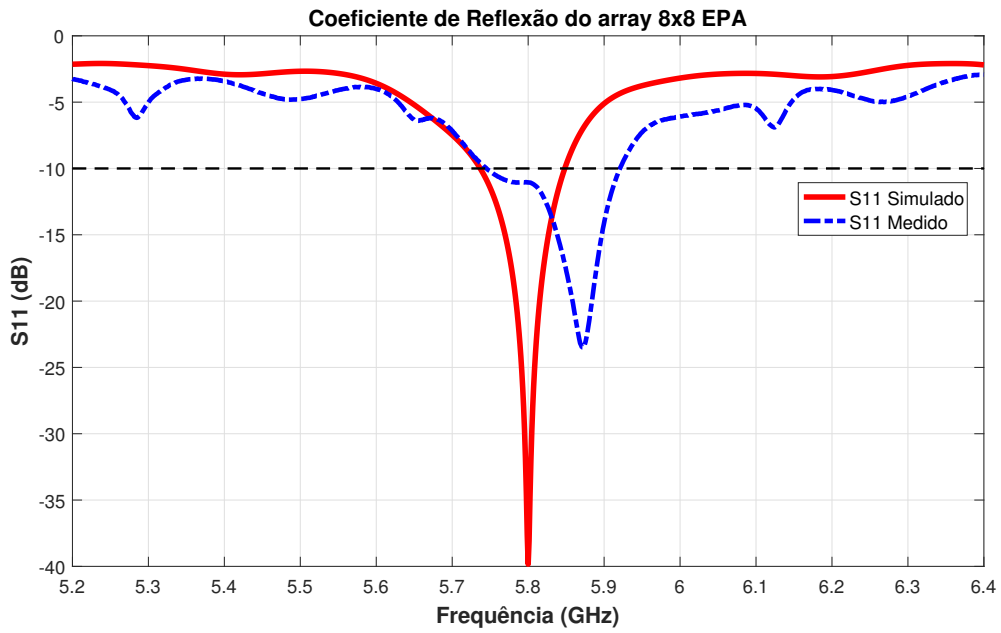


Figura 5.17: Coeficiente de reflexão do array 8x8 EPA

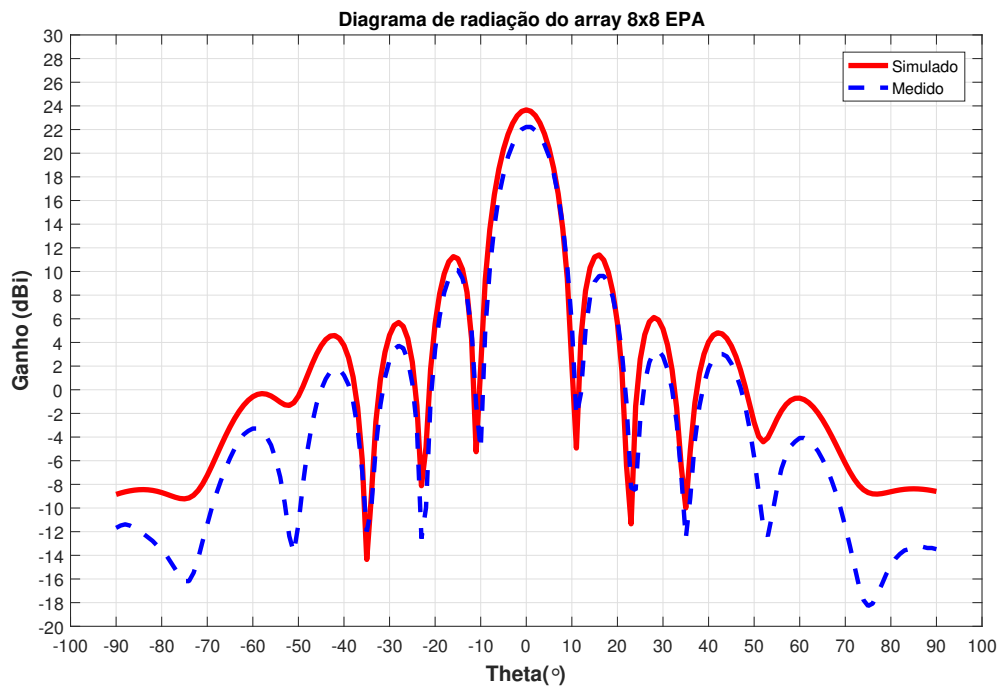


Figura 5.18: Diagrama de radiação em campo distante do array 8x8 EPA

### 5.2.3 Array 8x8 focal em campo próximo

O protótipo do array de transmissão NFF, projetado para apresentar um ponto de foco em  $(0,0,r_o = 450 \text{ mm})$ , dimensionado na secção (4.1.3), encontra-se representado na figura (5.19). Os resultados experimentais presentes nas figuras (5.20) e (5.21) resultantes dos testes efetuados ao protótipo da antena, tornam irrefutável que este tem um bom desempenho.

Da análise da figura (5.20), é evidente a diferença existente entre os gráficos dos coeficientes de reflexão medido e simulado. De lembrar que as dimensões dos elementos, que constituem o array, não foram otimizadas até que a antena apresentasse um coeficiente de reflexão mínimo à frequência de projeto, visto que a simulação desta antena é extremamente demorada. Apesar disso, a antena impressa encontra-se bem adaptada na gama de frequências compreendida entre os [5.5 - 6] GHz, largura de banda de 500 MHz. Em oposição aos resultados obtidos por simulação, a antena impressa apresenta um valor mínimo de coeficiente de reflexão a 5.69 GHz ( $S_{11} = -45.31 \text{ dB}$ ) sendo que, à frequência de projeto (5.8 GHz), a antena assegura que apenas 1% da potência, que se pretenda transmitir, é perdida por reflexão, ( $S_{11} = -19.58 \text{ dB}$ ). A 5.8 GHz esta antena garante um ganho máximo de 18.72 dBi, para  $\phi = 0^\circ$  e  $\theta = 0^\circ$ , valor 0.38 dB inferior ao ganho da antena projetada (19.1 dBi).

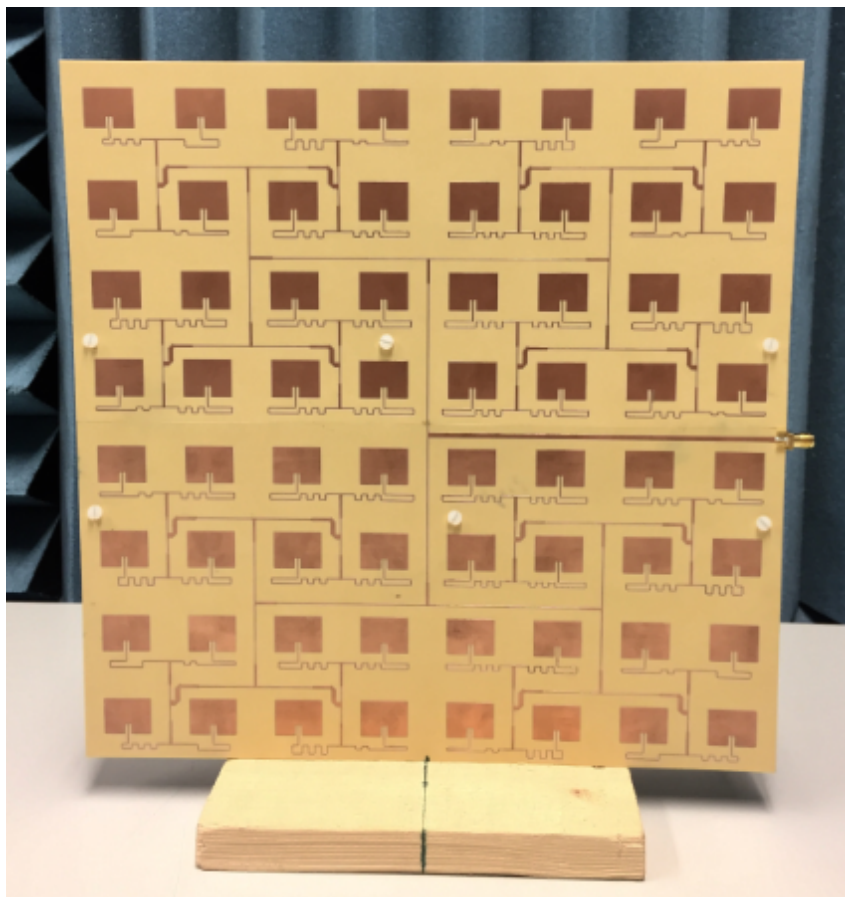


Figura 5.19: Protótipo do array 8x8 focal em campo próximo



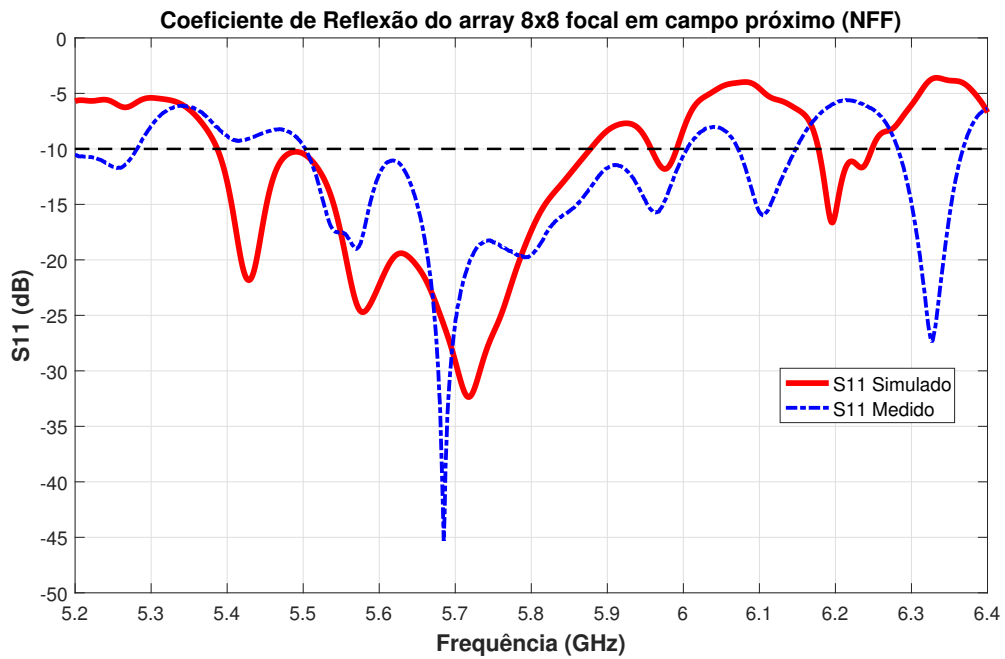


Figura 5.20: Coeficiente de reflexão do array 8x8 focal em campo próximo

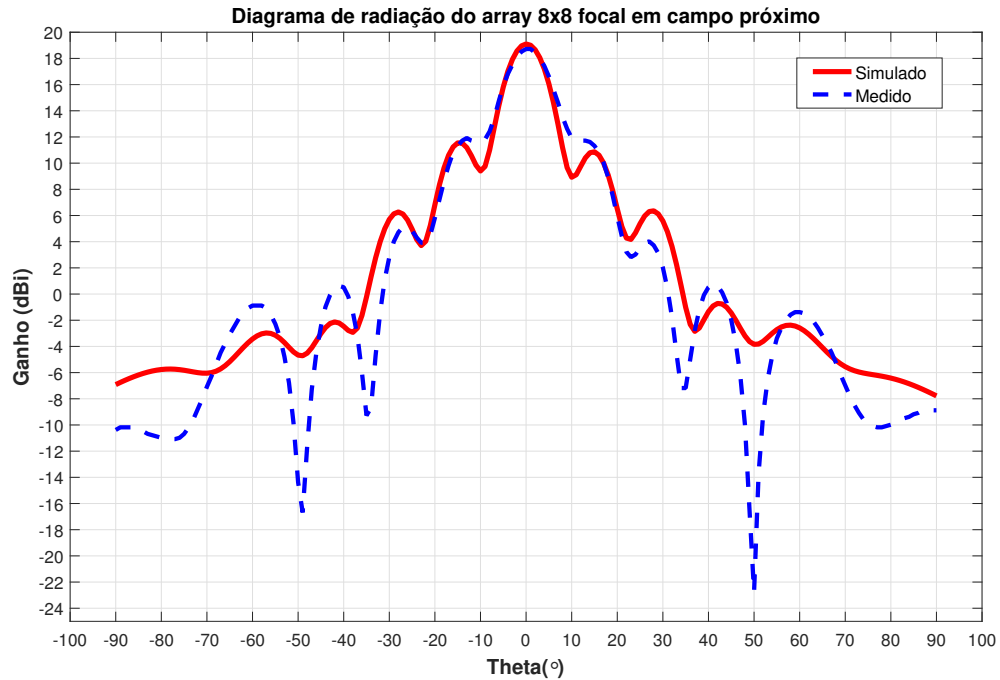


Figura 5.21: Diagrama de radiação em campo distante do array 8x8 NFF

### 5.2.3.1 Medição da eficiência do sistema (450 mm)

Após a impressão e avaliação das antenas desenvolvidas na secção (4.2), procedeu-se à montagem experimental de um setup que simula o ambiente anecoico, tal como foi efetuado em (5.1.3.1). De modo a avaliar a melhoria em termos de eficiência energética proporcionada pela utilização de uma antena de transmissão com capacidade de foco em campo próximo, implementaram-se dois sistemas constituídos por:

- antena de transmissão (8x8) EPA e a antena de receção (4x4);
- antena de transmissão (8x8) NFF ( $r_o = 450$  mm) e a antena de receção (4x4);

A eficiência energética dos sistemas à frequência de trabalho (5.8 GHz) foi calculada para vários valores de distância entre a antena de transmissão e a antena de receção. Estas antenas foram sucessivamente distanciadas, com um incremento de 50 mm, desde os 150 mm até os 800 mm. Para cada situação, a matriz dos parâmetros S foi guardada e posteriormente trabalhada no Matlab, de modo a calcular a eficiência energética dos sistemas, tal como enunciado em (2.4.4). Na figura (5.22), encontram-se ilustrados os gráficos referentes à eficiência dos sistemas testados.

Embora seja indiscutível que o sistema WPT, formado pela antena de transmissão focal em campo próximo e pela antena de receção 4x4, apresente um valor de eficiência superior, quando comparado com o sistema com a antena de transmissão EPA, o gráfico ilustrativo desta característica não é tão linear como o desejado. Esperava-se que, tal como o gráfico presente na secção (5.1.3.1), os gráficos que representam a eficiência destes sistemas apresentassem apenas um valor de máximo, para um determinado valor de distância entre antenas.

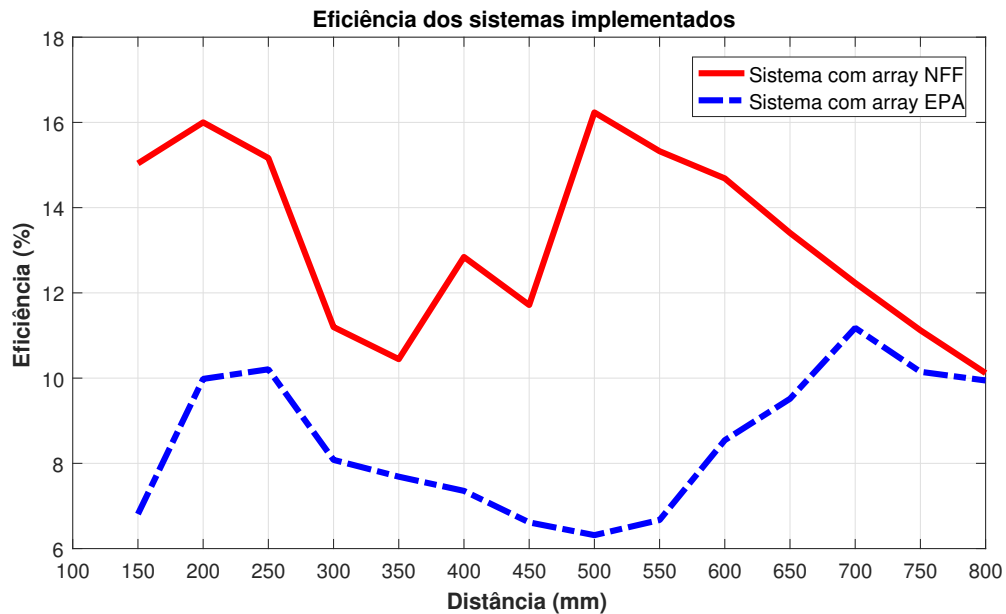


Figura 5.22: Eficiência energética dos sistemas implementados medida em ambiente não anecoico

No caso do sistema constituído pelo array de transmissão NFF, o valor máximo de eficiência obtido, 16.23 %, ocorre para uma distância entre antenas de 500 mm. Contrariamente, a essa distância, o sistema com a antena de transmissão EPA apresenta apenas uma eficiência de 6.2 %, ou seja, o primeiro sistema referido apresenta uma eficiência energética 10 % superior.

Contudo, quando as antenas estão distanciadas 200 mm, o sistema constituído pela antena NFF apresenta um valor de eficiência muito próximo do valor máximo de aproximadamente 16 %. Embora neste caso, a diferença do valor de eficiência relativamente ao outro sistema é inferior, cerca de 6 %.

À distância do ponto de foco para o qual a antena de transmissão NFF foi projetada (450 mm), o sistema com a antena focal possui uma eficiência de 11.72 %, valor 5.2% superior ao do sistema com a antena de transmissão EPA (6.5%).

Uma vez que o gráfico, que representa a eficiência energética dos sistemas implementados, não apresenta a resposta esperada e de forma a descartar a hipótese de que a causa do comportamento irregular observado se deve à existência de reflexões ou perturbações existentes no meio experimental, dado que não se trata de um meio totalmente anecoico, repetiu-se a experiência no interior da câmara anecoica, figura (5.23).

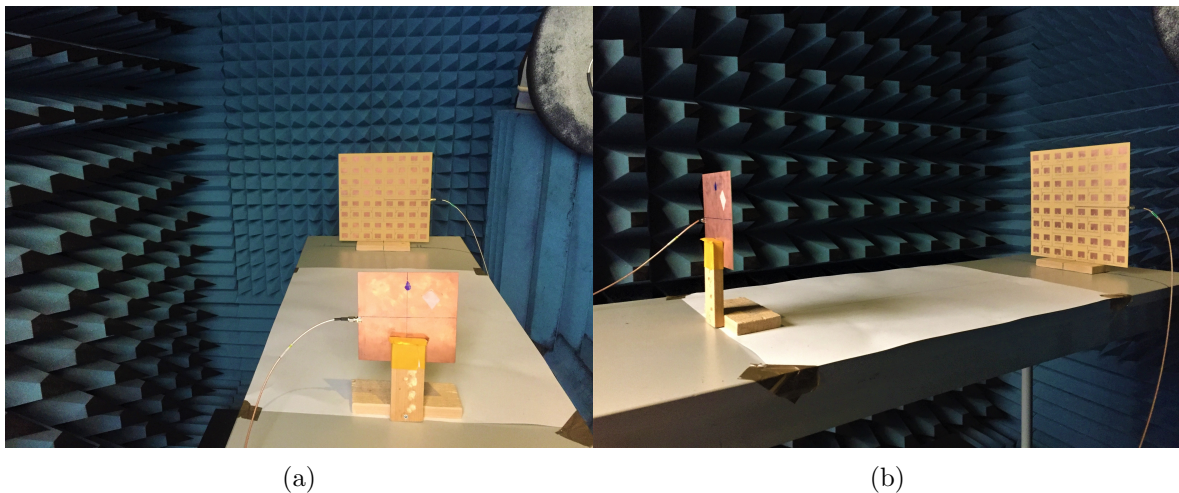


Figura 5.23: Montagem experimental efetuada: a) Vista frontal, b) Vista lateral

A representação gráfica da eficiência dos sistemas, obtida por medições realizadas no interior da câmara anecoica, está representada na figura (5.24). Os gráficos apresentados demonstram um comportamento mais linear do que o comportamento exibido nos gráficos obtidos em ambiente laboratorial não anecoico. Contudo ainda não representam o comportamento desejado.

O sistema WPT, constituído pela antena de transmissão NFF, apresenta uma operação mais eficiente até uma distância de separação entre o transmissor e o recetor da ordem dos 830 mm. O valor máximo de eficiência energética obtido para este sistema, (16.34 %), ocorre quando as antenas se encontram distanciadas de 200 mm. A esta distância, este sistema exibe uma eficiência 1.64 vezes superior relativamente ao sistema constituído pela antena de transmissão EPA (9.98 %). A maior discrepância em termos de eficiência energética dos dois sistemas ocorre para uma distância entre antenas de 500 mm.

A essa distância, o sistema WPT mais eficiente apresenta uma eficiência próxima dos 15%, enquanto que o sistema com array de transmissão EPA apresenta uma eficiência igual a 6.1 %, ou seja, existe uma diferença de aproximadamente 9%. Quando as antenas constituintes dos sistemas são distanciadas de 450 mm ( distância do ponto de foco), o sistema com a antena de transmissão focal apresenta 14.39 % de eficiência, ou seja, é aproximadamente 2.3 vezes mais eficiente que o do sistema com a antena de transmissão convencionalmente utilizada (EPA), 6.2 %.

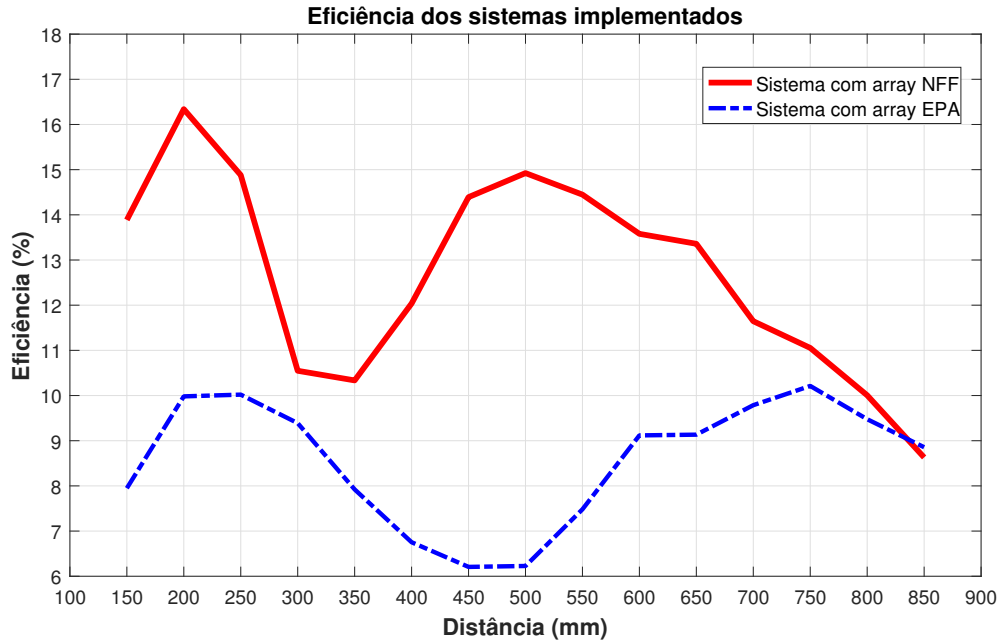


Figura 5.24: Eficiência dos sistemas implementados medida na câmara anecoica

Apesar da melhor performance apresentada pelo sistema com o array de transmissão com capacidade de foco em campo próximo, o comportamento da eficiência dos sistemas não é tão linear como o desejado, contrariamente aos resultados apresentados no estudo do sistema anterior (5.1.3.1). O comportamento dos gráficos, que retratam a eficiência dos sistemas, não corrobora os gráficos do campo elétrico produzidos pelos arrays de transmissão, apresentados na figura (4.31).

Segundo a bibliografia consultada, poderão existir dois pontos de foco, ou seja, dois pontos em que o campo elétrico é máximo, quando o rácio da distância entre os elementos constituintes do array e o comprimento de onda é superior a 1, ( $d/\lambda > 1$ ), da mesma maneira que aparecem os designados *grating lobes* nos diagramas de radiação dos arrays constituídos por elementos equiespaçados [25]. Os *grating lobes* são um fenómeno caracterizado pela existência de mais do que um lobo principal no diagrama de radiação.

Neste sistema, este facto não se verifica, visto que os agregados de transmissão foram dimensionados de modo que  $d/\lambda = 0.65$  e uma vez que não é visível a presença de *grating lobes* no diagrama de radiação dos mesmos. Portanto, a existência de dois pontos de máxima eficiência, não se deve, ao incumprimento dos requisitos impostos.

Embora as medidas tenham sido realizadas três vezes consecutivas, assegurando em todas elas que as antenas se encontravam bem niveladas e centradas, requisito implícito no projeto da antena focal, é imperativa a construção de um aparato experimental mais minucioso e preciso, que garanta que as medidas são efetuadas nas mesmas condições. Devido ao facto das antenas impressas resultarem da junção de duas peças e de terem sido desenvolvidas com um substrato de espessura inferior em nada ajudou na precisão com que as medidas foram realizadas, visto que, após todas as etapas existentes até que seja montado o sistema final, (elaboração do protótipo, medição do coeficiente de reflexão e medição do diagrama de radiação), a superfície das antenas apresentam ligeiras curvaturas que são impactantes na distribuição do campo eléctrico produzido pelas mesmas.



## Conclusões e Trabalho Futuro

Neste capítulo, serão apresentadas as principais conclusões retiradas durante o desenvolvimento do trabalho e sugeridas algumas propostas de trabalho futuro que permitirão complementar e melhorar os sistemas implementados.

### 6.1 Análise Geral

Os sistemas WPT, que são habitualmente desenvolvidos em campo próximo, apresentam um elevado valor de eficiência energética, mas são extremamente dependentes das dimensões, da distância e do alinhamento entre as bobinas transmissora e recetora. Em campo distante, a eficiência energética dos sistemas WPT é extremamente reduzida e como tal é necessário desenvolver sistemas mais complexos.

De forma a maximizar a eficiência energética dos sistemas WPT, podem ser utilizados, como antenas de transmissão, agregados de antenas com capacidade de foco num ponto específico, localizado em campo próximo. Com o objetivo de verificar qual a diferença em termos de eficiência energética do sistema WPT, desenvolveram-se dois sistemas a operar a duas frequências distintas (2.4 GHz e 5.8 GHz) e, para cada uma delas, comparou-se a eficiência energética do sistema para dois casos distintos: quando este é constituído por uma antena de receção e por uma antena de transmissão EPA e quando a antena de transmissão do sistema é focal em campo próximo. Da análise dos resultados obtidos ao longo do desenvolvimento destes sistemas, existem várias ilações que podem ser extraídas.

Embora a distribuição do campo elétrico produzido pelas antenas tenha sido obtida apenas por simulação, analisando os gráficos ilustrativos da mesma, conclui-se que as antenas focais em campo próximo possibilitam um aumento da intensidade de campo elétrico num determinado ponto em campo próximo. Contudo, o valor de intensidade de campo elétrico máximo não ocorre no ponto de foco desejado, *focal shift*.

Relativamente à eficiência energética dos sistemas verificou-se que, no caso do primeiro sistema desenvolvido para operar a 2.4 GHz, a utilização de um array de transmissão NFF, projetado para focar em  $(0, 0, r_o = 200 \text{ mm})$  permite, no melhor dos casos, um aumento de 15% de eficiência energética, quando comparado ao sistema com uma antena de transmissão EPA. O valor máximo de eficiência energética ocorre exatamente à distância de ponto de foco.

Da análise dos gráficos apresentados no documento, infere-se que, para este sistema, o gráfico ilustrativo da distribuição do campo elétrico gerado pelas antenas de transmissão (EPA, NFF) apresenta um comportamento muito semelhante ao gráfico da variação do valor da eficiência do sistema com a distância entre as antenas.

Dado que a capacidade de foco aumenta com um incremento no número de elementos do agregado, desenvolveu-se outro sistema constituído por antenas com mais elementos. Para que a impressão destes agregados fosse possível, foi necessário aumentar a frequência de operação para os 5.8 GHz. Embora os resultados obtidos em termos de eficiência tornem irrefutável que o sistema WPT, constituído por uma antena de transmissão NFF dimensionada para apresentar um ponto de foco em  $(0, 0, r_o = 450)$  mm, apresente uma eficiência energética superior, o comportamento do gráfico obtido desta característica não foi tão linear como o apresentado pelo sistema anterior, apresentando dois valores de distância entre antenas para os quais a eficiência do sistema era máxima. Este comportamento não corrobora a distribuição do campo elétrico produzido pelos arrays de transmissão, obtida por simulação. Mesmo efetuando as medições em ambiente anecoico, o comportamento obtido em termos de eficiência não é o desejado. O valor de eficiência energética máxima (16.34 %) ocorre quando o sistema WPT é constituído por uma antena de transmissão NFF e por uma antena de receção distanciadas de 200 mm. À distância de ponto de foco (450 mm), o sistema constituído pela antena de transmissão NFF apresenta uma eficiência energética de 14.39 %, valor 2.3 vezes superior ao do sistema constituído pela antena de transmissão EPA (6.2%). A utilização da antena NFF como antena de transmissão, proporciona, no melhor dos casos, um aumento de cerca de 9 % de eficiência, quando as antenas se encontram distanciadas de 500 mm.

Analisando a eficiência dos sistemas WPT para 2.4 GHz e 5.8 GHz, verifica-se que, embora o sistema desenvolvido para 5.8 GHz seja constituído por antenas formadas por um maior número de elementos, o valor de eficiência obtido é inferior. Todavia, não se pode fazer uma comparação direta entre estes sistemas, uma vez que estes operam a duas frequências distintas e são constituídos por antenas com complexidade diferente. Uma etapa extremamente importante e que será apresentada como proposta de trabalho futuro é a medição do campo elétrico prático. Através desta análise era possível confrontar os resultados obtidos por simulação e os resultados práticos e, provavelmente, justificar o comportamento indesejado apresentado pelo último sistema estudado.

Em suma, conclui-se que a utilização de antenas de transmissão, com capacidade em campo próximo, é o "caminho" a seguir para colmatar aquela que é uma das desvantagens dos sistemas WPT, a baixa eficiência energética.

## 6.2 Trabalho Futuro

Para complementar o trabalho desenvolvido deverão ser efetuados algumas retificações, tais como:

- Imprimir as antenas apresentadas, numa máquina com capacidade de impressão de antenas com dimensões superiores a  $(29 \text{ cm} \times 25 \text{ cm})$ ;
- Medição do campo elétrico experimentalmente, dado que o trabalho apresentado neste documento apenas tem em consideração a distribuição do campo elétrico obtido através de simulação;



- Construção de um setup experimental que garanta medições mais rigorosas e autônomas;
- Compensar a discrepância existente entre os resultados obtidos por simulação e experimentalmente, nomeadamente, a discrepância observável no gráfico do coeficiente de reflexão, garantindo uma maior conformidade entre os resultados;
- Implementar os arrays desenvolvidos para 2.4 GHz, a 5.8 GHz, de modo a permitir efetuar uma comparação da eficiência energética destes sistemas;
- Desenvolver um retificador e construir um sistema WPT completo;
- Implementar um setup experimental que possibilite, simultaneamente, variar as fases dos elementos, que constituem os agregados de antenas, e a medição da eficiência do mesmo para diferentes valores de distância entre as antenas de transmissão e receção;



# Apêndices

# Noções Fundamentais de Antenas

Neste capítulo, serão apresentados alguns tipos de antenas e os principais parâmetros utilizados na sua caracterização, tais como: polarização, diagrama de radiação, densidade de potência radiada, intensidade de radiação, diretividade, impedância de entrada, eficiência de radiação, ganho, área efetiva e largura de banda.

Serão também descritas as etapas de projeto e construção de uma antena microstrip.

## A.1 Tipos de Antenas

A performance dos sistemas de comunicação sem fios depende fortemente da capacidade de transmissão e recepção de ondas eletromagnéticas por parte das antenas. Assim, estes dispositivos devem ser dimensionados consoante os requisitos pretendidos.

Dependendo da geometria e da forma, as antenas podem ser classificadas em antenas filiformes, antenas de abertura ou antenas microstrip.

### A.1.1 Antenas filiformes

As antenas filiformes são geralmente constituídas por um fio condutor, que pode assumir diversas formas (direito, enrolado em forma de hélice, em forma de aro quadrado ou circular). As antenas dipolo, figura (A.1), monopolo e helicoidal são alguns exemplos deste tipo de antenas [11, 12]. As antenas filiformes têm uma elevada aplicabilidade no mundo RF devido à sua simplicidade, ao seu preço e à sua versatilidade.

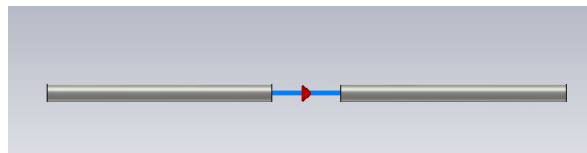


Figura A.1: Dipolo  $\lambda/2$

### A.1.2 Antenas de abertura

As antenas de abertura, figura (A.2), resultam normalmente da modificação de um guia de onda (retangular ou circular) ou da aplicação de conceitos óticos como por exemplo o uso de superfícies refletoras (cilíndricas ou parabólicas) e lentes [12].

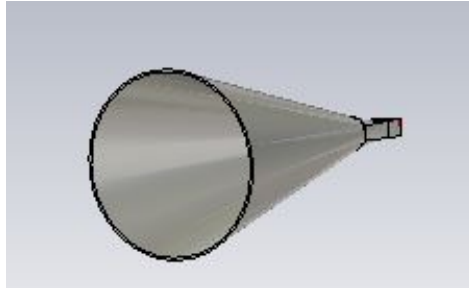


Figura A.2: Horn antena circular

### A.1.3 Antenas microstrip

As antenas microstrip, figura (A.3), podem ter diversas formas e são, geralmente, constituídas por três camadas: uma camada intermédia formada por um material dielétrico (substrato), e duas camadas compostas por um material altamente condutor (normalmente o cobre): a camada que define o plano de massa e a camada referente ao elemento radiante. Este tipo de antena é cada vez mais utilizado hoje em dia, devido essencialmente às suas características. Apresentam-se, em seguida, algumas das características que tornam estas antenas tão populares no mundo da rádio frequência [24, 29].

#### Vantagens:

- Custo de produção reduzido;
- Peso e volume reduzido;
- Elevada resistência ao choque e à vibração;
- Facilidade de aplicação em superfícies de diversas formas;

#### Desvantagens:

- Largura de Banda reduzida;
- Baixa Eficiência;
- Perdas consideráveis no dielétrico e nos condutores;
- Sensibilidade a condições ambientais, tais como: temperatura e humidade;

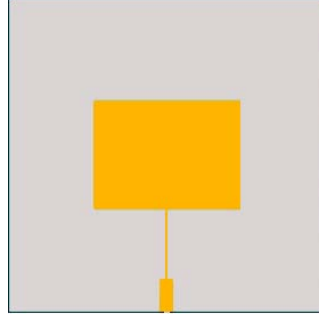


Figura A.3: Antena Microstrip

## A.2 Parâmetros fundamentais das antenas

A empregabilidade das antenas em determinadas aplicações depende das suas características. Ao longo desta secção, serão apresentados os parâmetros que são normalmente utilizados na caracterização e na avaliação do desempenho de uma antena.

### A.2.1 Polarização

As ondas eletromagnéticas resultam da combinação de campos elétricos e magnéticos que se propagam no espaço e são variáveis no tempo. Os campos elétricos e magnéticos propagam-se em planos ortogonais entre si e podem apresentar um determinado desfasamento. A polarização é uma característica muito importante em sistemas de comunicação, apresentando um elevado impacto na qualidade e performance dos mesmos.

A polarização de uma antena é definida pela polarização da onda eletromagnética que esta radia e descreve a variação de magnitude e orientação do vetor campo elétrico em função do tempo. Habitualmente, este parâmetro é definido relativamente à direção de máxima diretividade da antena e é dependente da polarização da onda eletromagnética radiada pela antena segundo essa direção. A análise desta característica é feita em campo distante, podendo considerar-se, portanto, que as ondas eletromagnéticas são ondas planas [8, 12, 24].

O vetor campo elétrico total ( $E$ ) de uma onda plana é dado pela (A.1) [24].

$$E = [E_x(x, y, z) + E_y(x, y, z)]e^{-jkz} \quad (\text{A.1})$$

No plano  $xoy$ , o campo elétrico pode ser definido pela função vetorial variável ao longo do tempo e em conformidade com as coordenadas espaciais, equação (A.2a).

$$E(z, t) = E_x(z, t)\hat{x} + E_y(z, t)\hat{y} \quad (\text{A.2a})$$

$$E_x(z, t) = \Re[E_x e^{j\omega t}] = E_1 e^{j(\omega t - kz + \delta_x)} \quad (\text{A.2b})$$

$$E_y(z, t) = \Re[E_y e^{j\omega t}] = E_2 e^{j(\omega t - kz + \delta_y)} \quad (\text{A.2c})$$

- $E_1, E_2$ : Amplitude de cada componente do campo;
- $E_x(z, t), E_y(z, t)$ : componentes instantâneas calculadas empregando as equações (A.2b, A.2c);
- $\delta_x, \delta_y$ : fases de cada componente;

Simplificando as equações anteriores e assumindo  $\delta = \delta_y - \delta_x$ , o campo elétrico total pode ser representado pela equação (A.3).

$$E(z, t) = [E_1 \cos(\omega t - kz)\hat{x} + E_2 \cos(\omega t - kz + \delta)\hat{y}] \quad (\text{A.3})$$

Assumindo  $Z=0$  e manipulando a equação (A.3), é perceptível a existência de uma relação entre as duas componentes do campo elétrico. Essa relação permite definir o tipo de polarização: elíptica, linear e circular, representadas na figura (A.4).

- **Polarização elíptica:** As duas componentes são ortogonais, mas possuem diferentes magnitudes ( $E_1 \neq E_2$ );
- **Polarização linear:** O vetor campo elétrico da onda plana mantém a direção de uma linha ao longo do tempo, oscilando apenas num plano segundo a direção de propagação ( $E_1 = 0$  ou  $E_2 = 0$ );
- **Polarização circular:** As duas componentes que definem o campo elétrico da onda plana apresentam igual magnitude ( $E_1 = E_2$ ), mas apresentam um desfasamento de  $90^\circ$  ou múltiplos;

A polarização linear e circular são considerados casos especiais da polarização elíptica.

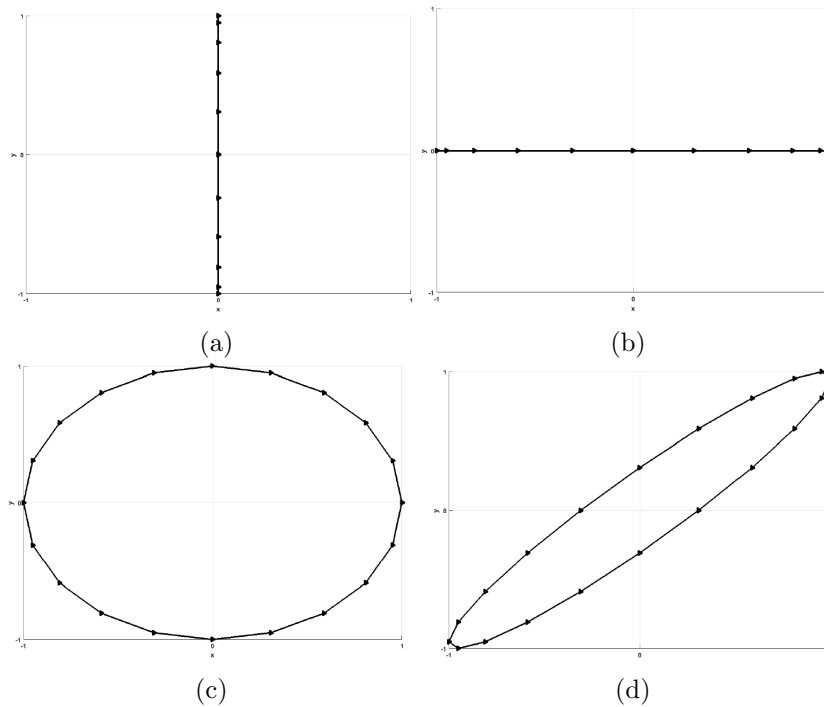


Figura A.4: Polarizações das ondas eletromagnéticas: a) Linear vertical, b) Linear horizontal, c) Circular, d) Elíptica, [24]

## A.2.2 Diagrama de Radiação

O diagrama de radiação de uma antena é a representação da distribuição de energia emitida em função da direção de observação, a uma distância relativamente grande, quando comparada com o comprimento de onda, ou seja, definida na zona de campo distante. Analisando o diagrama de radiação de uma antena, é possível verificar qual ou quais as suas direções preferenciais de radiação. O diagrama de radiação de uma antena é, normalmente, representado utilizando o sistema de coordenadas esféricas, ilustrado na figura (A.5). As antenas podem assim ser classificadas consoante o diagrama de radiação em: isotrópicas, direcionais ou omnidirecionais, figura (A.6). Uma antena diz-se isotrópica quando radia de igual forma em todas as direções, ou seja, quando o seu diagrama de radiação tem a forma de uma esfera. Contrariamente a uma antena isotrópica, uma antena direcional apresenta a capacidade de emitir ou receber com maior eficiência segundo uma direção preferencial. Uma antena omnidirecional apresenta um diagrama de radiação direcional num determinado plano de radiação, enquanto que, em qualquer outro plano ortogonal, radia de igual forma em todas as direções [24, 27].

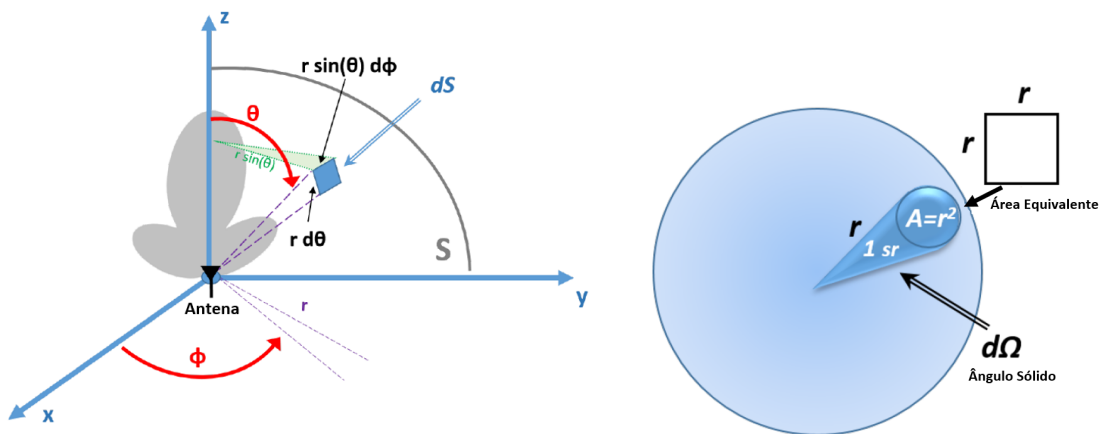
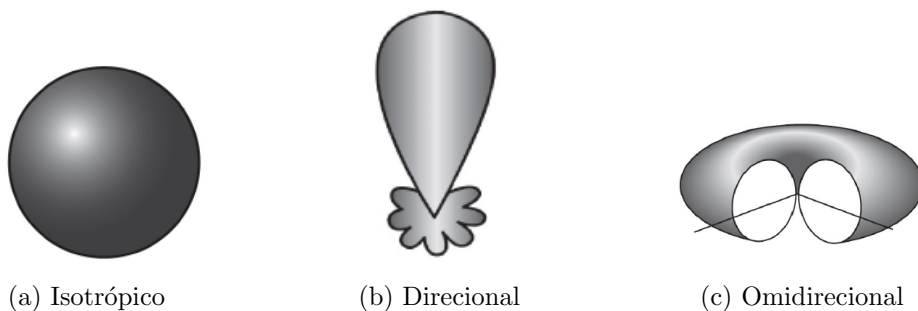


Figura A.5: Sistema de coordenadas esféricas, baseado em [24]



(a) Isotrópico

(b) Direcional

(c) Omidirecional

Figura A.6: Tipos de diagramas de radiação [27]

O diagrama de radiação de uma antena, representado num gráfico de duas dimensões (2D), resulta do corte do gráfico 3D, representativo do diagrama de radiação, segundo determinados planos.



Os dois planos a ter em conta são designados por plano E e plano H. O plano E é definido pela direção de máxima radiação e pelo vetor que representa o campo elétrico radiado pela antena. O plano H é definido pela direção de máxima radiação em função da orientação do vetor campo magnético. Os gráficos 2D, presentes na figura (A.7), correspondem ao diagrama de radiação de uma antena no plano E em função do ângulo  $\phi$ , tendo em conta que  $\theta$  é um valor fixo, normalmente  $\theta = 90^\circ$ . Da análise desses gráficos obtém-se um conjunto de parâmetros que permitem caracterizar o diagrama de radiação da antena, tais como: nulo, máximo, lobo principal e lobo secundário. Definem-se como nulos as direções segundo as quais a antena radia pouca ou nenhuma energia. As zonas compreendidas entres os nulos designam-se por lobos. Os lobos podem ser agrupados, consoante a sua potência relativa, em lobos principais e secundários. O lobo principal é aquele que se encontra dirigido segundo a direção em que a antena radia o máximo de energia, sendo que os outros se designam lobos secundários. Quando uma antena apresenta apenas um lobo principal, classifica-se como diretiva, sendo tanto mais diretiva quanto mais estreito for o lobo. Uma forma de avaliar a diretividade de uma antena é através do cálculo da largura de feixe a meia potência.

Define-se como "Largura de Feixe a Meia Potência" (LFMP), a faixa angular compreendida entre os dois ângulos, um de cada lado da direção de máximo, para os quais a potência recebida é metade da potência que a antena recebe segundo a direção de máximo. Outro termo usualmente utilizado na caracterização do diagrama de radiação de uma antena é "Largura de Feixe Entre os Primeiros Nulos" (LFEPN) [12].

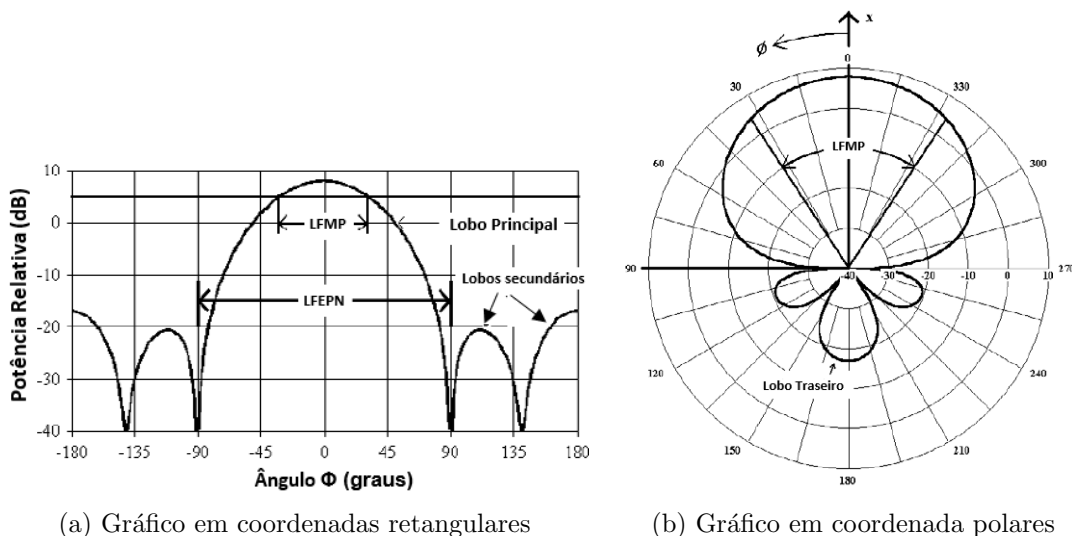


Figura A.7: Representação gráfica do diagrama de diagrama de radiação em 2D [12]

### A.2.3 Densidade de potência radiada

Uma antena em transmissão produz, em qualquer ponto em seu redor, um campo eletromagnético que sofre variações sinusoidais harmónicas e que é caracterizado, em cada ponto, por um vetor campo elétrico  $\vec{E}$  e por um vetor campo magnético  $\vec{H}$ .

A densidade de potência pode então ser definida pelo vetor de poynting complexo [8, 12]:

$$S(r, \theta, \phi) = \frac{1}{2}(E \times H^*) \quad (W/m^2) \quad (A.4)$$

Efetuada a integração da equação que representa a densidade de potência ao longo de uma superfície fechada em redor da antena, obtém-se a potência complexa que atravessa essa mesma superfície, equação (A.5). A potência radiada pela antena corresponde à parte real da potência complexa, e é apresentada na equação (A.6) [8, 56].

$$P = \oint\!\!\!\oint_s S \cdot dS \quad (A.5)$$

$$P_{rad} = \frac{1}{2} \oint\!\!\!\oint_s \operatorname{Re}(E \times H^*) \cdot dS = \oint\!\!\!\oint_s S_{rad} \cdot dS \quad (A.6)$$

#### A.2.4 Intensidade de radiação

A intensidade de radiação ( $U$ ) é uma grandeza definida relativamente a uma determinada direção, dependendo portanto do ponto de observação. Para definir esta grandeza, é essencial introduzir conceitos como o esterradiano ( $Sr$ ). O esterradiano é o ângulo sólido que, tendo o seu vértice no centro de uma esfera de raio  $r$ , a intersesta através de uma superfície de área igual a  $r^2$ , figura (A.5) [12]. Uma vez que a área de uma esfera de raio  $r$  é igual a  $4\pi r^2$ , uma esfera contém  $4\pi$  esterradianos.

A intensidade de radiação de uma antena é definida como a potência radiada por ângulo sólido ( $Sr$ ). Deste modo, e tendo em consideração a relação entre a densidade de potência e a intensidade de radiação, pode calcular-se a intensidade de radiação usando a equação (A.7) ou a equação(A.8) que permite a obtenção de um valor médio [12, 24].

$$U(\theta, \phi) = r^2 S_{rad}(r, \theta, \phi) \quad (W/str) \quad (A.7)$$

$$U = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad (A.8)$$

#### A.2.5 Diretividade

Define-se diretividade ( $D$ ) de uma antena, equação (A.9), como o rácio entre a intensidade de radiação que a antena produz numa determinada direção ( $U_{(\theta, \phi)}$ ) e a intensidade de radiação que seria produzida por uma antena isotrópica ( $U_o$ ) [9, 12]. A diretividade é uma figura de mérito que possibilita descrever de que forma a antena radia segundo uma determinada direção.

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_o} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \quad (A.9)$$

A diretividade de uma antena é, normalmente, definida segundo a direção onde ocorre o máximo de radiação, isto é, onde radia a máxima intensidade ( $U_{max}$ ), equação (A.10).

$$D(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U_{max}}{P_{rad}} \quad (A.10)$$

### A.2.6 Impedância de entrada

A impedância de entrada de uma antena ( $Z_a$ ), equação (A.12), é uma característica que depende de inúmeros fatores, como por exemplo: geometria da antena e frequência de operação. Esta característica apresenta uma parte real ( $R_a$ ), representativa dos dispositivos dissipadores de potência, e uma parte imaginária ( $X_a$ ) referente à percentagem de energia absorvida em campo próximo da antena [12].

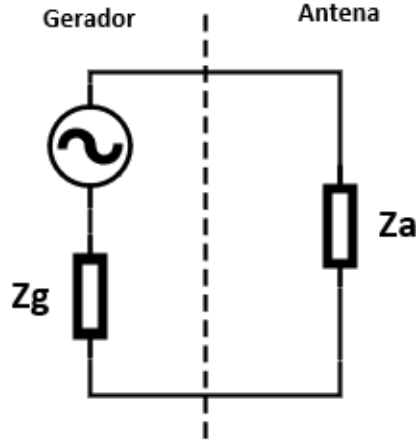


Figura A.8: Circuito Equivalente de uma antena em transmissão, baseado em [12]

$$Z_g = R_g + jX_g \quad (\text{A.11})$$

$$Z_a = R_a + jX_a \quad (\text{A.12})$$

A parte real da impedância de entrada da antena ( $R_a$ ) resulta da contribuição de duas componentes,  $R_r$  e  $R_p$ , equação (A.13).  $R_r$ , simboliza a dissipação por radiação (parte útil) e  $R_p$ , a dissipação que ocorre na parte condutora e no dielétrico.

Se o gerador fornecer uma potência de entrada ( $P_{in}$ ), parte dessa potência será radiada pela antena ( $P_{rad}$ ) e outra parte será perdida ( $P_p$ ), equação (A.14).

$$R_a = R_r + R_p \quad (\text{A.13})$$

$$P_{in} = P_{rad} + P_p \quad (\text{A.14})$$

$$\frac{1}{2}R_a|I_A|^2 = \frac{1}{2}R_r|I_A|^2 + \frac{1}{2}R_p|I_A|^2 \quad (\text{A.15})$$

Tendo em conta as equações (A.14, A.15), verifica-se que a parte útil da impedância de entrada da antena é dada por:

$$R_r = \frac{2P_{rad}}{|I_A|^2} \quad (\text{A.16})$$

### A.2.7 Eficiência de radiação

Na figura (A.9), encontra-se um diagrama representativo de uma antena em transmissão. A potência radiada por uma antena ( $P_{rad}$ ) é sempre inferior à potência de alimentação da mesma ( $P_{in}$ ), devido às inúmeras perdas que ocorrem durante o processo de transmissão [12].

Define-se eficiência ( $\eta$ ) de uma antena como o rácio entre a potência que é efetivamente radiada e a potência que é entregue à entrada da antena, equação (A.17).

$$\eta = \frac{P_{rad}}{P_{in}} \quad (\text{A.17})$$

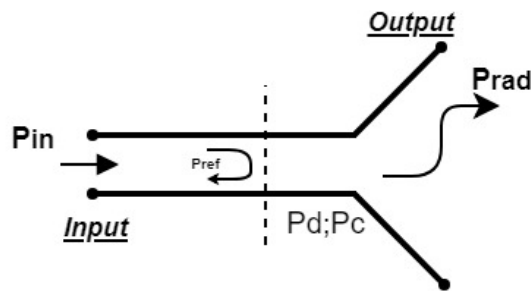


Figura A.9: Diagrama representativo de uma antena em transmissão, baseado em [12]

As perdas existentes no processo ( $P_D$ ) devem-se essencialmente a:

- $P_{ref}$ : Potência refletida à entrada devido a desadaptação;
- $P_d$ : Potência dissipada no dielétrico da antena;
- $P_C$ : Potência dissipada nas partes condutoras da antena;

Tendo em conta as perdas existentes no processo, estabelece-se a relação de potência representada na equação (A.18).

$$P_{in} = P_{rad} + P_D \quad (\text{A.18})$$

Assim, a eficiência total da antena pode ser descrita pela equação (A.19). A relação entre a potência que é efetivamente radiada e a potência presente à entrada da antena é traduzida pela equação (A.20) [12].

$$\eta_t = \eta_{ref} \eta_d \eta_c \quad (\text{A.19})$$

$$P_{rad} = \eta_t \times P_{in} \quad (\text{A.20})$$

### A.2.8 Ganho

O ganho e a diretividade de uma antena são duas características que se encontram diretamente relacionadas. Define-se ganho de uma antena, segundo uma determinada direção, como o rácio entre a intensidade de radiação radiada nessa direção e a potência presente à entrada da antena dividida por  $4\pi$ , equação (A.21) [9, 12, 24].

$$G(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{\frac{P_{in}}{4\pi}} \quad (\text{A.21})$$

Caso não existam perdas no processo de radiação ( $P_{rad} = P_{in}$ ), o conceito de ganho e diretividade são homólogos mas, num sistema real existem sempre perdas portanto, ( $P_{rad} \leq P_{in}$ ). A relação entre estes dois conceitos é descrita pela equação (A.22b). Da análise da equação (A.22b), conclui-se que o ganho de uma antena possui sempre um valor inferior à diretividade.

$$G(\phi, \theta) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{\frac{P_{rad}}{\eta_t}} \quad (\text{A.22a})$$

$$G(\phi, \theta) = \eta_t D(\theta, \phi) \quad (\text{A.22b})$$

O conceito de ganho é uma grandeza adimensional, mas é geralmente expressa em decibels (dB), equação (A.23).

$$G(dB) = 10 \times \log_{10}(G(\theta, \phi)) \quad (\text{A.23})$$

### A.2.9 Área Efetiva

A área efetiva de uma antena, equação (A.24), é geralmente definida como a área que, colocada no mesmo local, captaria a mesma potência ( $P_T$ ). Uma antena em receção pode, portanto, ser considerada como uma superfície coletora com uma determinada área, que capta uma dada potência e a entrega ao terminal de receção, figura (A.10) [12].

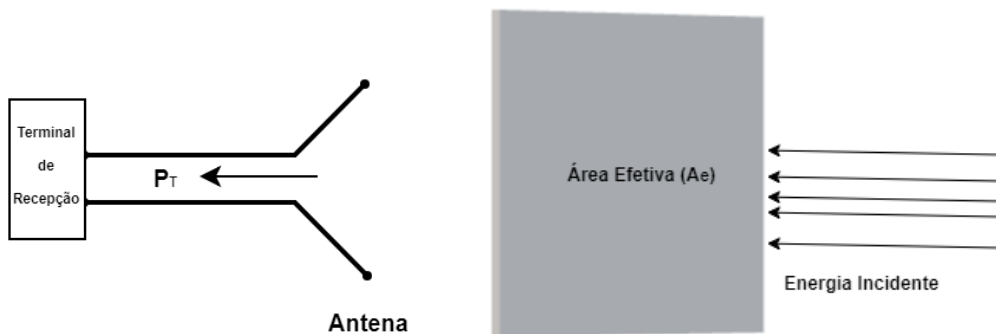


Figura A.10: Conceito de área efetiva de uma antena, baseado em [12]

Considerando que a densidade espectral de potência num determinado local ( $S_i$ ) associada às ondas eletromagnéticas captadas pela antena é uniforme, a área efetiva da antena pode ser calculada utilizando a equação (A.24).

$$A_e = \frac{P_T}{S_i} = \frac{\frac{1}{2}R_T|I_T|^2}{S_i} \quad (m^2) \quad (\text{A.24})$$

Ganho e área efetiva são duas características das antenas que se relacionam entre si. Analisando o sistema presente na figura (2.15), onde se encontra ilustrado uma situação de transferência de energia entre duas antenas, verifica-se que a densidade espectral de potência produzida pela antena 1 na antena 2 é dada por:

$$S = \frac{P_{rad1}}{4\pi r^2} \times D_1 \quad (\text{A.25})$$

Assim, a potência entregue ao terminal receptor da antena 2 é :

$$P_T = A_{e2} \frac{P_{in}}{4\pi r^2} \times G_1 \quad (\text{A.26})$$

Analisando o sistema anterior no sentido oposto e assumindo que se trata de um sistema recíproco, conclui-se que área efetiva de uma antena pode ser calculada utilizando a equação (A.27). Desta equação, conclui-se a existência de uma relação de proporcionalidade direta entre a área efetiva, o quadrado do comprimento de onda de operação e o ganho da antena.

$$A_e = \frac{\lambda^2}{4\pi} \times G \quad (\text{A.27})$$

### A.2.10 Largura de Banda

A largura de banda de uma antena é a gama de frequências em que a antena apresenta um desempenho aceitável e cumpre os requisitos previamente definidos [8, 27]. Para averiguar se o desempenho da antena é aceitável, analisam-se, normalmente, as seguintes características: polarização, ganho, os níveis dos lobos secundários e a adaptação de impedância de entrada. Nesta dissertação, considerar-se-á que a antena apresenta uma performance aceitável na gama de frequências em que o return loss ( $S_{11}$ ) apresenta um valor inferior a -10 dB.

## A.3 Design de uma antena microstrip

### A.3.1 Substrato

Um passo importante no dimensionamento de uma antena é a escolha do substrato. O substrato, material dielétrico que é coberto em ambos os lados (elemento radiante e plano de massa) por um material altamente condutor deve ser escolhido tendo em consideração aspetos importantes no funcionamento da antena. O substrato é essencialmente caracterizado por três parâmetros: espessura ( $h$ ), permitividade relativa ( $\epsilon_r$ ) e tangente de perdas ( $\tan(\delta)$ ). As características do substrato escolhido influenciam a performance da antena [24].

Na tabela (A.1), encontram-se representadas as características das antenas microstrip em função das características do substrato escolhido. Dada a existência de uma vasta gama de substratos no mercado, com diferentes características e diferentes preços, a sua escolha deve ser ponderada e feita em conformidade com os requisitos da aplicação em que o substrato vai ser utilizado. A utilização de um substrato inadequado pode comprometer o bom funcionamento da antena provocando, por exemplo, um return loss elevado (elevadas perdas por desadaptação), um ganho reduzido ou uma baixa eficiência.

Tabela A.1: Dependência das características das antenas com o substrato utilizado [28]

| <b>h</b> | <b><math>\epsilon_r</math></b> | <b>Característica da antena</b>       |
|----------|--------------------------------|---------------------------------------|
| Reduzido | Reduzido                       | Baixas perdas por ondas de superfície |
| Reduzido | Elevado                        | Redução da radiação das linhas        |
| Reduzido | Elevado                        | Antenas de pequena dimensão           |
| Elevado  | Reduzido                       | Aumento de largura de banda           |
| Elevado  | Reduzido                       | Maior eficiência de radiação          |
| Elevado  | Reduzido                       | Menor sensibilidade às tolerâncias    |

### A.3.2 Dimensionamento da antena microstrip

O dimensionamento de uma antena microstrip requer o uso de determinados métodos de análise, uma vez que uma antena planar não é uma estrutura homogénea. De entre os vários métodos de análise existentes, os mais utilizados são: *Transmission Line Model*, *EM Cavity Model* e o *Full-Wave Model* [8, 24].

O método *Transmission-Line Model* é dos três o de maior facilidade de implementação, permitindo obter os parâmetros físicos da antena a dimensionar. Contudo, é o menos preciso de todos. Em alternativa a este método, pode ser utilizado o *EM Cavity Model*. Este método permite obter, com maior precisão, as dimensões físicas da antena a implementar, mas apresenta uma maior complexidade. O *Full-Wave Model*, baseado na resolução das equações de Maxwell, é o método mais preciso e o mais versátil, mas também o mais complexo. Normalmente, este método é utilizado pelos simuladores eletromagnéticos utilizados no desenvolvimento de antenas [8].

Conforme referido anteriormente, uma antena microstrip é constituída por três planos sobrepostos: a patch (constituída por um material com uma elevada condutividade elétrica), o substrato com uma determinada espessura ( $h$ ), uma determinada constante dielétrica ( $\epsilon_r$ ) e uma determinada tangente de perdas ( $\tan(\delta)$ ) e o plano de massa constituído, também, por um material com elevada condutividade elétrica, figura (A.11). Estruturalmente, este tipo de antena pode ser representado por dois slots radiantes com dimensão  $W \times h$ , separados por uma linha de transmissão de baixa impedância  $Z_c$  de dimensão  $L$ , figura (A.12) [24, 28, 29]. Como a antena tem dimensões finitas, os campos irão propagar-se em dois meios diferentes, o substrato formado por um material dielétrico e o ar, ocorrendo um efeito designado por *fringing effect*.

No plano XY do campo elétrico o *fringing effect* representado na figura (A.13), pode ser diretamente relacionado com o rácio entre o comprimento da patch ( $L$ ) e a espessura do substrato ( $h$ ) ( $L/h$ ), e a permitividade relativa do substrato ( $\epsilon_r$ ). No caso de antenas microstrip com dimensões em que o rácio  $L/h \gg 1$ , o *fringing effect* é muito reduzido. Se a antena microstrip possuir dimensões tais que  $W/h \gg 1$  e o substrato utilizado possuir uma constante dielétrica  $\epsilon_r \gg 1$ , as linhas de campo elétrico irão concentrar-se predominantemente no substrato. Nestes casos o *fringing effect* faz transparecer que as dimensões da linha microstrip são eletricamente maiores que as suas dimensões físicas [29].

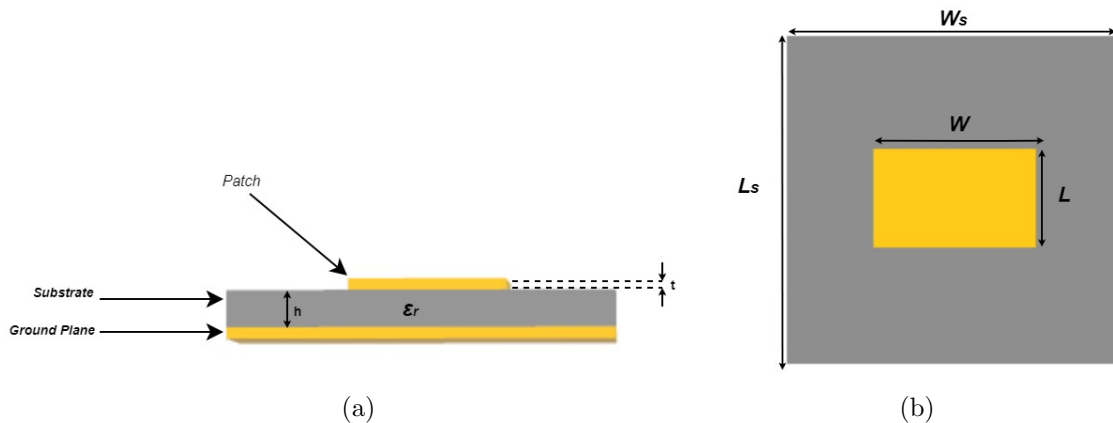


Figura A.11: Antena Microstrip: a) Vista lateral, b) Vista frontal, baseado em [9, 24]

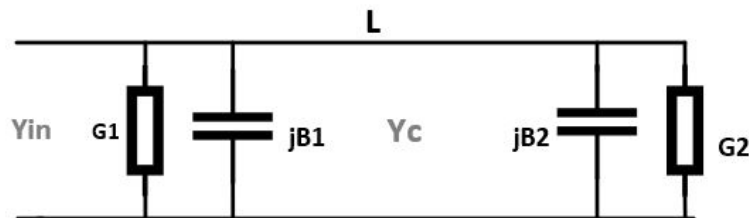


Figura A.12: Circuito elétrico equivalente de uma antena microstrip [28]

O efeito descrito anteriormente deve ser tido em conta no momento do dimensionamento da antena microstrip, sendo necessário definir a constante dielétrica efetiva ( $\epsilon_{reff}$ ) e o comprimento efetivo ( $L_{eff}$ ).



O primeiro passo a seguir no dimensionamento de uma antena microstrip é calcular a largura da mesma ( $W$ ), através da equação (A.28). Nesta equação,  $f_r$  é a frequência de ressonância,  $\epsilon_r$  a constante dielétrica do material e  $1/(\sqrt{\epsilon_0\mu_0})$  corresponde à velocidade da luz no vácuo.

$$W = \left( \frac{1}{2f_r\sqrt{\epsilon_0\mu_0}} \right) \times \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (\text{A.28})$$

A constante dielétrica efetiva ( $\epsilon_{reff}$ ) é calculada utilizando a equação (A.29). Esta característica encontra-se diretamente relacionada com a frequência de operação. Quanto maior for a frequência de operação, mais o valor da constante dielétrica efetiva se aproxima do valor da constante dielétrica do material ( $\epsilon_r$ ), devido a uma maior concentração das linhas de campo elétrico no substrato.

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2\sqrt{1 + 12\left(\frac{h}{W}\right)}} \quad (\text{A.29})$$

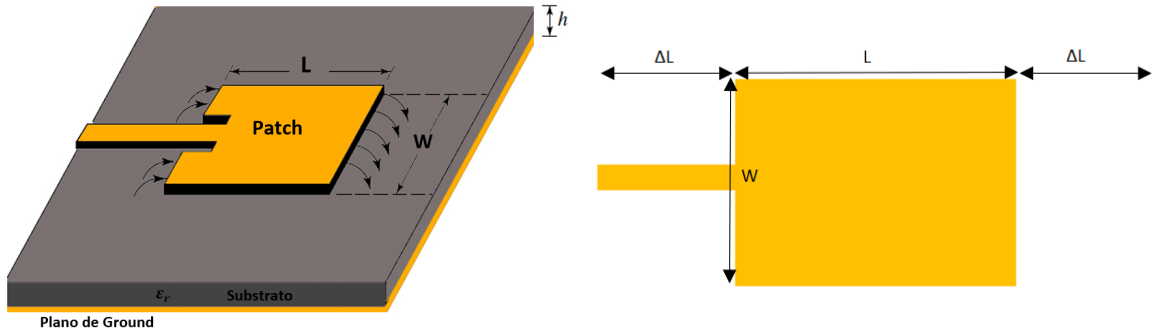


Figura A.13: Representação do fringing effect, baseado em [9, 24]

Para calcular o comprimento da antena microstrip ( $L$ ), equação (A.32), é imperativo ter em conta o comprimento efetivo da antena ( $L_{eff}$ ), equação (A.31) e o alargamento aparente sofrido devido ao fringing effect ( $\Delta L$ ), figura (A.13 b). Este alargamento pode ser escrito em função da constante dielétrica efetiva ( $\epsilon_{reff}$ ) e do rácio  $W/h$ , tal como apresentado na equação (A.30). O comprimento efetivo da antena microstrip ( $L_{eff}$ ) é calculado a partir da equação (A.31). Visto que o comprimento efetivo da patch é dado por  $L_{eff} = L + 2\Delta L$ , então, o comprimento da antena microstrip ( $L$ ) é calculado através da equação (A.32).

$$\Delta L = \frac{0.412h(\epsilon_{reff} + 0.3)\left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258)\left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (\text{A.30})$$

$$L_{eff} = \left( \frac{1}{2f_r\sqrt{\epsilon_{reff}\sqrt{\epsilon_0\mu_0}}} \right) \quad (\text{A.31})$$

$$L = L_{eff} - 2\Delta L \quad (\text{A.32})$$

### A.3.3 Técnicas de alimentação

São inúmeros os tipos de configurações existentes para alimentar as antenas microstrip. Ao longo desta secção, serão apresentados os três tipos de alimentação mais comumente utilizados: linha microstrip, cabo coaxial e abertura.

### A.3.4 Linha Microstrip

Este método, representado na figura (A.14), consiste na alimentação da antena utilizando uma linha de transmissão microstrip. Devido ao elevado valor de impedância de entrada típico deste tipo de antena, é necessário adicionar um transformador de  $\lambda/4$ . A inclusão do transformador permite transformar o valor da impedância de entrada da antena em  $50 \Omega$ , valor de impedância comum dos conectores aplicados na excitação. Em alternativa à utilização do transformador, pode ser adicionada uma reentrada na antena de dimensão  $F_i$ , método designado por "inset feed", figura (A.14 b). A dimensão da reentrada é calculada através da equação (A.33) [57]. Esta reentrada viabiliza encontrar o ponto em que a impedância de entrada da antena microstrip é igual a  $50 \Omega$ .

O método de alimentação que utiliza uma linha microstrip é vantajoso, visto que é de fácil fabrico e implica um baixo custo de produção. Porém, a inserção de linhas microstrip aumenta as perdas do processo e pode degradar as características apresentadas pela antena [9, 24, 28, 29].

$$F_i = 10^{-4} (0.001699 \times \epsilon_r^7 + 0.13761 \times \epsilon_r^6 - 6.1783 \times \epsilon_r^5 + 93.187 \times \epsilon_r^4 - 682.69 \times \epsilon_r^3 + 2561.9 \times \epsilon_r^2 - 4043 \times \epsilon_r + 6697) \times \frac{L}{2} \quad (\text{A.33})$$

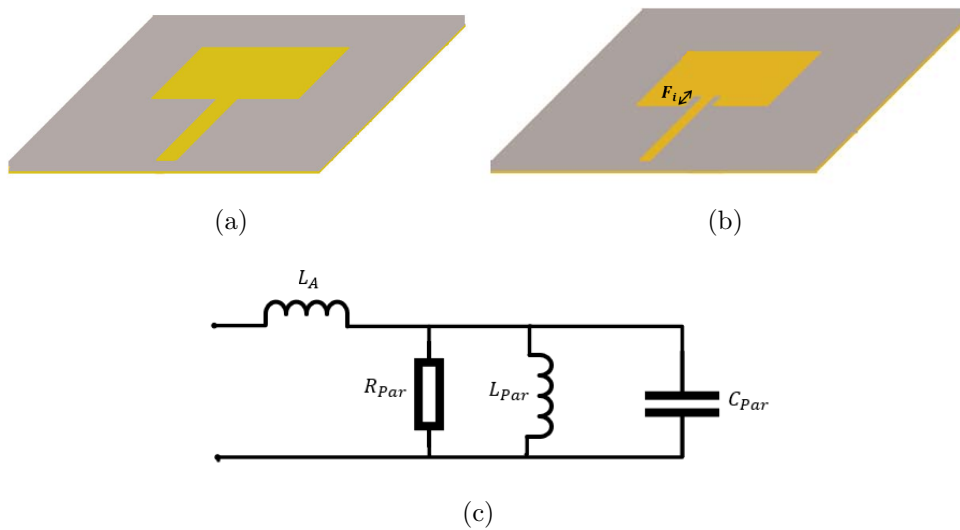


Figura A.14: Esquemático da técnica de alimentação utilizando linha microstrip: a) Antena microstrip, b) Antena microstrip com reentrada, c) circuito elétrico equivalente ([9, 24, 28, 29])

### A.3.5 Cabo Coaxial

A alimentação por cabo coaxial, ilustrada na figura (A.15), consiste na colocação de um conector (tipicamente com uma impedância de  $50 \Omega$ ), constituído por um condutor externo que é soldado no plano de massa e por um condutor interno, que passa através do plano definido pelo substrato e é soldado na patch num determinado ponto em que a impedância de entrada da antena é igual à impedância do conector, ou seja, ponto que promove a adaptação da antena.

Visto que a alimentação é efetuada no plano oposto ao plano onde se encontra o elemento radiante, existe uma menor degradação do diagrama de radiação da antena. O conector poderá ser colocado em qualquer ponto da antena com impedância desejada e possibilita uma maior flexibilidade relativamente à escolha do material utilizado no substrato. Todavia, não poderá ser escolhido um substrato com espessura elevada devido às dimensões do condutor interno do conector [9, 24, 28, 29]).

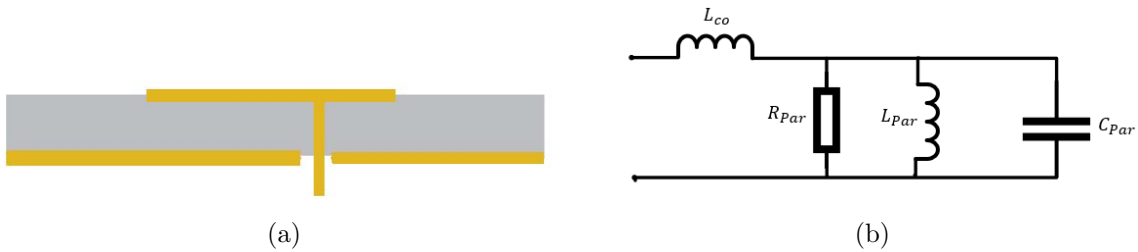
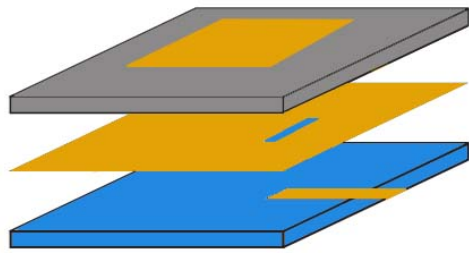


Figura A.15: Esquemático da técnica de alimentação utilizando cabo coaxial: a) Vista lateral, b) circuito elétrico equivalente ([9, 24, 28, 29])

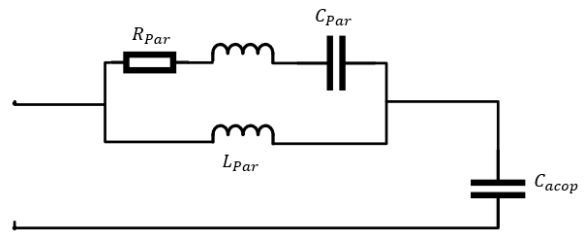
### A.3.6 Abertura

Na técnica de alimentação por abertura representada na figura (A.16), são utilizados duas camadas de substrato com características ( $\epsilon_r$ ,  $h$ ) diferentes ou iguais, consoante a aplicabilidade que se pretende para a antena, separadas por um plano de massa. A antena é colocada na parte superior da camada definida pelo substrato 1 e a linha de transmissão microstrip responsável pela alimentação, é colocada na parte superior à camada referente ao substrato 2. O processo de alimentação da antena é efetuado por acoplamento através de um slot realizado no plano de ground. Habitualmente, escolhe-se um material com elevada constante dielétrica para o substrato 2 e um material com espessura reduzida para o substrato 1 ([9, 28, 29])

O plano de massa isola a alimentação do elemento radiante, minimizando as interferências por radiação espúria.



(a)



(b)

Figura A.16: Esquemático da técnica de alimentação por abertura: a) vista lateral, b) circuito elétrico equivalente ([9, 28, 29])

## Medições na câmara anecoica

Uma câmara anecoica é uma sala de teste dimensionada para absorver completamente reflexões, tanto de ondas sonoras como eletromagnéticas. As antenas são, habitualmente, caracterizadas neste ambiente, uma vez que, todo o ruído exterior à câmara é eliminado. Este isolamento, permite que os resultados obtidos sejam mais precisos e menos afetados por interferências externas [58].

### B.1 Medição do diagrama de radiação

Na figura (B.1), encontra-se ilustrado um esquema representativo da câmara anecoica disponibilizada pelo IT de Aveiro [59].

Esta câmara anecoica, com uma frequência de trabalho de [1.7-18] GHz, é normalmente utilizada na caracterização das antenas impressas, como por exemplo na medição do diagrama de radiação das mesmas.

As antenas a testar são colocadas no suporte representado na figura pelo número 1 e é medido o valor de  $S_{21}$  do sistema para várias posições das mesmas, relativamente a uma antena que se encontra a 4.5 m da antena a caracterizar, colocada no suporte representado na figura pelo número 2, ou seja, as medições são efetuados em campo distante. O diagrama de radiação 2D da antena é obtido por meio de comparação do valor de  $S_{21}$  apresentado pela antena a testar e o apresentado por uma antena de referência para a qual se conhece o valor de ganho, através da equação (B.1).

$$Gain_{Aut} = Gain_{RefAnt}(f) - (S_{21_{RefAnt}}(f) - S_{21_{Aut}}(f)) \quad (B.1)$$

- $Gain_{Aut}$ : Ganho da antena a testar;
- $Gain_{RefAnt}$ : Ganho da antena de referência;
- $S_{21_{RefAnt}}$ :  $S_{21}$  da antena de referência;
- $S_{21_{Aut}}$ :  $S_{21}$  da antena a testar;

Neste trabalho foram desenvolvidas antenas a 2.4 GHz e a 5.8 GHz. Na tabela (B.1), encontram-se representados os valores de ganho e de  $S_{21}$  apresentados pelas antenas de abertura utilizadas como antenas de referência.

| Frequência | $Gain_{RefAnt}$ | $S_{21}_{RefAnt}$ |
|------------|-----------------|-------------------|
| 2.4 GHz    | 17.93 dBi       | -35.84 dB         |
| 5.8 GHz    | 21.04 dBi       | -20.98 dB         |

Tabela B.1: Caracterização da antena de referência a diferentes frequências

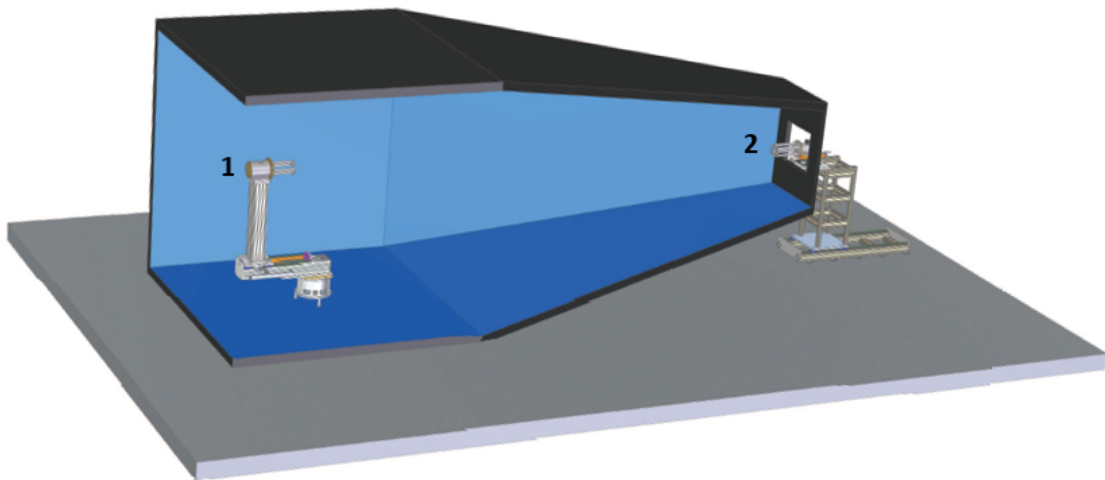


Figura B.1: Esquema da câmara anecoica [15]

# Construção da malha de excitação de um array no ADS

Na próxima secção, serão apresentadas as etapas seguidas na construção da malha de excitação do array 2x2, que opera a 2.4 GHz, utilizando o ADS.

## C.1 Exemplo do array 2x2 a operar a 2.4 GHz

A construção da malha de excitação de um agregado de antenas no ADS envolve a concretização de várias etapas. Inicialmente, é necessário importar o top layer da antenna, que se pretende implementar no CST, para um ficheiro do tipo layout do ADS, figura (C.1).

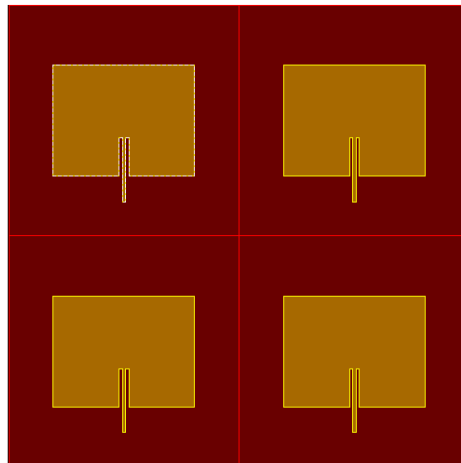


Figura C.1: Top layer do array 2x2

De seguida, tendo em mente o layout da antenna, desenvolve-se a malha de excitação recorrendo a linhas de transmissão *MLIN*, junções do tipo T (*MTEE*) e curvas (*MSBAND*). A malha de excitação deste array é essencialmente constituída por linhas de  $100 \Omega$ , linhas de  $50 \Omega$  e linhas de  $\lambda/4$ , que possibilitam a transformação de impedâncias de  $50 \Omega$  em  $100 \Omega$ . As dimensões das linhas microstrip utilizadas dependem da sua impedância de entrada, da frequência de projeto e das características do substrato que é utilizado, figura (C.2).

Após implementar o esquemático da malha de excitação, efetua-se uma análise de parâmetros S. Esta análise permite concluir, de entre outras coisas, se a malha apresenta a impedância de entrada desejada, neste caso  $50 \Omega$  e qual a fase de excitação de cada elemento, figura (C.3). Nesta simulação utilizaram-se portos com impedância característica de  $100 \Omega$ , representativos dos elementos que constituem o array, e um porto com impedância de  $50 \Omega$ , representativo da impedância de entrada pretendida (impedância do conector).

Por norma, é necessário ajustar ligeiramente as dimensões das linhas de forma a otimizar o comportamento da malha dimensionada. Com esse intuito, recorre-se à ferramenta de otimização disponibilizada por este software designada por "Optimizer". Esta ferramenta é extremamente útil no design da malha de agregados constituídos por um número elevado de elementos.

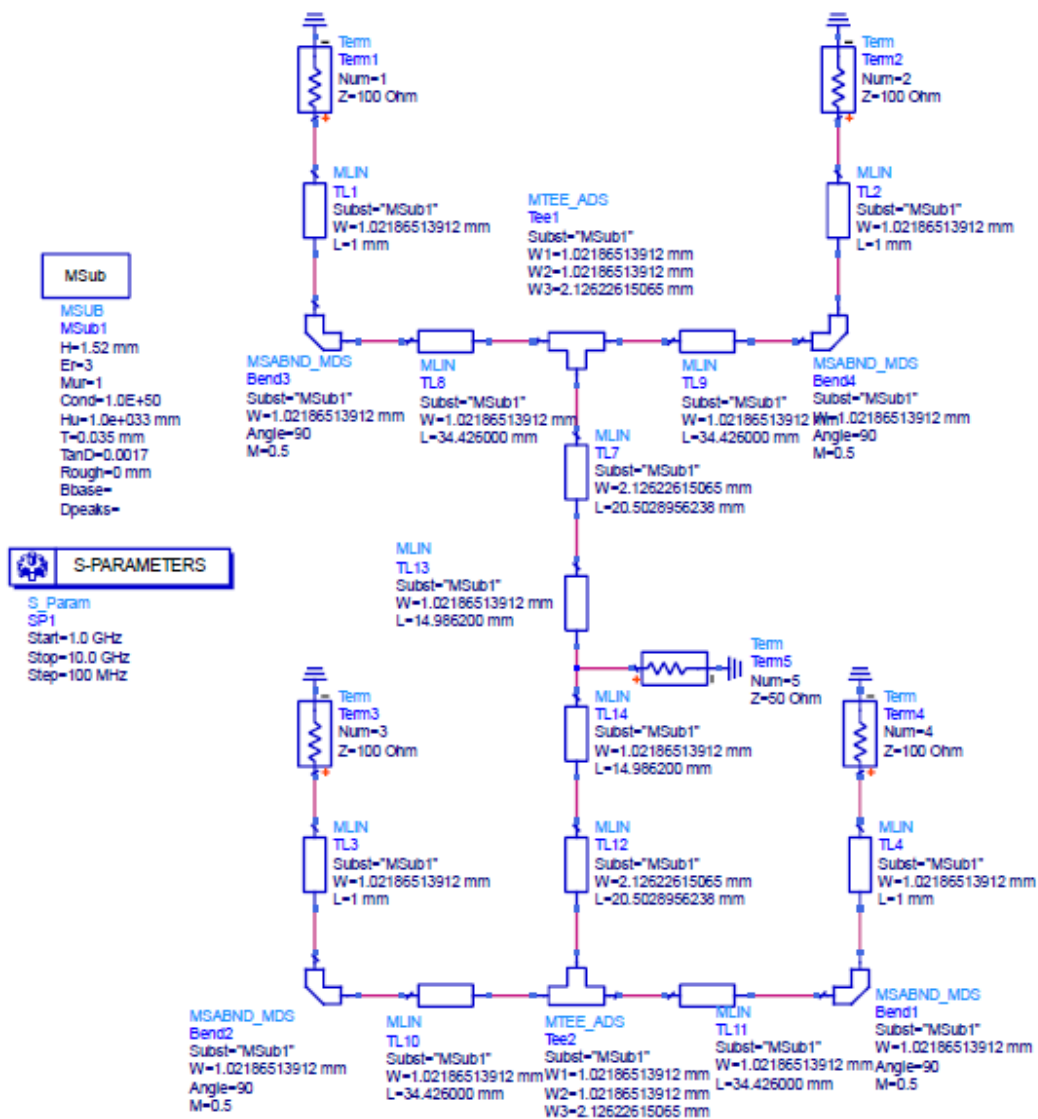


Figura C.2: Esquemático da malha de excitação do array 2x2



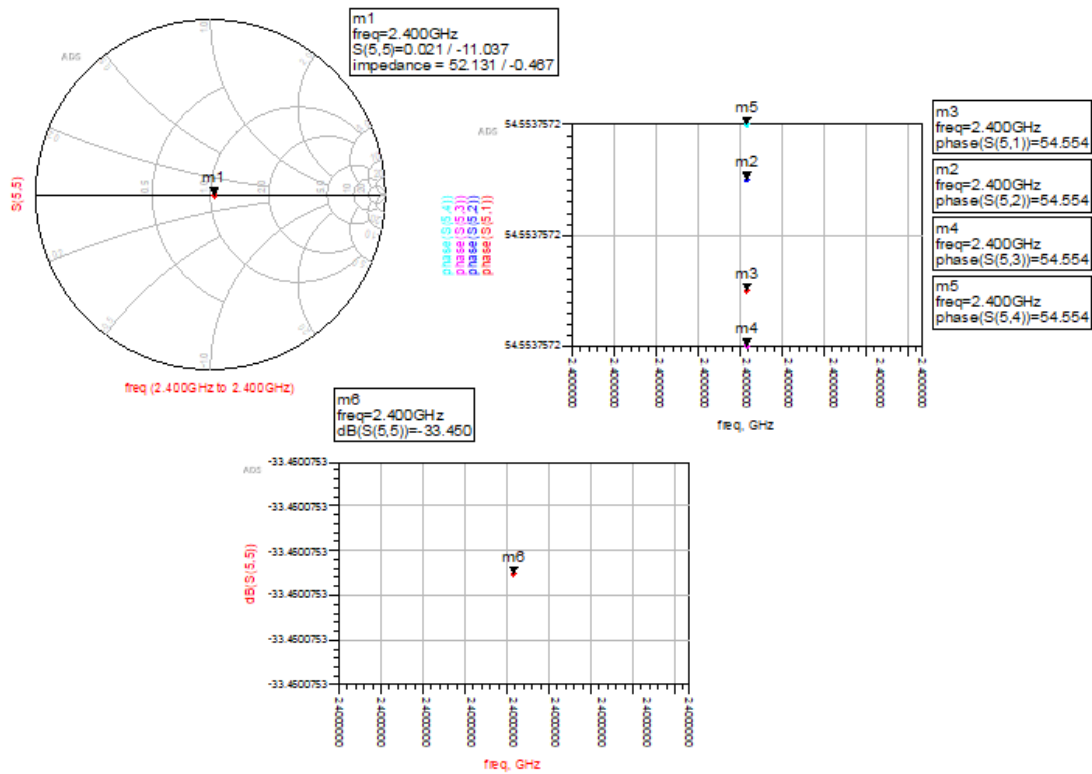


Figura C.3: Simulação dos parâmetros S da malha de excitação do array 2x2

A última, mas não menos importante, etapa na construção da malha é a execução da simulação eletromagnética da malha implementada. A simulação eletromagnética permite obter resultados mais realistas comparativamente aos resultados obtidos através da simulações dos parâmetros S. Os resultados provenientes da simulação eletromagnética apresenta sempre discrepâncias relativamente aos obtidos na simulação dos parâmetros S, como é verificável pela das figuras (C.3),(C.5). Uma vez analisados e aprovados os resultados obtidos através da simulação eletromagnética, exporta-se o layout da malha, figura(C.4), para o software escolhido para analisar o comportamento das antenas, neste caso o CST.

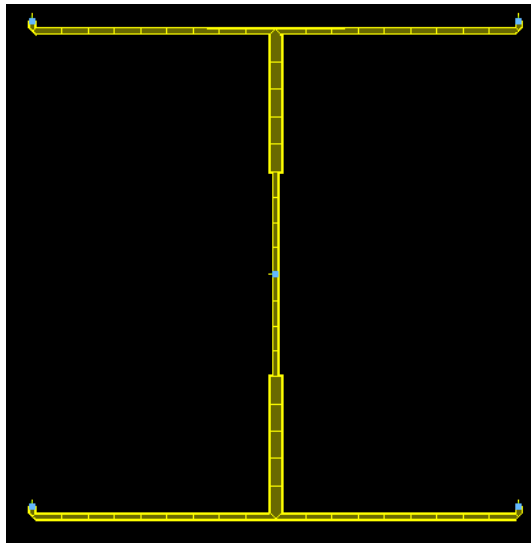


Figura C.4: Layout da malha excitação do array 2x2 após a simulação eletromagnética

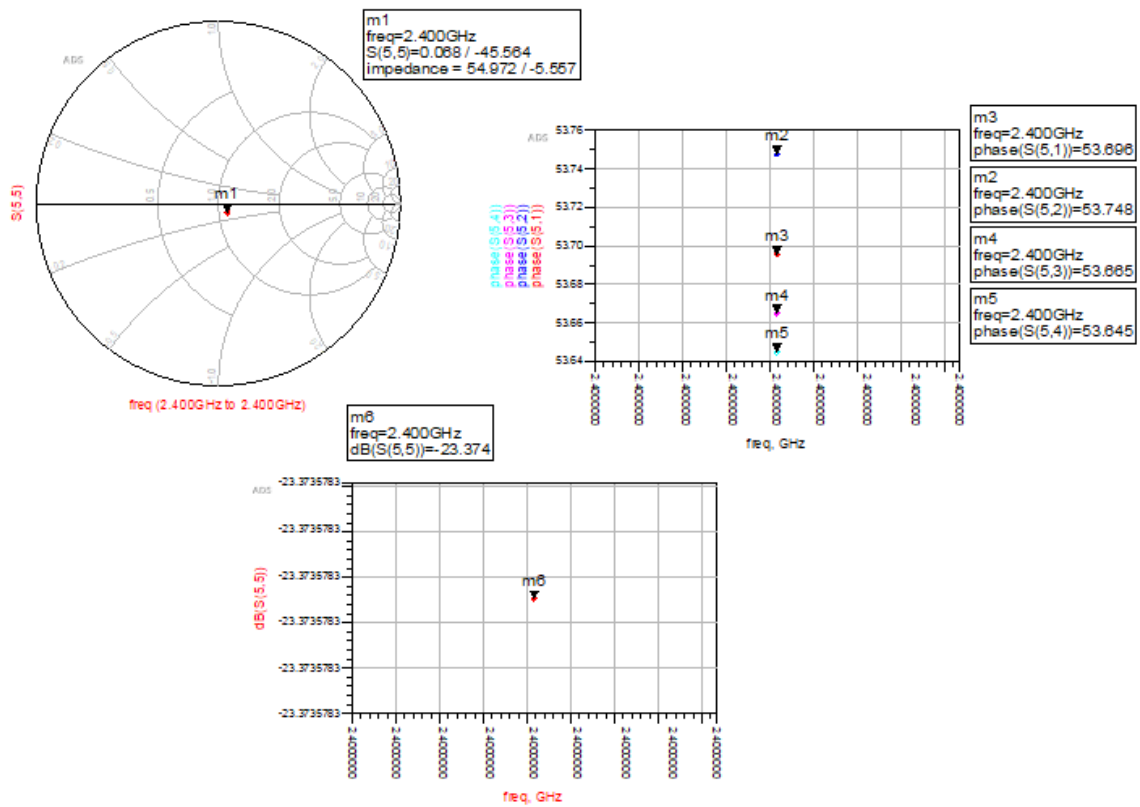


Figura C.5: Simulação dos parâmetros S malha de excitação do array 2x2 após a simulação eletromagnética

# Bibliografia

- [1] Nikola Tesla holding bulb. [Online]. Available: [https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Nikola\\_Tesla\\_holding\\_bulb.jpg](https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Nikola_Tesla_holding_bulb.jpg)
- [2] Wardencllyffe Tower. [Online]. Available: <https://www.dicasverdes.com/dicasverdes.com/wp-content/uploads/2014/08/torre-de-tesla.jpg>
- [3] W. Brown, J. Mims, and N. Heenan, “An experimental microwave-powered helicopter,” in *1958 IRE International Convention Record*, vol. 13. IEEE, 1966, pp. 225–235.
- [4] N. Shinohara, “History, present and future of wpt,” *Wireless Power Transfer via Radiowaves*, pp. 1–20, 2013.
- [5] S. E. Shladover, “Path at 20—history and major milestones,” *IEEE Transactions on intelligent transportation systems*, vol. 8, no. 4, pp. 584–592, 2007.
- [6] N. M. C. Bonifácio, “Transmissão de energia sem fios,” Master’s thesis, Universidade de Aveiro, 2009.
- [7] M. Treffers, “History, current status and future of the wireless power consortium and the qi interface specification,” *IEEE Circuits and Systems Magazine*, vol. 15, no. 2, pp. 28–31, 2015.
- [8] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna theory and design*. John Wiley & Sons, 2012.
- [9] Y. Huang and K. Boyle, *Antennas: from theory to practice*. John Wiley & Sons, 2008.
- [10] L. Leite, “Transferência de energia sem fios ativada por cavidade ressonante,” Ph.D. dissertation, 2017.
- [11] A. J. D. d. S. Carvalho *et al.*, “Wireless power transmission for drones,” Master’s thesis, Universidade de Aveiro, 2014.
- [12] J.F.Rocha Pereira, “Definições e Conceitos Fundamentais de Antenas,” pp. 1–32.
- [13] V. Mishra, L. Nigam, and A. Mohan, “Wireless power transmission,” *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*, vol. 4, no. 2, pp. 533–37, 2014.
- [14] D. G. Belo, “Otimização de sistemas de transmissão de energia sem fios,” Master’s thesis, Universidade de Aveiro, 2014.
- [15] D. S. Matos, “Person detection system,” Master’s thesis, Universidade de Aveiro, 2017.

- [16] T. M. Fisher, K. B. Farley, Y. Gao, H. Bai, and Z. T. H. Tse, “Electric vehicle wireless charging technology: a state-of-the-art review of magnetic coupling systems,” *Wireless Power Transfer*, vol. 1, no. 2, pp. 87–96, 2014.
- [17] Talon Teleoperated robot. [Online]. Available: <https://i.pinimg.com/originals/40/a3/be/40a3be2b85233d343a9c237b991c5622.jpg>
- [18] T. Sun, X. Xie, G. Li, Y. Gu, Y. Deng, and Z. Wang, “A two-hop wireless power transfer system with an efficiency-enhanced power receiver for motion-free capsule endoscopy inspection,” *IEEE transactions on Biomedical Engineering*, vol. 59, no. 11, pp. 3247–3254, 2012.
- [19] “Wireless charging explained: Power your iphone or android phone wire-free”. [Online]. Available: <https://www.pocket-lint.com/phones/news/140239>
- [20] R. Tseng, B. von Novak, S. Shevde, and K. A. Grajski, “Introduction to the alliance for wireless power loosely-coupled wireless power transfer system specification version 1.0,” in *Wireless Power Transfer (WPT), 2013 IEEE*. IEEE, 2013, pp. 79–83.
- [21] “PowerKiss joins Power Matters Alliance, plans to expand wireless charging standard in Europe.” [Online]. Available: <https://www.engadget.com/2013/03/18/powerkiss-power-matters-alliance/>
- [22] F. Pereira, R. Correia, and N. B. Carvalho, “Passive sensors for long duration internet of things networks,” *Sensors*, vol. 17, no. 10, p. 2268, 2017.
- [23] Agregado Russia. [Online]. Available: [https://en.wikipedia.org/wiki/Antenna\\_array](https://en.wikipedia.org/wiki/Antenna_array)
- [24] T. M. V. Varum, “Nonuniform 2d microstrip antenna arrays for wireless applications,” 2016.
- [25] A. Buffi, P. Nepa, and G. Manara, “Design criteria for near-field-focused planar arrays,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 54, no. 1, pp. 40–50, 2012.
- [26] L. Shafai, A. Kishk, and A. Sebak, “Near field focusing of apertures and reflector antennas,” in *WESCANEX 97: Communications, Power and Computing. Conference Proceedings., IEEE*. IEEE, 1997, pp. 246–251.
- [27] M. E. d. Oliveira, “Soalho inteligente e sensores de movimento, backscatter e piezoelétricos,” Master’s thesis, Universidade de Aveiro, 2018.
- [28] S. C. Ferreira, “Antenas de rádio frequência para o vorsat,” 2012.
- [29] R. Bancroft, *Microstrip and printed antenna design*. The Institution of Engineering and Technology, 2009.
- [30] H.-V. Tran and G. Kaddoum, “Rf wireless power transfer: Regreening future networks,” *IEEE Potentials*, vol. 37, no. 2, pp. 35–41, 2018.
- [31] Y. Zeng, B. Clerckx, and R. Zhang, “Communications and signals design for wireless power transmission,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 65, no. 5, pp. 2264–2290, 2017.

- [32] S. Pawade, T. Nimje, and D. Diwase, “goodbye wires: approach to wireless power transmission,” *Int. journal of emerging technology and advanced engineering. ISSN*, pp. 2250–2459, 2012.
- [33] N. Shinohara, “Wireless power transmission for solar power satellite (sps),” in *Space Solar Power Workshop*, 2000.
- [34] Wireless Power Consortium. [Online]. Available: <https://www.wirelesspowerconsortium.com/member-list>
- [35] D. W. Ball, “Maxwell’s equations, part i: History,” *Spectroscopy*, vol. 26, no. 4, p. 16, 2011.
- [36] ”Near field or Far field?”. [Online]. Available: <https://people.eecs.ku.edu/~callen58/501/Capps2001EDNpp95.pdf>
- [37] Near field and far field. [Online]. Available: [https://en.wikipedia.org/wiki/Near\\_and\\_far\\_field](https://en.wikipedia.org/wiki/Near_and_far_field)
- [38] V. R. Gowda, S. Member, O. Yurduseven, G. Lipworth, T. Zupan, M. S. Reynolds, S. Member, and D. R. Smith, “Wireless Power Transfer in the Radiative Near Field,” vol. 15, pp. 1865–1868, 2016.
- [39] M. Shidujaman, H. Samani, and M. Arif, “Wireless power transmission trends,” in *Informatics, Electronics & Vision (ICIEV), 2014 International Conference on*. IEEE, 2014, pp. 1–6.
- [40] A. Science, “Microwave Power Transmission in a Spacecraft and to a Rover,” pp. 1–26, 2014.
- [41] M. Stănculescu, L. Iordache, M. Iordache, D. Niculae, and V. Bucată, “Using s parameters in wireless power transfer analysis,” in *Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE), 2017 10th International Symposium on*. IEEE, 2017, pp. 107–112.
- [42] K. Kurokawa, “Power waves and the scattering matrix,” *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 13, no. 2, pp. 194–202, 1965.
- [43] ”Power Matters Alliance”. [Online]. Available: [https://en.wikipedia.org/wiki/Power\\_Matters\\_Alliance](https://en.wikipedia.org/wiki/Power_Matters_Alliance)
- [44] Starbucks adds Powermat wireless charging to the UK. [Online]. Available: <https://www.pocket-lint.com/phones/news/132435>
- [45] J. Yick, B. Mukherjee, and D. Ghosal, “Wireless sensor network survey,” *Computer networks*, vol. 52, no. 12, pp. 2292–2330, 2008.
- [46] E. Kampionakis, J. Kimionis, K. Tountas, C. Konstantopoulos, E. Koutroulis, and A. Bletsas, “Wireless environmental sensor networking with analog scatter radio and timer principles,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 14, no. 10, pp. 3365–3376, 2014.
- [47] R. Correia, N. B. Carvalho, and S. Kawasaki, “Continuously power delivering for passive backscatter wireless sensor networks,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 11, pp. 3723–3731, 2016.

- [48] C. R. Valenta and G. D. Durgin, “Harvesting wireless power: Survey of energy-harvester conversion efficiency in far-field, wireless power transfer systems,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 15, no. 4, pp. 108–120, 2014.
- [49] T. Ohira, “Power efficiency and optimum load formulas on rf rectifiers featuring flow-angle equations,” *IEICE Electronics Express*, vol. 10, no. 11, pp. 20 130 230–20 130 230, 2013.
- [50] J.F.Rocha Pereira, “Agregados,” Universidade de Aveiro, Tech. Rep.
- [51] M. Bogosanic and A. G. Williamson, “Microstrip antenna array with a beam focused in the near-field zone for application in noncontact microwave industrial inspection,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 56, no. 6, pp. 2186–2195, 2007.
- [52] F. Tofigh, J. Nourinia, M. Azarmanesh, and K. M. Khazaei, “Near-field focused array microstrip planar antenna for medical applications,” *IEEE antennas and wireless propagation letters*, vol. 13, pp. 951–954, 2014.
- [53] W.-G. Kim, N.-W. Moon, M. K. Singh, H.-K. Kim, and Y.-H. Kim, “Characteristic analysis of aspheric quasi-optical lens antenna in millimeter-wave radiometer imaging system,” *Applied optics*, vol. 52, no. 6, pp. 1122–1131, 2013.
- [54] J. Sherman, “Properties of focused apertures in the fresnel region,” *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 10, no. 4, pp. 399–408, 1962.
- [55] I. Group. (2015) Isola astra data sheet. [Online]. Available: <https://www.isola-group.com/wp-content/uploads/data-sheets/astra-mt77.pdf>
- [56] J.F.Rocha Pereira, “Antenas microstrip,” Universidade de Aveiro, Tech. Rep.
- [57] ”Design and simulation microstrip patch antenna using cst microwave studio”. [Online]. Available: <https://pt.slideshare.net/aymenalobaidi/>
- [58] Câmara Anecoica. [Online]. Available: [https://pt.wikipedia.org/wiki/C%C3%A2mara\\_anecoica](https://pt.wikipedia.org/wiki/C%C3%A2mara_anecoica)
- [59] Câmara Anecoica. [Online]. Available: <http://www.av.it.pt/medidas/data/Manuais%20&%20Tutoriais/40C%20-%20Antenas/Carateristicas%20e%20Apresenta%C3%A7%C3%A3o%20PT.pdf>