

FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO



Desenvolvimento de uma antena inteligente para 28 GHz

Margarida Granja Costa

Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Luís Pessoa

Co-orientador: Henrique Salgado

29 de Julho de 2022

Resumo

Está em curso a investigação sobre a futura sexta geração de comunicações móveis (6G), prevista chegar no final da presente década. Neste âmbito surgem as antenas inteligentes, que devido às suas capacidades únicas de transmissão, demonstram resultados promissores no desempenho de sistemas de comunicação sem fios. Prevê-se que estas antenas possam vir a ocupar paredes interiores de edifícios, janelas e até mobiliário. Isto poderá permitir, por exemplo, controlar se o sinal se propaga ou não entre divisões, maximizar a qualidade de sinal no terminal de um utilizador ou até mesmo permitir transferência de energia sem fios dirigida a um terminal. Motivado pelo potencial desta tecnologia emergente, o presente documento tem como objetivo fornecer uma visão detalhada dos conceitos teóricos e propriedades fundamentais de antenas inteligentes, incluindo uma análise mais focada em *reflect-arrays* e diferentes técnicas de reconfiguração. São abordadas as principais diferenças em relação a outras tecnologias semelhantes bem como o impacto da implementação destas antenas inteligentes em aplicações futuras. É simulado um agrupamento de elementos 20x20 proposto para suportar futuras plataformas físicas de comunicações móveis. O agrupamento apresenta a capacidade de formação de feixe em ângulo controlado em tempo real, através da reconfiguração da fase de cada elemento individualmente. O elemento é dimensionado para operar a uma frequência de 28 GHz, usando uma geometria simples de *patch*, integrado com um díodo PIN, eletronicamente controlado para gerar dois estados de fase possíveis. Um protótipo de elemento é fabricado para testar a viabilidade desta abordagem. As medições obtidas experimentalmente não corresponderam às simulações e são apresentadas razões possíveis para explicar as discrepâncias. Em comparação com agrupamentos convencionais ativos, o agrupamento proposto apresenta vantagens como baixo consumo de potência, baixo custo e simplicidade de geometria. Devido a estas características, esta antena mostra-se promissora para aplicações em sistemas de comunicação 5G *mmWave*.

Agradecimentos

A elaboração desta dissertação não teria sido possível sem a colaboração e empenho de diversas pessoas à minha volta. Gostaria de expressar a minha sincera gratidão e apreço a todos aqueles que contribuíram de alguma forma, para que este sonho se tornasse realidade.

Aos meus orientadores, Professores Luís Pessoa e Henrique Salgado, por todos os conselhos que enriqueceram a experiência da minha dissertação. Sem o seu apoio contínuo, paciência e disponibilidade, não seria possível a realização deste trabalho.

A todos os meus amigos e colegas de trabalho, por todas as lições e experiências que me deram o privilégio de vivenciar. Em especial ao Francisco Ribeiro, por todos os conhecimentos e tranquilidade que me transmitiu. Agradeço ao Bruno Correia e José Neves, por me terem acompanhado em tantos dilemas, durante a elaboração desta dissertação. Ao Pedro Rodrigues, pela sua presença, compreensão e amizade constante.

Aos técnicos do departamento de Engenharia Eletrotécnica, Carlos Graf e Vítor Fernandes, por todos os ensinamentos e presença sistemática na resolução de problemas ao longo do curso. Agradeço ao Fernando Oliveira, pela disponibilidade e incansável apoio na logística do fabrico de equipamentos, cruciais para o desenvolvimento do trabalho.

À minha família, por todo o carinho e por me fornecer ferramentas para continuar os estudos. Em especial ao meu pai, pela inspiração e motivação durante todo o percurso académico.

Margarida Costa

*“To achieve great things, two things are needed:
a plan, and not quite enough time”*

Leonard Bernstein

Conteúdo

Resumo	i
Agradecimentos	iii
Abbreviations	xv
Symbols	xvii
1 Introdução	1
1.1 Contexto	1
1.2 Motivação	2
1.3 Caracterização do problema	3
1.4 Objetivos	4
1.5 Metodologia	4
1.6 Estrutura da Dissertação	6
2 Princípios Teóricos	7
2.1 Superfícies Refletoras Inteligentes (IRS)	9
2.2 Tipos de reconfiguração	10
2.2.1 Reconfiguração elétrica	10
2.2.2 Reconfiguração óptica	10
2.2.3 Reconfiguração mecânica	10
2.3 Sistemas de comunicação assistidos por IRS	12
2.3.1 Modelo convencional	12
2.3.2 Modelo Convencional com adição de IRS	13
2.3.3 Aplicações práticas	14
3 Revisão bibliográfica	19
3.1 Estrutura de IRS e o seu mecanismo de controlo	19
3.1.1 Controlo de dispositivos de comutação	19
3.1.2 Comunicação entre comutadores	20
3.1.3 Dispositivo de comutação	21
3.2 Protótipos e caracterização experimental	24
4 Dimensionamento da célula unitária	27
4.1 Validação de modelos	27
4.1.1 Díodo <i>varactor</i>	27
4.1.2 Díodo PIN	33
4.1.3 Discussão de resultados	38

4.2	Escolha do elemento	41
4.3	Circuito de polarização	41
4.4	Dimensionamento da PCB	44
4.5	Caracterização experimental da célula unitária	46
4.5.1	Resultados	52
4.6	Medição Experimental	53
4.6.1	Resultados	60
5	Agregado de elementos	65
5.1	Simulação do agregado de elementos	65
5.2	Controlo dos díodos PIN	68
5.3	Redirecionamento do feixe	69
5.4	Resultados	71
6	Conclusões e Trabalho Futuro	77
6.1	Dificuldades encontradas	77
6.2	Conclusão e satisfação dos objetivos	78
6.3	Trabalho Futuro	79
A		81
Referências		91

Lista de Figuras

1.1	Reprodução de [2]: Tendência de desenvolvimento das comunicações móveis . .	1
1.2	Reprodução de [4]: Diferença de KPIS entre 5G e 6G	2
1.3	Passos principais para efetuar uma simulação no Ansys HFSS [9]	4
2.1	Reprodução de [7]: Estrutura de RIS composta por elementos passivos	7
2.2	Reprodução de [19]: Demonstração experimental de um agrupamento refletor com guias de onda	9
2.3	Reprodução de [6]: Modelo convencional de duas antenas em linha de vista, com reflexão no plano da terra	12
2.4	Reprodução de [23]: Estimativa do uso de eletricidade global alocada para tecnologias de comunicação entre os anos 2010 a 2030	15
2.5	Reprodução de [25]: Comunicação através de duas IRS a) cenário de propagação interior b) cenário exterior	15
2.6	Reprodução de [24]: (a) Reflexão de 180° proporcionada por IRS terrestre <i>versus</i> (b) Reflexão 360° panorâmica proporcionada por AIRS	16
2.7	Reprodução de [24]: AIRS permite reduzir o número de reflexões em relação a IRS terrestre (a) IRS terrestre (b) AIRS	16
2.8	Reprodução de [26]: Comunicação segura auxiliada por IRS de um ponto de acesso (AP) para um recetor, na presença de um dispositivo a intercepar a comunicação	17
3.1	Reprodução de [27]: Esquemático com diferentes manipulações de onda com recurso a IRS programável	20
3.2	Reprodução de [29]: (a) Primeira abordagem: comunicação através do substrato da superfície inteligente (b) Segunda abordagem: comunicação através de placas de metal paralelas	20
3.3	Reprodução de [28]: Díodo PIN e o seu circuito equivalente : (a) corte transversal de um díodo PIN básico, configuração elétrica equivalente (b) no estado ON e (c) no estado OFF	21
3.4	Reprodução de [28]: (a) Antena fabricada com detalhe na linha T de alimentação e (b) medições do parâmetro S11 para as diferentes bandas de operação	22
3.5	Reprodução de [21]: (a) Resposta em frequência do coeficiente de reflexão (S_{11}) do filtro passa-banda para diferentes valores de tensão (b) Estrutura da antena fabricada	23
4.1	Reprodução de [34]: Geometria da célula unitária controlada através de um díodo <i>varactor</i>	27
4.2	Onda plana perpendicularmente incidente ao plano da célula unitária	28
4.3	Excitação atribuída para simular o díodo <i>varactor</i>	29

4.4	Uso de condições fronteira Mestre/Escravo num par de faces. O outro conjunto (que não aparece na imagem) é atribuído ao restante par de faces	29
4.5	Circuito equivalente do díodo <i>varactor</i> conectado à matriz de parâmetros S	30
4.6	Resultados da simulação do coeficiente de reflexão em função da frequência para vários valores de capacidade com $d = 4.5$ mm	31
4.7	Resposta da fase do coeficiente de reflexão em função da capacidade, para diversas posições do díodo para a frequência de 5 GHz	32
4.8	Circuito equivalente do díodo PIN conectado à matriz de parâmetros S	33
4.9	Resultados da simulação do coeficiente de reflexão da célula unitária em função da frequência	34
4.10	Circuito equivalente do díodo PIN conectado à matriz de parâmetros S	35
4.11	Circuito RLC equivalente do díodo PIN [38]: (a) para o estado ON e (b) para o estado OFF	35
4.12	Resultados da simulação do coeficiente de reflexão da célula unitária em função da frequência	36
4.13	Estrutura da célula unitária dimensionada para 28 GHz, com $p = 5.35$ mm, $P_x = 3$ mm, $P_y = 3.19$ mm, $h_1 = 0.4064$ mm e $h_2 = 0.508$ mm	36
4.14	Resultados da simulação do coeficiente de reflexão da célula unitária em função da frequência	37
4.15	Resultados da simulação do coeficiente de reflexão da célula unitária em função da frequência para vários valores do comprimento do elemento (L). O estado ON é representado por uma linha a tracejado e OFF uma linha a cheio	38
4.16	Resultados da simulação do coeficiente de reflexão da célula unitária em função da frequência para vários valores de espessura de substrato. O estado ON é representado por uma linha a tracejado e OFF uma linha a cheio	39
4.17	Comparação da largura de banda entre dois <i>stubs</i> : a azul em circuito aberto e a cor-de-rosa o <i>stub</i> radial	42
4.18	Parâmetros estruturais do circuito de polarização obtidos com o varrimento paramétrico	43
4.19	Resposta em frequência do circuito de polarização	43
4.20	Dimensionamento necessário para acomodar o díodo PIN na célula unitária	44
4.21	Esquema das camadas de cobre e substratos com respetivas espessuras	44
4.22	Esquema de desenho da PCB: a amarelo a camada de cobre inferior com o circuito de polarização, a azul a camada do plano de massa e a cinzento a camada de cobre superior com os dois elementos refletorres	45
4.23	Estrutura dos dois elementos adjacentes para caracterização experimental	46
4.24	Estrutura de alumínio dimensionada para adaptar o guia de onda WR34 para caracterização experimental de dois elementos adjacentes	47
4.25	Corte transversal no guia de onda WR34 [49]	48
4.26	Reprodução de [47]: Configuração de teste para a medição do coeficiente de reflexão das duas células adjacentes	49
4.27	Configuração do padrão de calibração <i>Thru</i>	50
4.28	Configuração do padrão de calibração <i>Reflect</i>	50
4.29	Configuração do padrão de calibração <i>Line</i>	51
4.30	Resultados da simulação do coeficiente de reflexão de dois elementos adjacentes	52
4.31	Parte frontal da PCB fabricada com dois elementos adjacentes	53
4.32	Visão ao microscópio dos componentes antes do processo de soldagem com ar quente	53

4.33	Processo de soldagem dos dois díodos na PCB fabricada	54
4.34	PCB com os dois díodos soldados um em cada elemento refletor	54
4.35	<i>Kit</i> de calibração TRL para o VNA a 28 GHz	55
4.36	Configuração do VNA para a calibração TRL	55
4.37	Configuração no VNA do padrão de calibração Thru	56
4.38	Configuração no VNA do padrão de calibração Line	57
4.39	Configuração experimental do padrão <i>Line</i>	57
4.40	Configuração no VNA do padrão de calibração Reflect	58
4.41	Configuração da caracterização experimental de duas células adjacentes com ênfase na ligação ao porto 1 do VNA	58
4.42	Configuração da caracterização experimental de duas células adjacentes com ênfase no guia de onda e respetivo adaptador com a PCB fixada na cavidade	59
4.43	Configuração da caracterização experimental de duas células adjacentes com ênfase na conexão à fonte de alimentação para modificar o estado dos dois díodos ligados em paralelo	59
4.44	Resultados experimentais obtidos no VNA	60
4.45	Magnitude do coeficiente de reflexão com a calibração TRL	61
4.46	Fase do coeficiente de reflexão com a calibração TRL	61
4.47	Magnitude do coeficiente de reflexão com o modo perpendicular ao plano do díodo	62
4.48	Fase do coeficiente de reflexão com o modo perpendicular ao plano do díodo	62
4.49	Curva I(V) característica do díodo	63
5.1	Diagrama de radiação 3D da antena transmissora em função de θ	66
5.2	Modelo HFSS onde são apresentadas as caixas independentes FE-BI, ao redor do agregado e da antena transmissora	66
5.3	Caixa de propriedades de duas condições fronteira <i>Lumped RLC</i> para simular o estado OFF do díodo PIN	67
5.4	Esquemático do circuito de controlo dos díodos PIN	68
5.5	Distribuição de fase contínua da superfície refletora	70
5.6	Distribuição do estado dos díodos da superfície refletora	70
5.7	Diagramas de radiação 2D com todos os díodos no estado ON	72
5.8	Distribuição quantizada do estado dos díodos ao longo do agregado de 7x7 elementos para $\theta = 30^\circ$	73
5.9	Diagrama de radiação 2D para $\theta = 30^\circ$ com F/D=1	73
5.10	Diagrama de radiação 3D para $\theta = 30^\circ$ com F/D=1	74
5.11	Reprodução de [59]: Eficiência de abertura da antena em função da distância de alimentação (F/D) com três ganhos diferentes (as cores referem-se a eficiências como: azul = <i>spillover</i> , vermelho = iluminação, preto = abertura física)	74
5.12	Diagramas de radiação para $\theta = 30^\circ$ com F/D=0.5	75
A.1	Configuração dos parâmetros para o cálculo da distribuição de fases dos elementos ao longo do agrupamento	81
A.2	Cálculo das fases requeridas para cada díodo de acordo com uma direção de feixe específica	81
A.3	Quantização de 1-bit das fases	82

Lista de Tabelas

2.1	Sumário de conceitos de RIS [16]	8
3.1	Sumário protótipos revistos de IRS	25
4.1	Parâmetros estruturais da célula unitária para 28 GHz	34
5.1	Reprodução de [5]: A perda de potência em IRS com a discretização das fases	70

Abreviaturas

ADS	<i>Advanced Design System</i>
AIRS	<i>Aerial Intelligent Reflecting Surface</i>
CAD	<i>Computer-Aided Design</i>
dB	Decibel
dBi	Decibel em relação a uma antena isotrópica
DC	Corrente Contínua (<i>Direct Current</i>)
EM	Eletromagnético
FE-BI	<i>Finite Element Boundary Integral</i>
FEM	<i>Finite Element</i>
FPGA	<i>Field-Programmable Gate Array</i>
GHz	Gigahertz
HFSS	<i>High-Frequency Structure Simulator</i>
HPBW	Largura de feixe a meia potência (<i>Half Power Beam Width</i>)
HPC	<i>High Performance Computing</i>
IE	<i>Integral Equation</i>
IoT	<i>Internet of Things</i>
IRS	Superfícies Inteligentes Refletoras (<i>Reflecting Intelligent Surfaces</i>)
LASER	<i>Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation</i>
LIS	Grandes Superfícies Inteligentes (<i>Large Intelligent Surfaces</i>)
LoS	Linha de vista (<i>Line of Sight</i>)
MIMO	<i>Multiple-Input Multiple-Output</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PIN	<i>Positive-Intrinsic-Negative</i>
RF	Rádio - Frequência
RIS	Superfícies Inteligentes Reconfiguráveis (<i>Reconfigurable Intelligent Surfaces</i>)
6G	Sexta-Geração de Comunicações Móveis
SNR	Relação Sinal-Ruído (<i>Signal-to-Noise Ratio</i>)
SDS	Superfícies definidas por <i>Software</i> (<i>Software-Defined Surfaces</i>)
TE	Componente elétrica transversal (<i>Transverse Electric Mode</i>)
TM	Componente magnética transversal (<i>Transverse Magnetic Mode</i>)
TRL	<i>Thru Reflect Line</i>
UAV	<i>Unmanned Aerial Vehicles</i>
VNA	<i>Vector Network Analyzer</i>

Símbolos

b	Número de bits de controlo
D	Abertura física do agrupamento de elementos
f_c	Frequência de Corte
F	Distância focal da antena transmissora
I_{Cout}	Corrente contínua de saída
m	Identificador do modo de propagação retangular
N	Número de elementos
P_r	Potência Recebida
P_t	Potência Transmitida
S_{11}	Coefficiente de Reflexão
S_{21}	Coefficiente de Transmissão
λ	Comprimento de onda
θ	(ângulo polar) de 0 a π é o ângulo entre o eixo z e a linha que une a origem e ponto $P(x,y,z)$
ϕ	(azimute ou longitude) de 0 a 2π é o ângulo entre o eixo x positivo e a linha que une a origem com a projeção do ponto $P(x,y,z)$ no plano xy
$\eta(b)$	Rácio de redução de potência

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contexto

Em relação à evolução das diferentes gerações de redes móveis sem fios, a cada 10 anos é verificado um progresso significativo, em termos de tecnologia, desde a primeira geração (1G) nos anos 80 [1]. Aproximadamente a cada 10 anos, surge uma nova geração (ver Figura 1.1) e a investigação já prevê no fim desta década, a sexta geração de redes móveis sem fios (6G).

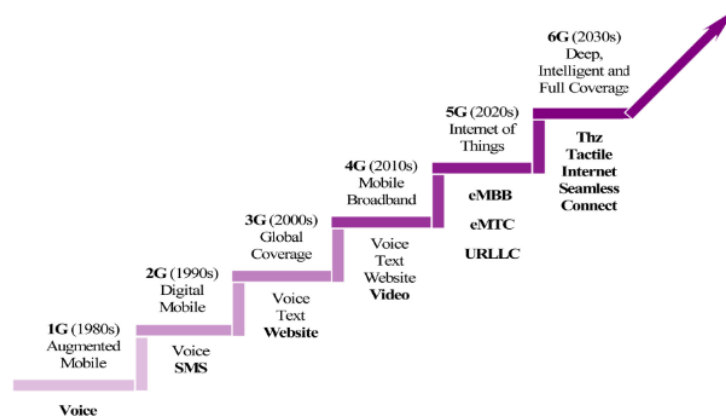


Figura 1.1: Reprodução de [2]: Tendência de desenvolvimento das comunicações móveis

Embora tenha começado recentemente a implementação da quinta geração (5G) por todo o mundo, tanto os investigadores como a indústria estão focados em desenvolver a tecnologia que irá suportar a futura geração de redes móveis. Esta nova geração de rede sem fios impõe requisitos mais rigorosos, tais como elevada taxa de dados, eficiência energética, cobertura global e baixa latência, como é apresentado na Figura 1.2. No entanto, esses requisitos não conseguem ser alcançados, com a tecnologia atualmente existente para acomodar serviços 5G [3].

Characteristics	5G	6G
Individual data rate	1 Gb/s	100 Gb/s
DL data rate	20 Gb/s	>1 Tb/s
U-plane latency	0.5 ms	<0.1 ms
C-plane latency	10 ms	<1 ms
Mobility	up to 500 km/h	up to 1000 km/hr
DL spectral efficiency	30 b/s/Hz	100 b/s/Hz
Operating frequency	3–300 GHz	up to 1 THz

Figura 1.2: Reprodução de [4]: Diferença de KPIS entre 5G e 6G

Dadas as limitações, é imperativo o desenvolvimento de uma tecnologia inovadora que consiga suportar o crescimento de futuros sistemas de comunicação, de forma sustentável, baixo custo, complexidade e consumo energético. Neste contexto surgem as antenas inteligentes reconfiguráveis, designadas na literatura por *Reconfigurable Intelligent Surfaces* (RIS).

1.2 Motivação

Embora a tecnologia de antenas massivas MIMO (*multiple-input multiple-output*) tenha melhorado significativamente a eficiência do espectro, problemas como elevado consumo de energia, complexidade e custo do equipamento são ainda entraves para a sua implementação prática [5]. Recentemente, antenas inteligentes reconfiguráveis tem sido propostas como uma solução inovadora, para potencialmente atingir alta eficiência de espectro com maior eficiência de energia em comunicações sem fios, através de elementos refletores de baixo custo [5].

Antenas inteligentes reconfiguráveis são antenas que permitem alterar uma ou mais das suas características eletromagnéticas (EM), em tempo real e de acordo com o efeito de comunicação desejado [6]. Devido a estas propriedades únicas, deram origem ao conceito emergente de “*smart radio environments*” [6].

Num ambiente de rádio tradicional, existem diversos obstáculos, como paredes, pessoas ou objetos de metal, que provocam a degradação do sinal que se propaga. Este fenómeno é devido a interações incontroláveis das ondas eletromagnéticas com os objetos presentes. Neste cenário, a solução para uma melhor ligação, é apenas otimizar o transmissor e o recetor.

Já num ambiente de rádio inteligente, existe maior grau de liberdade, no sentido em que é possível otimizar o transmissor, o recetor, bem como o próprio meio de propagação.

Estas antenas, geralmente compostas por um elevado número de elementos passivos, são capazes de refletir o sinal incidente com um desfasamento de fase ajustável. Reconfigurando de forma inteligente a fase induzida por cada elemento, os sinais refletidos são somados de forma construtiva e/ou destrutiva, para aumentar a potência do sinal e/ou suprimir interferências, melhorando significativamente o desempenho do canal, sem a necessidade de implementação de uma estação de base ativa ou de amplificadores de sinal [5].

Aplicando estas antenas em edifícios, telhados, mobília ou qualquer outro objeto do dia-a-dia, é possível controlar o ambiente de rádio e otimizar a propagação das ondas eletromagnéticas. Além disso, estas antenas têm menor capacidade de cobertura em relação a estações de base ativas e amplificadores, o que facilita a sua implementação prática, sem interferir com os restantes equipamentos [5].

Para além das capacidades de comunicação, é também possível equipar as antenas com sensores para análise do ambiente de rádio em seu redor. A informação recolhida é usada para atualizar a reconfiguração dos elementos sendo possível adaptar o seu comportamento, para melhor desempenho em redes dinâmicas sem fios [7].

1.3 Caracterização do problema

Antenas são componentes críticos em redes de transmissão sem fios [8]. No seu dimensionamento é necessário fazer um compromisso entre o desempenho pretendido para o protótipo e a complexidade na implementação, bem como o custo associado ao seu fabrico. O ganho e a cobertura são dois requisitos fundamentais, no entanto estes contradizem-se: um ganho elevado traduz-se numa largura de feixe estreita e por isso uma área de cobertura limitada. Para resolver este problema são desenvolvidos agrupamentos de antenas com a capacidade de gerar e direcionar múltiplos feixes conforme as necessidades de comunicação.

No contexto desta dissertação, será desenvolvido um agrupamento refletor (*reflect-array*) a 28 GHz, reconfigurável eletronicamente, com controlo de fase binário. O desafio deste trabalho consiste em conseguir encontrar um dimensionamento óptimo de um elemento do tipo *patch*, que quando é perturbada por um díodo PIN, altere a fase de onda refletida em torno de 180° graus à frequência de interesse. Adicionalmente, a magnitude do coeficiente de reflexão deverá ser menor que 3 dB. Idealmente deverá ocorrer reflexão total na superfície, com um mínimo de energia absorvida pela antena.

1.4 Objetivos

No âmbito desta dissertação, propõe-se o desenvolvimento de um protótipo de RIS a 28 GHz, do tipo *reflect-array*, através da integração de elementos discretos, de forma a controlar a fase de reflexão de cada elemento. O projeto do protótipo do agrupamento foi dividido em sub-objetivos, o que permitiu uma melhor compreensão e organização das tarefas, bem como fomentar uma melhor gestão do tempo alocado a cada um.

- Identificação de formato de elemento de antena planar adequado para controlo de fase a 28 GHz
- Identificação de um comutador adequado para o controlo de fase pretendido
- Demonstrar por simulação o controlo de fase de reflexão do elemento
- Demonstrar por simulação a reflexão de onda plana em ângulo controlado
- Validar experimentalmente a reflexão de onda plana em ângulo controlado

1.5 Metodologia

Nesta secção é descrito como o projeto será realizado, nomeadamente quais os desafios a ultrapassar e como proceder para o cumprimento dos objetivos propostos.

A escolha adequada do material tanto para substrato dielétrico como para os elementos refletores é fundamental. O objetivo é perceber quais os materiais que apresentam um comportamento eletromagnético desejado, para uma frequência central de 28 GHz. De seguida, a escolha da geometria ideal desses componentes. Este estudo será baseado na literatura de trabalhos semelhantes.

Posteriormente, verificada a viabilidade de potenciais utilizado o *software Ansys High-Frequency Structure Simulator* (HFSS). O HFSS é uma ferramenta de simulação comum na área, para simulação do campo eletromagnético em 3D e é essencial para o desenvolvimento de componentes de alta frequência. Qualquer simulação no Ansys HFSS está dividido nos seguintes passos:

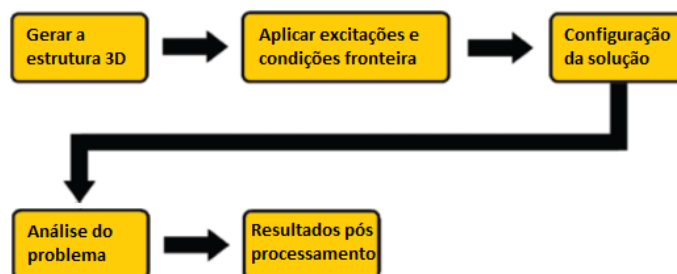


Figura 1.3: Passos principais para efetuar uma simulação no Ansys HFSS [9]

Não é necessário seguir os passos por esta ordem, no entanto representam uma boa prática para modelar e simular estruturas a altas frequências.

Será também analisado o dimensionamento para o agrupamento. É necessário um tamanho que seja rentável e de fabrico acessível, no entanto com o tamanho suficiente para exibir as características de radiação pretendidas. Outro passo fundamental será estudar quais as dimensões do circuito de polarização do elemento ativo, para que este não interfira com o sinal de altas frequências.

O passo seguinte resume-se na escolha de um dispositivo ativo, que permita a regulação da fase da onda incidente em tempo real, com alta precisão, tendo em consideração a elevada frequência de funcionamento da antena, bem como as perdas por inserção e capacidade de isolamento associada ao dispositivo ativo. Esta escolha terá por base uma análise à literatura, estudando diferentes componentes para perceber as vantagens e desvantagens de cada um.

Após este passo, será fabricado um protótipo de célula unitária. Com recurso à literatura, será investigado quais as ferramentas ideais para testar a viabilidade do protótipo fabricado. Serão comparados os valores obtidos com os teóricos esperados e se não forem compatíveis, estudar o que possa ter provocado os desvios observados. ação de impedâncias entre a antena e carga, pois uma estrutura bem adaptada terá um valor de coeficiente de reflexão baixo e por consequência menores perdas.

Os testes posteriores serão realizados com recurso ao *Vector Network Analyzer* (VNA) para verificar o coeficiente de reflexão (S_{11}). Para a calibração do dispositivo de medição, será dimensionado um kit de calibração com recurso ao *Autodesk Inventor*. Para uma caracterização experimental do diagrama de radiação, serão feitos testes na câmara anecoica disponível na faculdade e verificada a viabilidade de redirecionamento de feixe do protótipo. Durante todo este processo, será usada a ferramenta Matlab. Esta plataforma permite a criação de algoritmos para automatizar alguns passos essenciais para o desenvolvimento do protótipo, bem como uma análise rigorosa dos dados obtidos quer em simulação quer na fase de testes.

1.6 Estrutura da Dissertação

Para além da introdução, esta dissertação contém mais seis capítulos. Cada um dos capítulos está organizado em secções, onde se encontram com maior detalhe os temas abordados.

No capítulo 2, são apresentados os principais princípios teóricos das antenas reconfiguráveis e expostas as diferentes técnicas de reconfiguração para a manipulação da fase dos elementos. É também descrita uma breve evolução deste tipo de antenas refletoras. De seguida, são abordadas as melhorias no desempenho de sistemas de comunicações sem fios através da comunicação assistida com estas antenas inteligentes e possíveis aplicações para esta tecnologia.

No capítulo 3, é apresentado o estado da arte e são também expostos trabalhos que de alguma forma estão relacionados com o tema. Nesta secção também são caracterizados experimentalmente os protótipos de interesse e expostos numa tabela para facilitar uma análise mais objetiva.

No capítulo 4, são apresentados modelos que foram desenvolvidos como trabalho preliminar, para obter experiência na modelação e simulação de elementos refletores e com diferentes dispositivos ativos. É descrito o desenvolvimento de uma célula unitária a 28 GHz e principais considerações no seu dimensionamento e optimização.

No capítulo 5, é apresentado o desenvolvimento do agrupamento de elementos refletores, considerações de simulação, controlo dos díodos e questões de eficiência de formação de um feixe em ângulo controlado.

No capítulo 6, são descritas as principais conclusões obtidas bem como algumas sugestões de trabalho futuro.

Capítulo 2

Princípios Teóricos

Este capítulo esclarece o princípio básico de funcionamento de superfícies inteligentes reconfiguráveis (RIS), do ponto de vista da camada física, com uma análise mais focada em superfícies refletoras reconfiguráveis (IRS).

Reconfigurable Intelligent Surfaces consiste num agrupamento de duas dimensões, constituído por elementos passivos, de baixo custo, que não necessitam de alimentação [6]. Estes elementos passivos são constituídos por estruturas de material dielétrico e metálico. O padrão das estruturas que os constituem, determina como as ondas incidentes são transformadas.

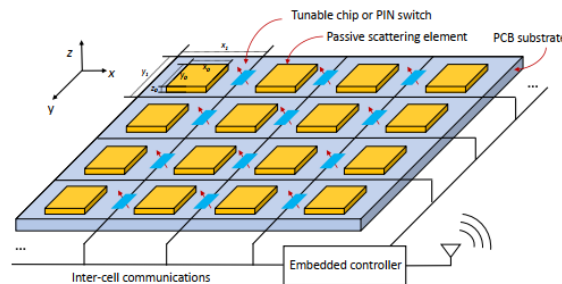


Figura 2.1: Reprodução de [7]: Estrutura de RIS composta por elementos passivos

No entanto, superfícies passivas não têm a capacidade de alterar as suas propriedades eletromagnéticas, na verdade até têm um desempenho bastante limitado em redes dinâmicas sem fios [6]. Para aplicações práticas, torna-se imperativo a capacidade de reconfigurabilidade da superfície inteligente. Dessa forma, são adicionados elementos ativos, que de acordo o seu estado de operação, modificam a resposta dos elementos na interação com a radiação eletromagnética.

Já foram propostas diversas alternativas de reconfiguração na literatura, mas em comum têm o facto de a alteração se basear na mudança de área e/ou geometria da própria antena.

A reconfiguração da superfície permite o uso desta para variadas aplicações como permitir uma absorção total da radiação, espalhamento das ondas, ou até reflexão personalizada (formação de um feixe altamente diretivo) para um terminal em específico. Um exemplo da estrutura de RIS é apresentado na Figura 2.1.

Graças à arquitetura maioritariamente passiva de RIS, sistemas de redes sem fios beneficiam com a sua integração, pois é capaz de obter o mesmo desempenho de um agrupamento convencional de antenas, com menor consumo de energia e significativamente menor custo no equipamento [5]. Na prática, o principal consumo de energético de RIS é devido ao circuito de alimentação dos dispositivos de comutação, usado para sintonizar os elementos (na ordem de mW [5] no caso de díodo PIN), que se revela significativamente menor do que agrupamentos ativos.

Devido à sua geometria flexível podem facilmente ser integradas em edifícios, telhados de fábricas, espaços interiores, roupa, entre outros, para a realização de uma rede inteligente [6].

Com estas propriedades únicas, é uma mais valia a integração de RIS em sistemas de comunicação sem fios. No entanto, introduzem desafios importantes de dimensionamento e fabrico, que serão discutidos em secções posteriores.

É de salientar que existem diversas terminologias compatíveis para designar RIS na literatura, nomeadamente LIS, *Large Intelligent Surfaces*, SDS, *software-defined surfaces*, IRS, *Intelligent Reflecting Surfaces*. O conceito tradicional de LIS é uma superfície inteligente contínua, com grande número de pequenas antenas ativas e permite trabalhar como transmissor ou recetor [10]. Em contraste, IRS é uma superfície refletora passiva, que manipula a fase de uma onda incidente e a reflete usando apenas elementos passivos [10].

Ref.	Nome da superfície	Razão
[11], [12]	Grande Superfície Inteligente (LIS)	Considera uma superfície de comprimento ilimitado ou um número elevado de antenas ativas
[7], [13]	Superfície Inteligente Refletora (IRS)	Enfatiza a propriedade de reflexão da superfície inteligente
[6], [14]	Superfície Reconfigurável Inteligente (RIS)	Sublinha o efeito de reconfigurabilidade da superfície inteligente para o sinal incidente
[15]	Superfície definida por <i>software</i> (SDS)	Considera uma interação definida por <i>software</i> entre a superfície inteligente e as ondas incidentes

Tabela 2.1: Sumário de conceitos de RIS [16]

Cada uma destas terminologias enfatiza uma característica particular da superfície inteligente. Para clarificar os conceitos, é apresentado na Tabela 2.1 uma comparação dos vários termos.

2.1 Superfícies Refletoras Inteligentes (IRS)

A definição padrão dada pelo IEEE em Definições e Termos de antenas [17], designa um agrupamento refletor como: "Uma antena que consiste numa alimentação e uma matriz de elementos refletores dispostos numa superfície, ajustados de modo a que as ondas refletidas dos elementos se combinem para produzir um padrão de radiação secundário desejado."

A própria antena não tem capacidade de gerar sinal, mas sim de criar uma mudança de fase em cada elemento que a constitui. No caso de um *reflect-array* fixo, a mudança de fase está relacionada com o tamanho físico de cada elemento. Nessa situação, o agrupamento refletor redireciona o feixe sempre na mesma direção. Cada elemento terá um tamanho diferente, correspondente ao atraso de fase que é suposto gerar, de forma a criar um feixe numa direção fixa. Já no caso de um *reflect-array* reconfigurável, são adicionados elementos ativos para modificar o atraso de fase induzido por cada elemento e assim permitir a criação de um feixe, com uma direção variável.

Os *reflect-arrays* vieram substituir as superfícies refletoras convencionais, as antenas parabólicas, por agrupamentos de elementos radiantes, que imitam a função de uma única superfície refletora. O conceito de um agrupamento refletor foi primeiramente introduzido em 1963 [18]. Os autores sugeriram um agrupamento de guias de onda para criar elementos refletores, como é possível ver na Figura 2.2.

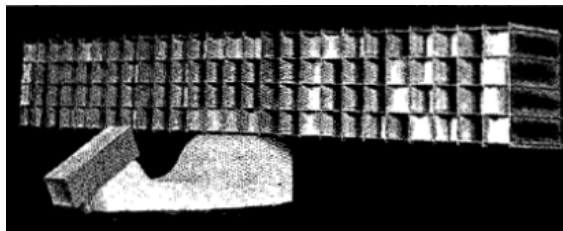


Figura 2.2: Reprodução de [19]: Demonstração experimental de um agrupamento refletor com guias de onda

A fase de reflexão desejada era conseguida através do ajuste do comprimento dos guias. Devido ao seu peso e dimensões elevadas, esta configuração não captou muita atenção para aplicações práticas. O interesse em agrupamentos de elementos refletores só voltou a aparecer no fim dos anos 80, com o aparecimento de antenas impressas (*patch antennas*) [18]. A mudança de fase que cada elemento requer para produzir um feixe diretivo pode ser obtida usando diversos métodos, como usar linhas com comprimento variável, para que possam compensar os atrasos de fase ao longo dos diferentes caminhos da antena [19].

Este método foi primeiramente proposto para uma direção de feixe fixa, no entanto é também utilizado para antenas reconfiguráveis [19].

2.2 Tipos de reconfiguração

O fenómeno de reconfigurabilidade é atingido impondo um estímulo externo aos elementos refletores da antena, alterando os seus parâmetros elétricos. Esta característica leva à mudança das propriedades eletromagnéticas da superfície refletora, sem que seja preciso a refabricação da mesma [7].

Na Figura 2.1, é possível identificar o controlador de IRS, que consegue comunicar e receber reconfiguração de dispositivos externos, de forma a otimizar e distribuir as decisões acerca da fase ideal para os diferentes comutadores [7]. Após a recolha desta informação, cada comutador altera o seu estado de operação e modifica o comportamento do respetivo elemento que se encontra a controlar. As implementações atuais de reconfiguração em IRS incluem superfícies de cristal líquido, superfícies definidas por *software*, reconfiguração através de estímulos elétricos, mecânicos ou ópticos.

2.2.1 Reconfiguração elétrica

A reconfiguração elétrica consiste na variação da capacidade intrínseca de um mecanismo de comutação como díodos *positive-intrinsic-negative* (PIN) ou *varactor*. De acordo com uma tensão contínua (DC) exterior aplicada, os dispositivos de comutação mudam o seu estado de operação, o que provoca uma redistribuição da corrente que percorre a superfície inteligente. Este fenómeno altera as características eletromagnéticas fundamentais da antena, em termos de frequência de ressonância, diagrama de radiação e polarização [20].

2.2.2 Reconfiguração óptica

Por outro lado, alguns investigadores optam por reconfiguração através de comutadores ópticos, para resolver algumas limitações de antenas reconfiguráveis com componentes elétricos [21]. Por exemplo, pode ser usado o silício tipo-n como elemento comutador para sintonizar uma antena. No entanto, a limitação nesta técnica de reconfiguração é o facto de serem necessários díodos *Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation* (LASER) para ativar/desativar o mecanismo de comutação [21].

2.2.3 Reconfiguração mecânica

A característica de reconfigurabilidade pode também ser implementada através da alteração da estrutura da antena, chamada de reconfiguração mecânica [20]. Por exemplo, pode ser usado um motor para rodar a superfície refletora, resultando um padrão de radiação direcional sintonizável em função da rotação aplicada. A maior limitação nesta técnica é a velocidade de sintonização da antena, bem como a precisão, confiabilidade e tempo de vida útil do motor [21].

Em contexto de implementação prática em redes sem fios, é mais apropriado a reconfiguração dos elementos em tempo real, para responder às necessidades dos canais que variam com o tempo, devido à mobilidade dos utilizadores. Esta reconfiguração pode ser realizada através de comutadores elétricos como díodos PIN ou *varactor*, *micro-electromechanical system* (MEMS) ou *field-effect transistors* (FETs) [5].

Pela análise da literatura, foi também concluído que os comutadores elétricos representam uma técnica promissora de reconfiguração, devido à sua eficiência, confiabilidade e facilidade de integração nos circuitos de micro-ondas [22].

Nesse sentido, no projeto da dissertação serão usados elementos discretos, como díodos PIN ou *varactor*, para atingir a característica de reconfigurabilidade, dos elementos constituintes da antena. No capítulo seguinte, serão abordados protótipos com ambos dispositivos de controlo, para perceber qual destes representa a melhor escolha, consoante os objetivos propostos para esta dissertação.

2.3 Sistemas de comunicação assistidos por IRS

Nesta secção, serão analisadas as vantagens à integração de IRS, para assistir a ligação em sistemas de comunicação sem fios. Serão apresentadas considerações fundamentais de desempenho e viabilidade de IRS, por forma a realizar todo o seu potencial na sua integração, bem como eventuais aplicações futuras para esta tecnologia.

2.3.1 Modelo convencional

Num ambiente típico de comunicações sem fios, um sinal de rádio interage com múltiplos objetos no seu caminho, produzindo réplicas indesejadas do sinal transmitido. Estas cópias atingem o recetor em tempos diferentes, bem como com valores distintos de magnitude e fase. Este fenómeno produz distorção no sinal recebido, devido ao somatório das diferentes contribuições, associadas aos diferentes percursos (fases distintas). Na área de comunicações sem fios, este efeito é conhecido como fenómeno de desvanecimento e é dos fatores que mais limita sistemas modernos e futuros de comunicações sem fios [6].

Consideremos o exemplo indicado na Figura 2.3, baseado em duas antenas em linha de vista, com reflexão no plano da terra, em condições de espaço livre.

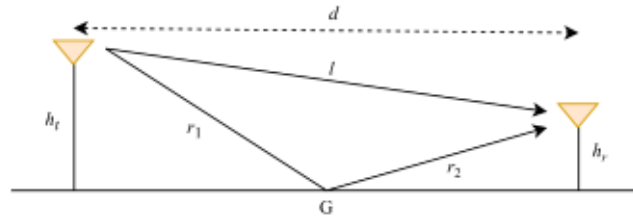


Figura 2.3: Reprodução de [6]: Modelo convencional de duas antenas em linha de vista, com reflexão no plano da terra

Este modelo baseia-se em óptica geométrica, para a propagação das ondas rádio [6]. Óptica geométrica é o ramo da óptica que descreve a propagação de ondas baseando-se na noção de raio de luz e assume que o tamanho geométrico dos obstáculos é bastante superior ao comprimento de onda emitido. Assume-se que a propagação das ondas de rádio segue o princípio de *Fermat*, que afirma que o caminho tomado por um raio entre dois pontos é o caminho que leva menos tempo a percorrer.

Na Figura 2.3, o sinal recebido consiste no somatório da componente emitida diretamente pela antena (componente de linha de vista), e pela componente refletida no plano da terra. A distância entre a antena transmissora e recetora corresponde a d e o ponto de reflexão no plano da terra, corresponde a G .

O coeficiente de reflexão no plano da terra é dado por R e depende tipicamente das propriedades de cada material, polarização da onda incidente e do ângulo de incidência [16]. A potência recebida pode ser dada pela expressão [6]:

$$P_r = P_t \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \left| \frac{1}{l} + \frac{R \times e^{-j\Delta\phi}}{r_1 + r_2} \right|^2 \quad (2.1)$$

onde $\Delta\phi = \frac{2\pi(r_1+r_2-l)}{\lambda}$ representa a diferença de fase entre os dois caminhos, P_t a potência transmitida e P_r a potência recebida. Assumindo uma distância elevada entre as antenas, isto é $d \gg h_t + h_r$ temos que $d \approx l \approx r_1 + r_2$ e $R = -1$ para uma reflexão especular, obtém-se a simplificação [6]:

$$P_r = P_t \left(\frac{1}{d^2} \right)^2 \quad (2.2)$$

Se a reflexão no plano da terra não estiver presente ($R=0$), o segundo termo em (2.1) é igual a zero e obtém-se a expressão [6]:

$$P_r = P_t \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (2.3)$$

Considerando as expressões (2.2) e (2.3), é possível perceber que em (2.2), a potência recebida varia inversamente com a distância à quarta, enquanto que em (2.3), sem a reflexão no plano da terra, varia com a distância ao quadrado. Salienta-se o efeito negativo, na potência recebida, gerada pela reflexão incontrollável no plano da terra. Esta atenuação adicional é resultante da interferência da combinação dos dois sinais. Esta é destrutiva na maior parte dos casos. Contudo, se for contabilizada e dimensionado o sistema para tal, é possível que seja construtiva.

2.3.2 Modelo Convencional com adição de IRS

Consideremos agora a adição de IRS, a cobrir todo o plano da terra, para assistir a comunicação entre as antenas. Em particular, é considerado o caso em que IRS se comporta como uma superfície refletora, que é capaz de modificar a direção do raio refletido bem como a sua fase [6]. Assume-se IRS constituída por um conjunto de N elementos que ajustam a fase do raio refletido, de forma a garantir que as duas componentes que perfazem o sinal recebido, se adicionam em fase [6], maximizando assim a potência do sinal obtido na receção. Da mesma forma que na reflexão com o plano da terra, também a reflexão com IRS depende das características da onda incidente, material constituinte da superfície, ângulos de incidência e reflexão [6].

Assume-se que a reflexão, R_i , em cada elemento é otimizada, baseado em diversas suposições tais como a ausência de perdas na reflexão ou conhecimento da fase óptima [16], garantindo que a fase do sinal recebido pelos N elementos refletores está alinhada com a fase da componente recebida em linha de vista. Assim sendo, a potência recebida pode ser dada por [6]:

$$P_r \approx (N+1)^2 P_t \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (2.4)$$

Comparando as expressões (2.2) e (2.4), salienta-se: 1) a potência recebida é diretamente proporcional a N^2 , sendo N o número de elementos independentes que IRS consegue controlar [6]. Isto implica que um protótipo de IRS com 100 elementos refletores, representa um ganho de

potência significativo de 40 dB. Este valor é obtido pela expressão [6]:

$$10 \times \log_{10}(N^2) \quad (2.5)$$

Embora, estes resultados sejam obtidos sob uma série de suposições, como foi mencionado anteriormente, o ganho teórico é significativo para motivar pesquisas sobre o potencial e limitações do uso de IRS, para auxiliar a comunicação em sistemas de redes sem fios. Salienta-se também 2) a capacidade de IRS de alterar as condições que governam a potência recebida na comunicação entre as duas antenas, que permite a potência recebida não decaia com a quarta potência, mas sim com o quadrado da distância.

Dado este estudo, é possível afirmar que 1) IRS permite mitigar o efeito destrutivo do desvanecimento de sinal, em ambientes de comunicação sem fios, 2) atenuar interferências e 3) aumentar a potência do sinal transmitido, em função do número de elementos que a constituem. O conjunto destes fatores permite uma melhoria significativa na relação sinal-ruído (SNR) do sistema.

2.3.3 Aplicações práticas

Dado o potencial desta tecnologia, a investigação prevê que IRS serão componentes essenciais para suportar sistemas B5G (*beyond-5G wireless*) [16]. O rápido crescimento das redes sem fios, leva a um aumento exponencial do número de dispositivos conectados à rede, o que se traduz em maior densidade e complexidade das estações base [16]. Nesse sentido, surgem questões como consumo de potência, eficiência energética, cobertura e segurança das redes móveis [16].

Pela Figura 2.4, embora o consumo de dispositivos esteja a ficar cada vez mais eficiente e até é esperado que diminua ligeiramente até 2030, gasta-se cada vez mais energia no geral. Toda a comunidade científica está focada em diminuir o declive da curva, de forma a que não se torne insustentável o crescimento de sistemas de comunicação em décadas posteriores.

Como IRS compreende um número elevado de elementos refletoras, a sua implementação aumentaria a eficiência de futuros sistemas de comunicação sem fios, visto poderem ser atingidos ganhos elevados de forma passiva.

Um ambiente de rádio assistido por IRS pode ser realizado revestindo os objetos circundantes presentes, como paredes, tetos, mobília ou até em plataformas aéreas, como balões de ar quente ou *unmanned aerial vehicles* (UAVs) [24].

2.3.3.1 Extensão da cobertura

Uma das aplicações mais intuitivas é o uso destas antenas inteligentes para aumentar a cobertura de um ambiente de rádio. Estas antenas, aplicadas em paredes de edifícios, são capazes de captar a radiação da fonte de sinal e refleti-la para o destinatário, devido à sua capacidade de controlar o ângulo de reflexão.

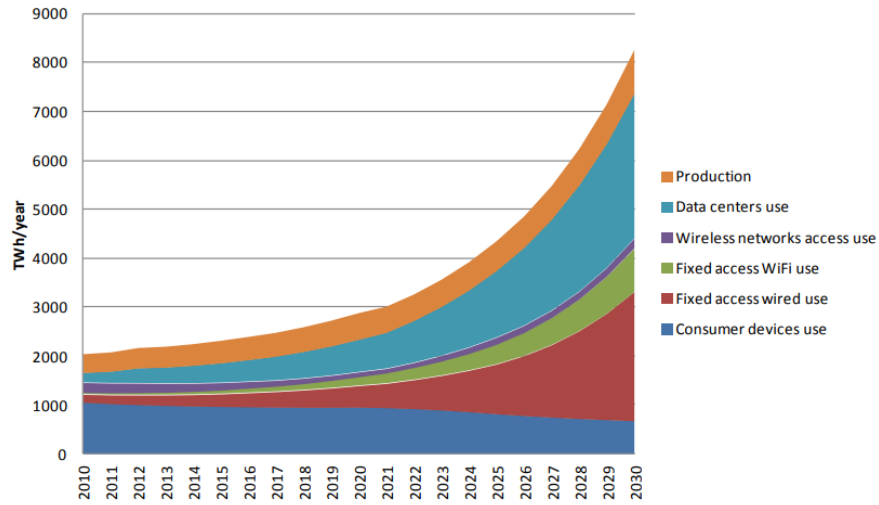


Figura 2.4: Reprodução de [23]: Estimativa do uso de eletricidade global alocada para tecnologias de comunicação entre os anos 2010 a 2030

Podem ser úteis em cenários em que existem obstáculos como é possível ver na Figura 2.5. A fonte em questão não tem linha de vista com o dispositivo recetor. Contudo, com a adição de IRS no ambiente de rádio, é possível concretizar uma solução para este problema.

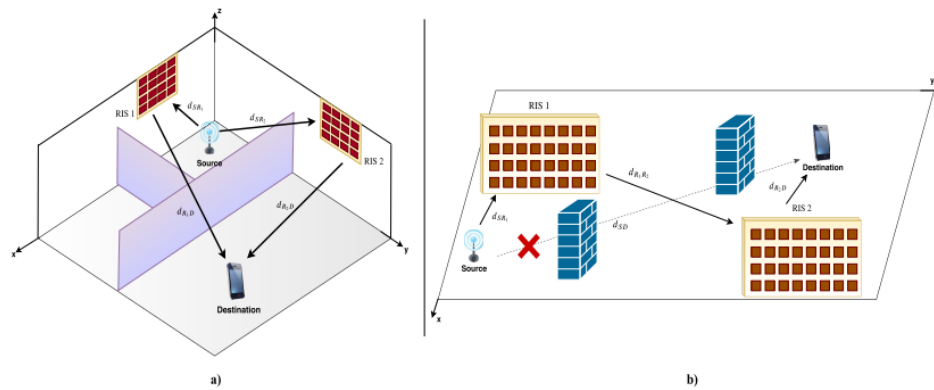


Figura 2.5: Reprodução de [25]: Comunicação através de duas IRS a) cenário de propagação interior b) cenário exterior

Certas zonas como áreas densas de população, interiores de edifícios ou até estações de metro subterrâneas, a qualidade do sinal não é a suficiente. Numa situação comum, implementam-se amplificadores de sinal, o que revela ser uma solução cara e que contribui para a poluição eletromagnética.

Como sistemas baseados em IRS, são capazes de ajustar a mudança de fase induzida por cada elemento refletor, combinando de forma construtiva o sinal refletido, conseguem amplificar e transmitir os sinais sem necessidade de adicionais amplificadores de sinal. O que revela ser uma solução de custo acessível e com menor impacto no meio ambiente [6].

2.3.3.2 Comunicações auxiliadas por UAV

A possibilidade de integração de IRS em plataformas aéreas (AIRS) é bastante promissora, pois não só desfruta de maior flexibilidade de integração, mas também é capaz de atingir 360° de reflexão, como é possível ver na Figura 2.6. É de salientar que também requer menos reflexões em geral, devido à sua maior probabilidade de obter linha de vista (LoS) com os nós terrestres [24], como é apresentado na Figura 2.7.

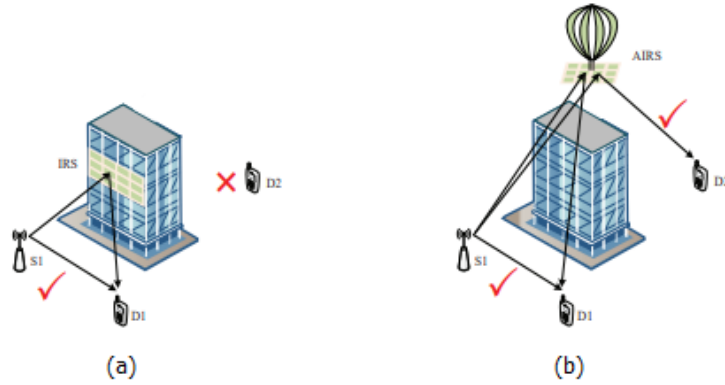


Figura 2.6: Reprodução de [24]: (a) Reflexão de 180° proporcionada por IRS terrestre *versus* (b) Reflexão 360° panorâmica proporcionada por AIRS

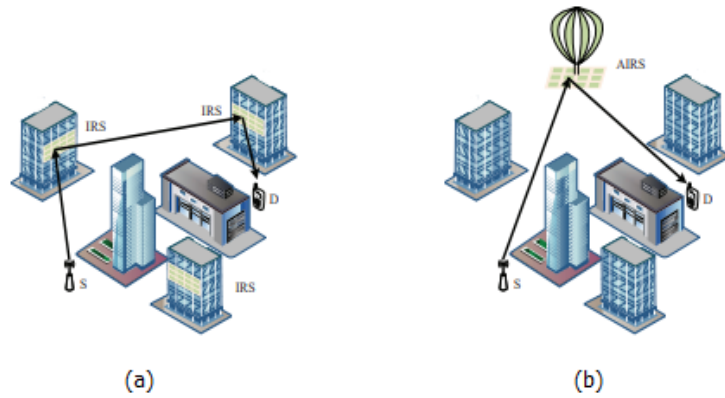


Figura 2.7: Reprodução de [24]: AIRS permite reduzir o número de reflexões em relação a IRS terrestre (a) IRS terrestre (b) AIRS

Contudo, a investigação existente é maioritariamente focada em integração terrestre. O que impõe considerações adicionais como: i) localização espacial apropriada para instalação de IRS, ii) propriedades eletromagnéticas de cada IRS e iii) manipulação de onda adotada na presença de várias IRS no mesmo ambiente de rádio.

2.3.3.3 Segurança de rede

Outra aplicação possível é o uso destas antenas para melhorar a segurança de uma rede. Numa situação comum, temos um recetor a comunicar com um ponto de acesso (AP), contudo existe um dispositivo a interceptar a comunicação que é destinada apenas ao recetor, ver Figura 2.8. Com o auxílio de IRS, é possível criar uma reflexão inteligente, cuja fase permite cancelar o sinal incidente do ponto de acesso. O resultado final é que o dispositivo que intercepta a comunicação não consegue receber o sinal. No entanto, na direção do recetor pretendido, a fase é tal que permite aumentar a potência do sinal recebido.

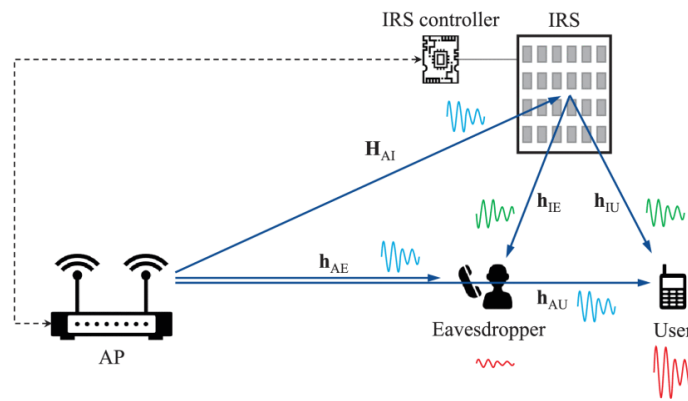


Figura 2.8: Reprodução de [26]: Comunicação segura auxiliada por IRS de um ponto de acesso (AP) para um recetor, na presença de um dispositivo a interceptar a comunicação

Capítulo 3

Revisão bibliográfica

Estudos e soluções inovadoras relacionadas com IRS foram conduzidos por diversos autores. A primeira consideração de fabrico de IRS reside no mecanismo de controlo para conectar e comunicar com os elementos passivos e por sua vez, controlar as propriedades EM da superfície inteligente. Outra consideração fundamental é a realização da reconfigurabilidade, para atingir com precisão, um controlo de fase da onda refletida. Por último, são explorados e comparados mecanismos de controlo de fase e diferentes manipulações da onda incidente. Serão também fornecidos exemplos de protótipos e implementações práticas revistas na literatura, para comprovar a viabilidade de IRS em cenários práticos.

3.1 Estrutura de IRS e o seu mecanismo de controlo

3.1.1 Controlo de dispositivos de comutação

A reconfiguração de IRS pressupõe o controlo individual dos elementos passivos que a constituem. Dessa forma, é necessário a integração de dispositivos de comutação sintonizáveis, que interagem com cada elemento passivo e comunicam entre si, através de um mecanismo de controlo [7].

Os autores em [27], usaram uma implementação de controlo por *software*, com recurso a uma *field-programmable gate array* (FPGA). Como cada célula é controlada por código de forma independente, são atingidos com diversos fenómenos EM simultaneamente com a mesma superfície. Na Figura 3.1 são apresentadas as funcionalidades alcançadas pelos autores, incluindo reflexão personalizada, difusão, orientação do feixe, controlo de polarização, entre outros [27].

Além disso, a troca de estado do comutador PIN, em tempo real, é conseguida através do uso de uma FPGA como mecanismo de controlo. O controlo por *software* revela que é possível atingir uma variedade de funcionalidades permitindo um controlo mais versátil do protótipo. Contudo, é necessária a optimização e uso de diferentes algoritmos para cada funcionalidade específica. Os resultados demonstram que a superfície programável proposta é adequada a uma variedade de aplicações, incluindo missões militares inteligentes e novas técnicas de manipulação de fase, sem a necessidade de componentes ativos dispendiosos para o efeito [27].

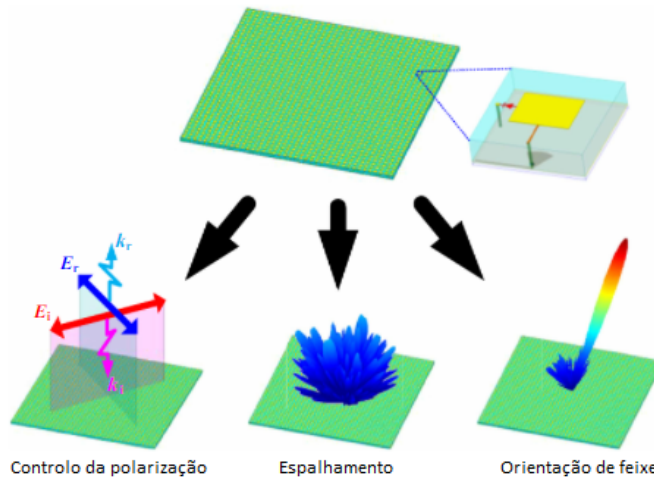


Figura 3.1: Reprodução de [27]: Esquemático com diferentes manipulações de onda com recurso a IRS programável

Outra implementação possível para o controlo dos comutadores é através da variação da tensão aplicada à superfície. Este caso pode ser revisto em [21], [28]. No primeiro exemplo, os autores usaram como dispositivo de comutação um díodo *varactor*, cuja reconfiguração é feita de forma contínua. Enquanto que no segundo exemplo, é atingido um controlo de fase binário, através de díodos PIN.

3.1.2 Comunicação entre comutadores

O sucesso de reconfigurabilidade de IRS depende da comunicação entre os comutadores presentes na superfície [7]. A comunicação entre os controladores adjacentes pode ser realizada com ou sem fios.

Em [27], os autores demonstram uma solução implementada com recurso a fios que conectam os diferentes comutadores. Já em [29], os autores propõem duas abordagens para comunicação entre células sem fios, apresentadas na Figura 3.2.

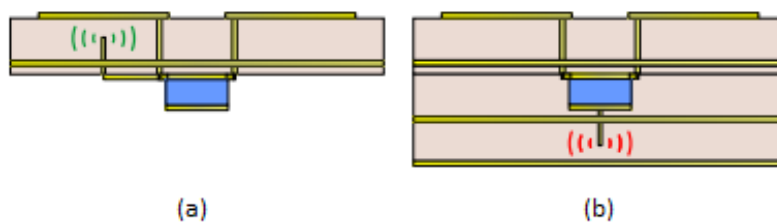


Figura 3.2: Reprodução de [29]: (a) Primeira abordagem: comunicação através do substrato da superfície inteligente (b) Segunda abordagem: comunicação através de placas de metal paralelas

A primeira implementação explora as dimensões da estrutura da superfície inteligente: um canal de comunicação é criado através do espaço existente entre os elementos passivos e o substrato, enquanto que na segunda são aplicadas placas extra de metal na parte inferior dos controladores, a uma distância específica conforme a frequência de operação.

Além disso, esta segunda implementação fornece um guia de onda sem obstáculos para troca de informação entre os comutadores e por isso revela ser mais eficiente do que a primeira. Contudo, ambas representam ser técnicas promissoras de comunicação entre comutadores visto não acrescentarem interferências adicionais ao protótipo.

Foi observado que a comunicação entre comutadores adjacentes com recurso a fios pode ser preferível, pois é possível ser integrada nos controladores de cada dispositivo de comutação. No entanto, ligações sem fios revela ser uma solução atrativa em IRS densas ou de larga escala [7].

3.1.3 Dispositivo de comutação

A reconfigurabilidade de IRS depende da manipulação de fase que é alcançada em cada elemento passivo [7].

O controlo individual de cada elemento é possível, aplicando um estímulo externo local em cada célula unitária [7]. Este método permite alcançar funções mais versáteis como orientação do feixe num determinado terminal, criação de imagens, holografia [30], [27] bem como manipulação da onda mais sofisticada. No entanto, esta implementação ocupa maior área, dimensão e é bastante mais complexa a alimentação de cada dispositivo ativo individualmente. Muitas vezes este cenário é impraticável pois i) para frequências altas, a dimensão dos componentes necessários é bastante superior em relação a cada elemento refletor e ii) regra geral, antenas para comunicações móveis requerem dimensões reduzidas, o que implicaria a adição de mais componentes para a diminuição de tamanho, como indutores [31], o que não representa um cenário prático.

As abordagens de reconfiguração da superfície que mais prevalecem na literatura são baseadas no uso de comutadores elétricos: com controlo binário devido ao uso de díodos PIN, em [27], [28], [8], [32], ou controlo contínuo com recurso a díodos *varactors* em [21], [33], [34].

Os díodos PIN são amplamente utilizados como comutadores em vários sistemas sem fios [20]. Em [28], os autores introduziram uma antena reconfigurável *multiple-input multiple-output* (MIMO) para aplicações em dispositivos portáteis. Para a simulação o diódo é modelado com recurso ao seu circuito equivalente, representado na Figura 3.3.

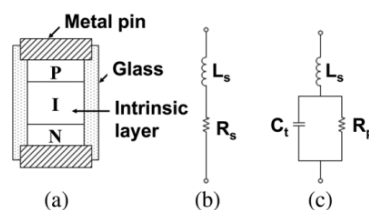
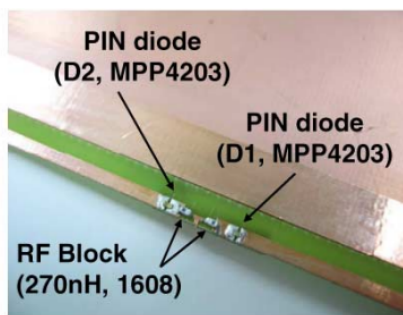
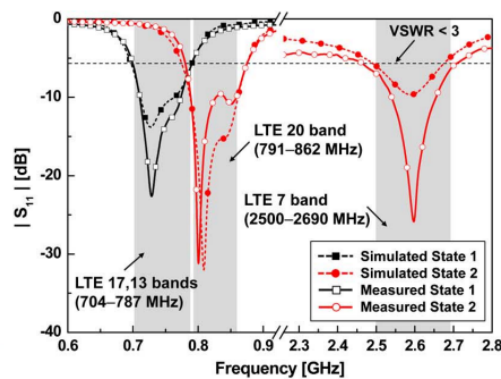


Figura 3.3: Reprodução de [28]: Díodo PIN e o seu circuito equivalente : (a) corte transversal de um díodo PIN básico, configuração elétrica equivalente (b) no estado ON e (c) no estado OFF

Na Figura 3.4, apresenta-se o protótipo fabricado, com ênfase no respetivo circuito ativo, coeficiente de reflexão simulado e obtido experimentalmente. A antenna revista pelos autores, conhecida na literatura como *planar inverted-F antenna* (PIFA), é constituída por um par de elementos radiadores planares, uma linha de alimentação DC em forma de T e dois díodos PIN (D1 e D2). Quando são usados díodos PIN para a reconfiguração da frequência de funcionamento de uma antenna, é necessário ter em conta, que estes necessitam de blocos de rádio frequência (RF) e de corrente contínua (DC) adicionais, o que implica um aumento na dimensão do dispositivo [28]. Para diferentes estados de funcionamento dos díodos, a frequência de operação do protótipo pode ser sintonizada, para cobrir as bandas *Long-Term Evolution* (LTE) 17/13 e LTE 20/7, incluindo 704-787, 791-862 e 2500-2690 MHz.



(a)



(b)

Figura 3.4: Reprodução de [28]: (a) Antena fabricada com detalhe na linha T de alimentação e (b) medições do parâmetro S_{11} para as diferentes bandas de operação

Cada díodo apresenta apenas dois estados de operação. Contudo, a combinação dos diferentes estados permite a sintonização para diferentes gamas de frequência. São componentes bastante confiáveis e de baixo custo, o que representa uma boa escolha como método de reconfiguração.

Outra abordagem possível para a reconfiguração dos elementos é com o uso de díodos *varactor*. Em [34], os autores apresentam um modelo de célula unitária, cuja reconfiguração é obtida através da adição de um díodo *varactor*. Em [21], os autores apresentam um filtro passa-banda que é passível de ser sintonizado através de um díodo *varactor*. Este filtro é posteriormente integrado no circuito de alimentação de uma antena *Vivaldi* impressa, permitindo a sua reconfiguração. Na Figura 3.5, é apresentada a resposta em frequência do coeficiente de reflexão (S_{11}) e a estrutura da antena proposta pelos autores. Esta estrutura consiste numa antena *Vivaldi* e um filtro reconfigurável passa-banda, alimentados através uma linha *microstrip* de 50Ω .

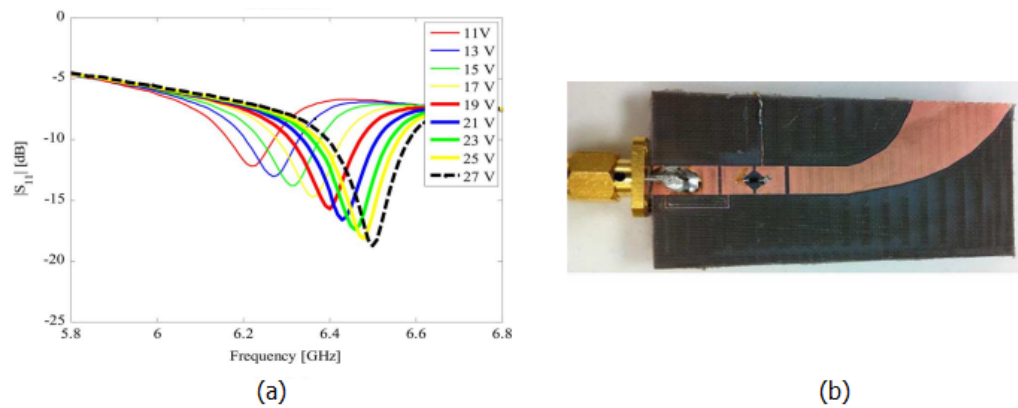


Figura 3.5: Reprodução de [21]: (a) Resposta em frequência do coeficiente de reflexão (S_{11}) do filtro passa-banda para diferentes valores de tensão (b) Estrutura da antena fabricada

Como é possível observar, a diferentes valores de tensão de alimentação, correspondem diferentes valores de capacidade do *varactor*, que por sua vez permitem sintonizar a frequência de operação da antena entre 6.2 a 6.5 GHz.

Esta técnica de reconfiguração permite que tanto a frequência de funcionamento do filtro como da antena sejam reconfiguráveis, sem que se introduzam adicionais interferências. Além disso, o circuito de alimentação do *varactor* não se encontra no plano de radiação da antena e por isso não afeta o seu desempenho [21]. É de salientar também que não ocorre distorção no padrão de radiação, dado que as correntes de superfície da antena não sofrem alteração.

Contrastando com outras tecnologias não reconfiguráveis, em que seria necessário modificar as dimensões dos componentes [6], esta implementação permite sintonizar a frequência de ressonância da antena, através da variação da tensão contínua aplicada. Porém, este dispositivo ativo requer níveis elevados de tensão contínua (CC) para efeitos de polarização. É um dispositivo não linear e requer um circuito de alimentação complexo [20], contudo comparado com outros dispositivos, apresenta baixos valores de corrente (portanto baixo consumo de potência) e é possível sintonizá-lo continuamente [20], ao contrário do diodo PIN que apenas apresenta dois estados de operação (ON/OFF).

3.2 Protótipos e caracterização experimental

Protótipos de superfícies inteligentes reconfiguráveis foram desenvolvidos para verificar a viabilidade das diferentes funções de sintonização. Para finalizar o capítulo, a Tabela 3.1 sumariza as diversas soluções revistas na literatura e apresentadas no documento. Em [35], implementam um protótipo de IRS que consiste num agregado circular de 244 elementos passivos, cuja manipulação de fase é atingida através da integração de díodos PIN. A antena é dimensionada para operar na banda dos 10.10-10.70 GHz e é capaz de produzir um feixe diretivo entre três valores -5° , 0° , 5° , com um ganho de 24.9 dBi para o centro e 25.6 dBi para as laterais. Devido à simetria $\pm 5^\circ$ do feixe, os elementos passivos na linha central da superfície, não requerem mudança de fase em nenhum dos três ângulos, e por consequência não há necessidade de integrar díodos PIN nessa fila [35].

Esta redução significativa do número de dispositivos de controlo e as suas linhas de polarização associadas, permite diminuir tanto a complexidade de fabrico como custo da antena, sem redução significativa no desempenho da mesma [35]. Em [8], é implementado um protótipo com 256 elementos, com um díodo PIN por elemento, controlados individualmente, através de uma FPGA. A antena é dimensionada para operar a 28 GHz. Tem a capacidade de gerar um feixe, entre $\pm 60^\circ$, com um ganho máximo de 21.7 dBi.

Em [36], é implementado um agregado com menores dimensões, apenas 36 elementos, controlado através de díodos *varactor* para garantir a formação de feixe à frequência de 5 GHz. Esta abordagem demonstra a capacidade deste agregado tanto de receber como transmitir ondas eletromagnéticas, com valores reduzidos de tensão aplicada. Foi observado pelos autores, que para valores elevados de tensão, a característica não linear dos *varactors* produz distorção [36]. Foi obtida experimentalmente a formação de um feixe altamente diretivo para ângulos entre -50° e 50° , tanto em azimute como em elevação, correspondente a um intervalo de 100×100 graus. No entanto, o tempo de resposta deste dispositivo de comutação costuma ser grande [5], e a precisão da fase está longe de ser satisfatória devido ao controlo analógico dos mesmos. Por isso, IRS com resolução de 1-bit de fase têm sido amplamente investigados na literatura, nomeadamente com uso de díodos PIN, cuja resposta de fase é praticamente constante numa banda ampla de frequências [5]. Contudo, IRS com elementos de 1 bit, só podem fornecer dois estados de fase, por exemplo, 0 e π graus. O que, no caso de 1-bit, introduz perda de eficiência de cerca de 3 dB no ganho da antena [5]. Para mitigar esta degradação de eficiência, causada pela quantização de fase de 1 bit, IRS com elementos multi-bit podem ser desenvolvidos, embora com um aumento significativo da complexidade do sistema e do custo do equipamento.

Os autores em [14] e [5], mostram que IRS com elementos de 2 bits estabelece um compromisso atrativo entre o desempenho e complexidade, pois tem uma degradação do ganho de antena aceitável de cerca de 1 dB causado pela quantização de fase de 2 bits [5].

Em [14] foi desenvolvido um protótipo de IRS com 256 elementos passivos, onde são usados díodos PIN para realizar uma transformação de 2-bit na fase dos elementos, para aplicações com formação de feixe altamente diretivo. Verifica-se a sua viabilidade e eficiência em aplicações para comunicações sem fios, atingindo um ganho de 21.7 dBi a 2.3 GHz e 19.1 dBi a 28.5 GHz. Além disso, foi demonstrado que o protótipo baseado em IRS, reduz significativamente o consumo de energia, enquanto se mantém o desempenho, e até melhora a eficiência de potência radiada comparado com agregados refletores convencionais [14].

Ref.	Controlador	Controlo de fase	Frequência	Função
[28]	Tensão DC	Díodo PIN	704-787, 791-862 2500-2690 MHz	Frequência Reconfigurável
[21]	Tensão DC	<i>Varactor</i>	6.2-6.5 GHz	Frequência Reconfigurável
[27]	FPGA	Díodo PIN	9-12 GHz	Manipulação de onda
[33]	FPGA	<i>Varactor</i>	5.2-6.4 GHz	17.1 dBi a 5.8 GHz
[35]	-	Díodo PIN	10.10-10.70 GHz	Sintonização do feixe entre -5° e 5°
[14]	FPGA	Elemento de 2-bit	2.3 GHz, 28.5 GHz	21.7 dBi a 2.3 GHz 19.1 dBi a 28.5 GHz
[8]	FPGA	Díodo PIN	27-29 GHz	21.7 dBi a 28 GHz
[36]	-	<i>Varactor</i>	5GHz	Varrimento do feixe 100 x 100 graus

Tabela 3.1: Sumário protótipos revistos de IRS

Capítulo 4

Dimensionamento da célula unitária

4.1 Validação de modelos

Nesta secção serão expostos modelos que foram reproduzidos de artigos por forma a ganhar sensibilidade a dimensionar e otimizar células unitárias refletoras. Este passo ajudou a perceber qual a célula que se enquadrava melhor com os objetivos da dissertação.

4.1.1 Díodo *varactor*

Foi reproduzido um elemento refletor cuja fase de reflexão é controlada de forma dinâmica, através de um díodo *varactor* [34].

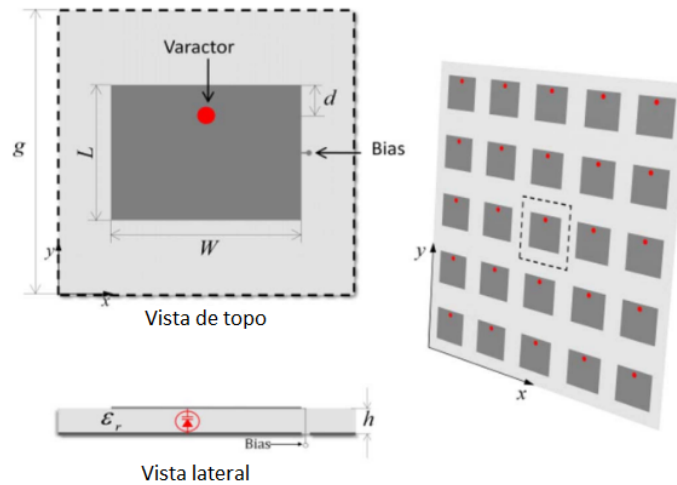


Figura 4.1: Reprodução de [34]: Geometria da célula unitária controlada através de um díodo *varactor*

Cada célula unitária é constituída por duas camadas. Na camada superior situa-se uma *patch* retangular de material condutor (cobre), com uma largura W , comprimento L e espaçamento uniforme entre os elementos de g , como é possível ver na Figura 4.1. Na camada inferior um plano de massa que tem como função refletir as ondas incidentes [33].

Entre as duas camadas situa-se um substrato dielétrico quadrado, Arlon Diclاد 870 ($\epsilon_r = 2.33$ @ 10 GHz, $\tan(\delta) = 0.0013$ @ 10 GHz) [34], com baixas perdas e uma espessura h .

Este elemento está dimensionado para uma frequência de operação de 5 GHz. À frequência de ressonância a onda incidente interage com o elemento, levando a que a onda seja refletida com um mínimo de perdas e uma fase controlada. É adicionado à célula unitária um díodo *varactor*, a uma distância d da extremidade do elemento radiante.

4.1.1.1 Simulação de células unitárias

O estudo do comportamento da célula unitária é feito com base na suposição de que esta se encontra num ambiente de um agregado infinito, garantido através das condições fronteira atribuídas.

Esta abordagem é indicada para a análise de agregados de elementos refletoras no sentido em que estes geralmente apresentam grandes dimensões, constituídos por elementos todos semelhantes. A célula unitária é analisada com recurso ao *software* Ansys HFSS, que é capaz de caracterizar os substratos e geometria do elemento, bem como suportar diferentes excitações e condições fronteira (*boundaries*) necessárias para uma correta modelação.

A configuração da simulação inclui dois tipos de excitação modos Floquet, necessários para simular uma onda plana incidente no elemento refletor e *lumped port* para modelar o díodo.

No geral, modos Floquet são especificados por dois índices modais e uma configuração de polarização [37]. Os modos predefinidos (TE_{00} e TM_{00}) apresentam ambos os índices a zero e são conhecidos por modos "especulares". Esses modos consistem em duas ondas planas ortogonalmente polarizadas entre si, que se propagam perpendicularmente em relação ao plano da antena, como é possível ver na Figura 4.2. Essa designação é semelhante à usada na literatura para modos de propagação retangulares, como TE_{10} [37].

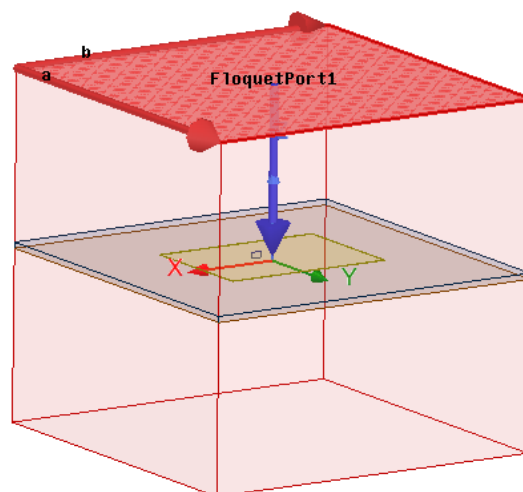


Figura 4.2: Onda plana perpendicularmente incidente ao plano da célula unitária

A excitação *lumped port*, apresenta um porto que é análogo a uma fonte de corrente e pode também ser usado para excitar uma linha de transmissão [9]. Necessita de ser colocado entre dois materiais condutores, aplicado ao interior do modelo e tem como função modelar o circuito RLC equivalente do díodo ou até os seus parâmetros S. No caso da Figura 4.3, a excitação encontra-se entre a *patch* e o plano de massa, ambos de cobre.

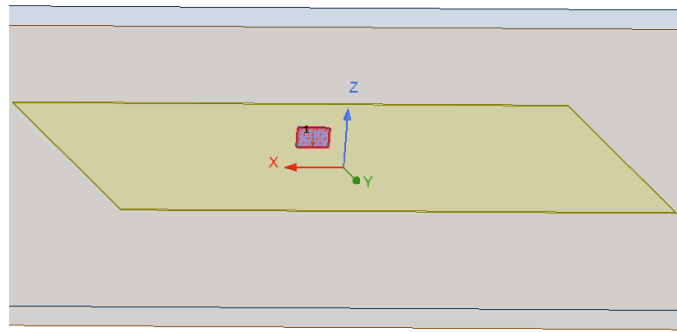


Figura 4.3: Excitação atribuída para simular o díodo *varactor*

Para a atribuição de condições fronteira foi desenvolvida uma caixa de radiação e atribuídos dois pares de Mestre/Escravo, um para cada par de faces da caixa. Estas condições são úteis para modelar estruturas periódicas infinitamente grandes [9]. Regra geral, são usadas para definir agregados de antenas ou superfícies seletivas de frequência (FSS) [9]. Em contraste com fronteiras PML ou de radiação, que correspondem a material fictício, que absorve toda a radiação eletromagnética incidente, os pares Mestre/Escravo transformam as propriedades de reflexão e transmissão da superfície, numa matriz de parâmetros S interrelacionando com os modos Floquet.

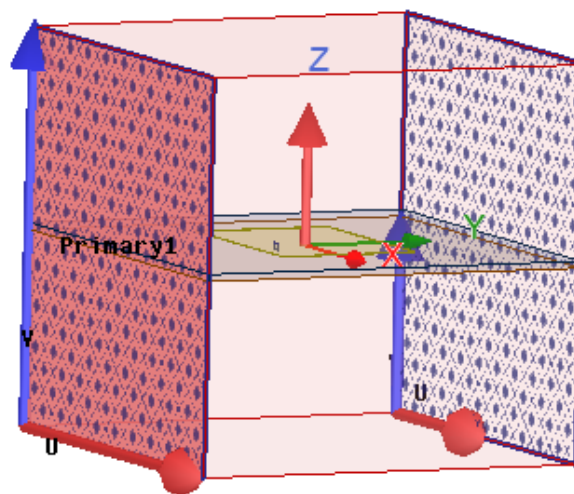


Figura 4.4: Uso de condições fronteira Mestre/Escravo num par de faces. O outro conjunto (que não aparece na imagem) é atribuído ao restante par de faces

Quando se define um par de Mestre/Escravo, o campo elétrico numa das superfícies, é forçado a corresponder ao campo elétrico da outra superfície, consoante um fator de diferença de fase.

Dessa forma, são passíveis de serem configuradas para representarem diferentes ângulos de incidência na superfície da antena. Para uma incidência perpendicular ao plano do elemento configura-se a diferença de fase entre os campos de zero graus.

A técnica de simulação é dividida em duas partes. Primeiramente, é representado o circuito passivo numa matriz de parâmetros S , resultante da análise da geometria da célula unitária.

Posteriormente, esta matriz é integrada com o circuito RLC equivalente do díodo, conectado aos portos atribuídos com a excitação *lumped port*.

Este modelo de simulação permite estudar o intervalo de fase do elemento refletor que é possível alcançar através da manipulação da tensão aplicada ao díodo. Em adição, permite ajustar a posição do díodo no elemento refletor bem como respetivo circuito de polarização e também as dimensões do próprio elemento, com o intuito de se atingir um controlo total de fase de onda refletida.

Em [34], foi utilizado o modelo de díodo *varactor* Microsemi GC15006–89, cuja capacidade varia entre 0.2 a 2.2 pF com passo de 0.2 pF, quando está inversamente polarizado entre 0 a 30 V. O circuito equivalente do díodo *varactor* é representado na Figura 4.5.

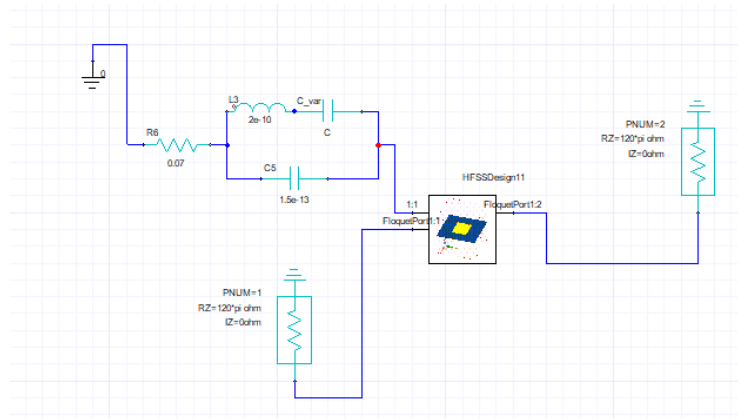


Figura 4.5: Circuito equivalente do díodo *varactor* conectado à matriz de parâmetros S

Este inclui os efeitos de embalagem do díodo, modelados através de uma capacidade parasita em paralelo com uma indutância, bem como considerando as perdas do díodo adicionando em série uma resistência de 0.07Ω [34].

Conectado à matriz de parâmetros S , vem também a excitação dos modos Floquet: o porto 1:1 refere-se ao modo TE_{00} e o 1:2 ao modo TM_{00} . Estes portos são modelados com impedância de $R_z = 120 \times \pi \Omega$, que corresponde à impedância das ondas eletromagnéticas no vazio.

Uma das vantagens desta abordagem é que a geometria da célula é analisada recorrendo ao Ansys HFSS e os resultados são representados numa matriz de parâmetros S . Posteriormente, é integrada com o circuito equivalente de um dispositivo ativo. Esta configuração permite correr diversas simulações, para diferentes valores de tensão, realizando apenas análise do circuito, o que diminui significativamente o tempo alocado para cada uma.

4.1.1.2 Resultados

Foram encontradas medidas óptimas para os valores $W=22$ mm, $L=16$ mm e $d=4.5$ mm e o resultado está apresentado nas Figuras 4.6a e 4.6b. Para perceber a relação destas variáveis com a resposta em frequência da célula unitária foram geradas diversas simulações à frequência de 5 GHz.

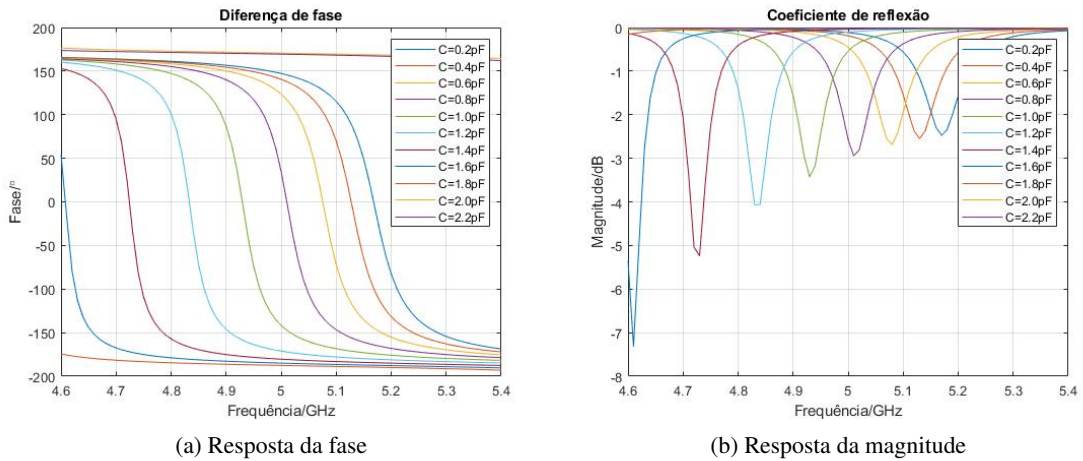


Figura 4.6: Resultados da simulação do coeficiente de reflexão em função da frequência para vários valores de capacidade com $d = 4.5$ mm

Um varrimento paramétrico da posição do díodo em relação a um limite do elemento (d), permitiu melhor compreensão da natureza da célula unitária. Como o elemento refletor retangular se trata de um condutor perfeito, pela Lei de *Gauss*, vem que as cargas estão acumuladas nas bordas da superfície e por isso o campo elétrico no centro do condutor é nulo. O que significa que se obtém maior influência na fase do elemento, com o díodo perto das extremidades do condutor [34]. Com o aumento da distância d , menor é a variação de fase obtida à frequência central, pois o díodo dificilmente influencia a resposta do elemento, com um campo elétrico de aproximadamente zero. Exatamente no centro do elemento refletor ($d = 8$ mm) não há qualquer alteração na resposta da fase para diferentes valores da capacidade intrínseca do díodo.

É possível observar este efeito na Figura 4.7, onde é apresentada a influência da posição do díodo na resposta da fase, em função dos vários valores de capacidade, para um valor fixo de L .

Outra consideração que pode ser retirada deste gráfico, é que ajustando a posição do díodo no elemento refletor é possível modificar a ressonância: para valores de d próximos do limite do elemento, obtém-se variação de fase para valores de capacidade inferiores do que se o díodo estiver próximo do centro.

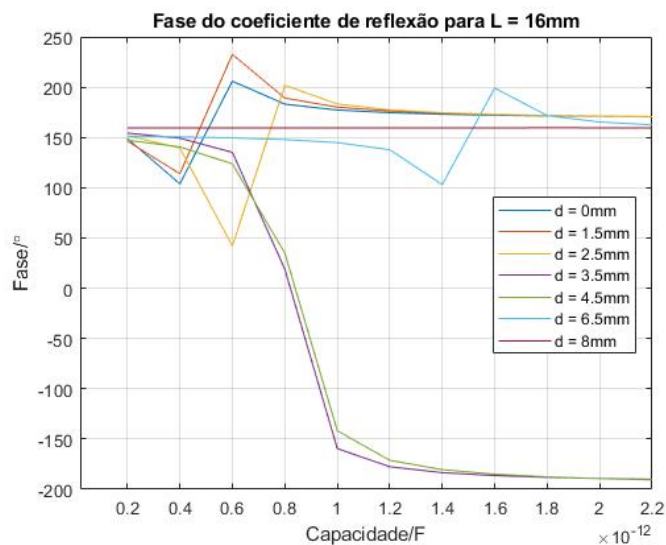


Figura 4.7: Resposta da fase do coeficiente de reflexão em função da capacitância, para diversas posições do díodo para a frequência de 5 GHz

Contudo, o uso de *varactor* não é viável a altas frequências, pois seriam precisos valores de capacidades muito reduzidos para variar a resposta de fase dos elementos. Atualmente, não existem dispositivos que atinjam esses requisitos.

Por enquanto, para altas frequências (> 10 GHz) é mais viável o uso de díodos PIN para o controle de fase em superfícies refletoras.

Outra vantagem para o uso do díodo PIN, reside no facto de a sua frequência de comutação atingir no mínimo 5 MHz [5], o que torna o tempo de comutação insignificante, em comparação com o tempo de mudança de canal.

4.1.2 Díodo PIN

Nesta secção será abordado o elemento refletor anteriormente visto, desta vez utilizando um díodo PIN, para reconfigurar a fase da onda refletida à frequência de funcionamento de 5 GHz. A célula unitária consiste num plano de massa, um substrato e no topo, uma *patch* retangular de cobre. Esta topologia revela-se atrativa para comunicações futuras *mmWave*, pois uma estrutura com várias camadas de substrato aumenta as perdas e complexidade de fabrico [32].

O díodo PIN encontra-se na vertical, entre o plano de topo e o plano de massa. O mesmo foi modelado no estado OFF, com o circuito equivalente na Figura 4.8 e no estado ON com uma resistência em série de $1\ \Omega$ com uma indutância de $0.5\ \text{nH}$.

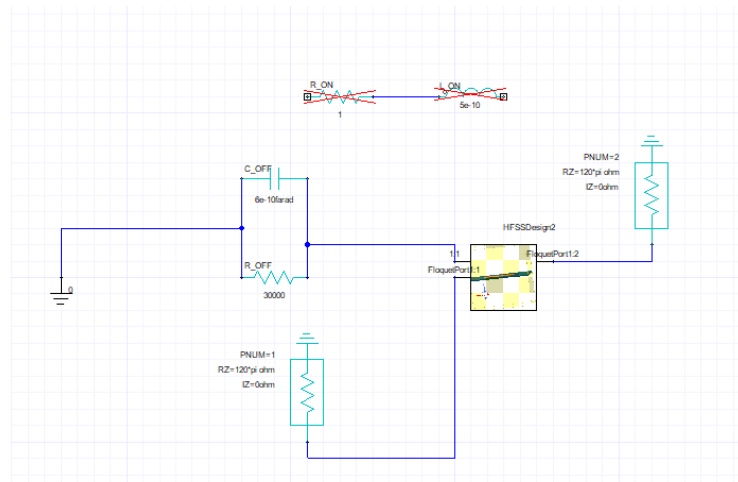


Figura 4.8: Circuito equivalente do díodo PIN conectado à matriz de parâmetros S

As dimensões do elemento refletor foram optimizadas e foi obtido o resultado apresentado nas Figuras 4.9a e 4.9b. Obteve-se uma gama de funcionamento de 400 MHz, em que a diferença de fase entre os dois estados do díodo é igual ou superior a 180° . À frequência central de 5 GHz foi obtido aproximadamente 190° . Contudo, o coeficiente de reflexão encontra-se bastante superior ao que é ideal, principalmente à frequência de 4.62 GHz. O que restringe a gama de funcionamento para aproximadamente 300 MHz.

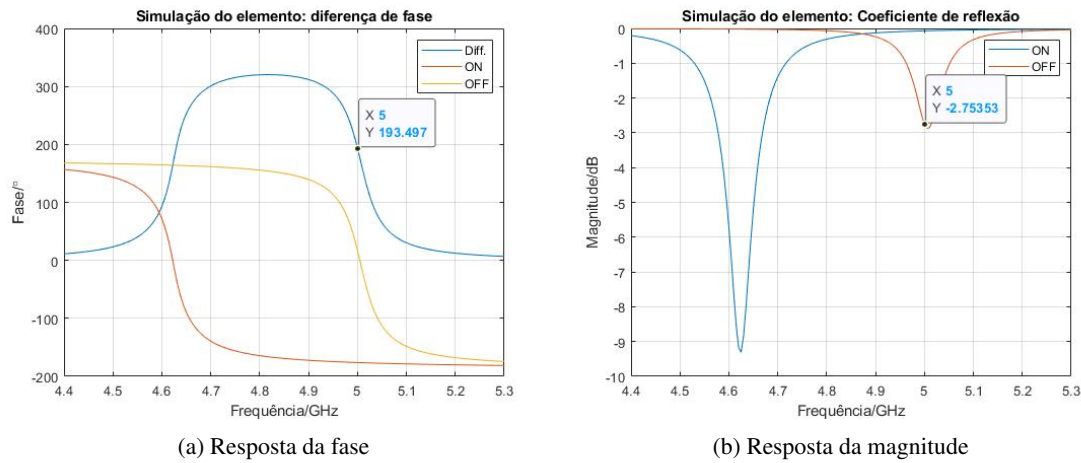


Figura 4.9: Resultados da simulação do coeficiente de reflexão da célula unitária em função da frequência

Após familiarização com a simulação de células unitárias refletoras, foi desenvolvido um elemento que se aproximasse ao que é pretendido no âmbito desta dissertação. Para tal, foram escaladas as medidas do elemento e otimizadas para a frequência de interesse, os 28 GHz. Os valores de dimensionamento obtidos apresentam-se na tabela 4.1. No desenvolvimento deste modelo houve a necessidade de trocar de substrato, pois o Ansys HFSS não apresentava dados para resolver uma estrutura a 28 GHz com o substrato Arlon. O material dielétrico escolhido foi Rogers RT/duroid 5870 ($\epsilon_r = 2.33$ @ 10 GHz, $\tan(\delta) = 0.0012$ @ 10 GHz), devido à constante dielétrica ser semelhante à do Arlon e por se tratar de um material usual e conhecido pelos fabricantes.

O valor otimizado para a espessura do substrato teve por base as medidas padrão na folha de características do mesmo.

Parâmetro	Valor (mm)
L	3.12932
W	3.15
g	8.0357
d	0.3
H	0.787

Tabela 4.1: Parâmetros estruturais da célula unitária para 28 GHz

Com a mudança da frequência, foi modificado o modelo de díodo PIN para MA4AGP907 que é modelado com uma resistência e indutância em série no estado ON, e no estado OFF um paralelo de uma capacidade com uma resistência elevada. O circuito equivalente e respectivos valores são apresentados nas Figuras 4.10 e 4.11.

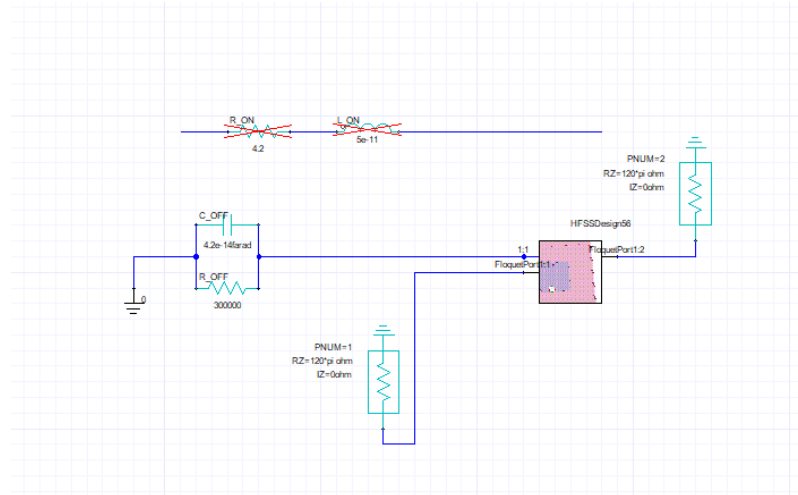


Figura 4.10: Circuito equivalente do díodo PIN conectado à matriz de parâmetros S

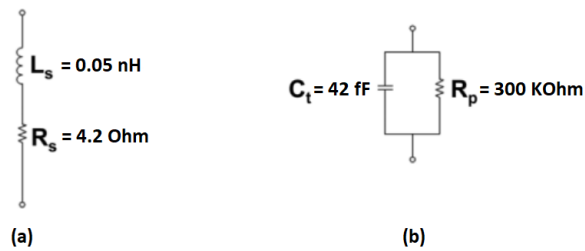


Figura 4.11: Circuito RLC equivalente do díodo PIN [38]: (a) para o estado ON e (b) para o estado OFF

Os resultados obtidos são apresentados nas Figuras 4.12a e 4.12b.

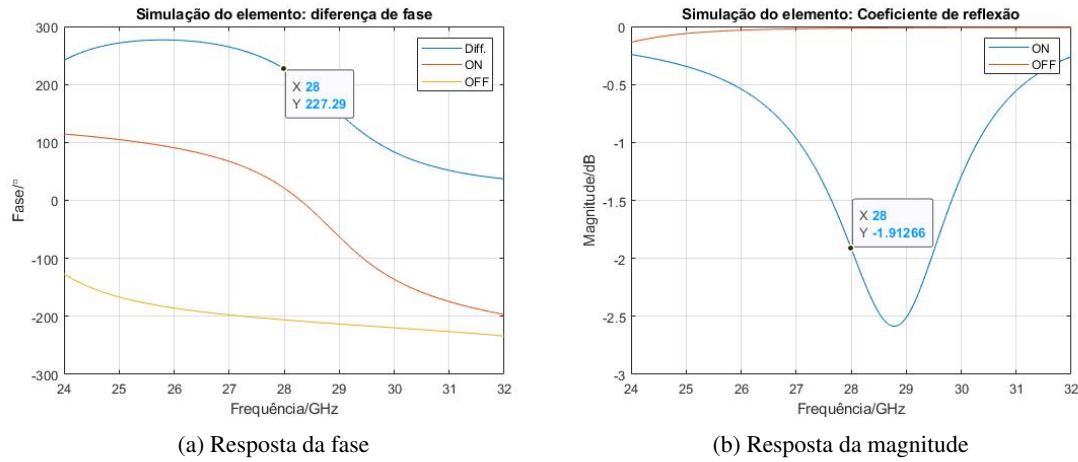


Figura 4.12: Resultados da simulação do coeficiente de reflexão da célula unitária em função da frequência

Em adição, foi reproduzida a geometria de célula unitária proposta pelos autores em [8]. Posteriormente, foram otimizadas as dimensões, para uma frequência de ressonância de 28 GHz. A Figura 4.13 apresenta a geometria da célula refletora consiste em três camadas de cobre, no topo a *patch* do elemento, um plano de massa e na camada inferior o circuito de polarização. Um lado do diodo PIN está ligado diretamente ao plano de massa, através da via e o outro está ligado a uma fonte de tensão contínua através da *patch* e do circuito de polarização. Entre as camadas de cobre colocam-se dois substratos: FR4 ($\epsilon_r = 4.36$ @ 1 GHz, $\tan(\delta) = 0.016$ @ 1 GHz) e TLX-8 ($\epsilon_r = 2.55$ @ 10 GHz, $\tan(\delta) = 0.0017$ @ 10 GHz).

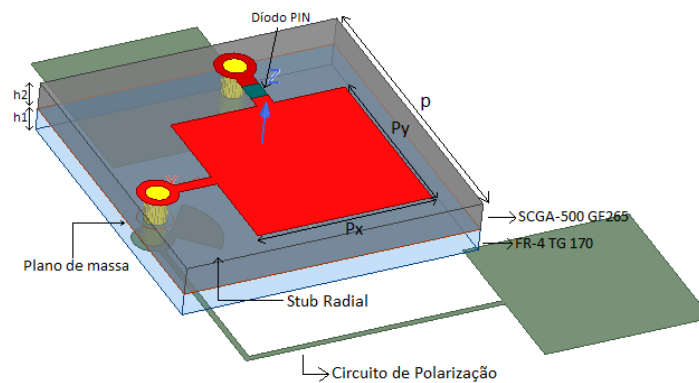


Figura 4.13: Estrutura da célula unitária dimensionada para 28 GHz, com $p = 5.35$ mm, $P_x = 3$ mm, $P_y = 3.19$ mm, $h_1 = 0.4064$ mm e $h_2 = 0.508$ mm

Embora o substrato FR4 não apresente uma constante dielétrica homogênea a altas frequências (> 2.45 GHz), este fator não é determinante para o desempenho da célula unitária, pois o substrato foi adicionado apenas para acomodar o circuito de polarização. Adicionalmente, o circuito de

polarização está isolado eletromagneticamente pelo plano de massa, pelo que não interfere com a célula unitária.

Os substratos dielétricos foram alterados para os que o fabricante tinha disponíveis, bem como a espessura dos mesmos. Este processo iterativo incluiu diversas simulações para garantir que a resposta da célula unitária cumpria os requisitos propostos. Os substratos que apresentaram melhor resposta em frequência foram SCGA-500 GF265 ($\epsilon_r = 2.55$ @ 10 GHz, $\tan(\delta) = 0.0014$ @ 10 GHz) [39] e FR-4 Tg170 (AT-6167) ($\epsilon_r = 4.5$ @ 1 MHz, $\tan(\delta) = 0.0018$ @ 1 MHz) [40], com uma espessura de 0.510 mm e 0.4064 mm respetivamente. Os resultados obtidos são apresentados nas Figuras 4.14a e 4.14b e foram gerados considerando os parâmetros S do díodo fornecidos pelo fabricante.

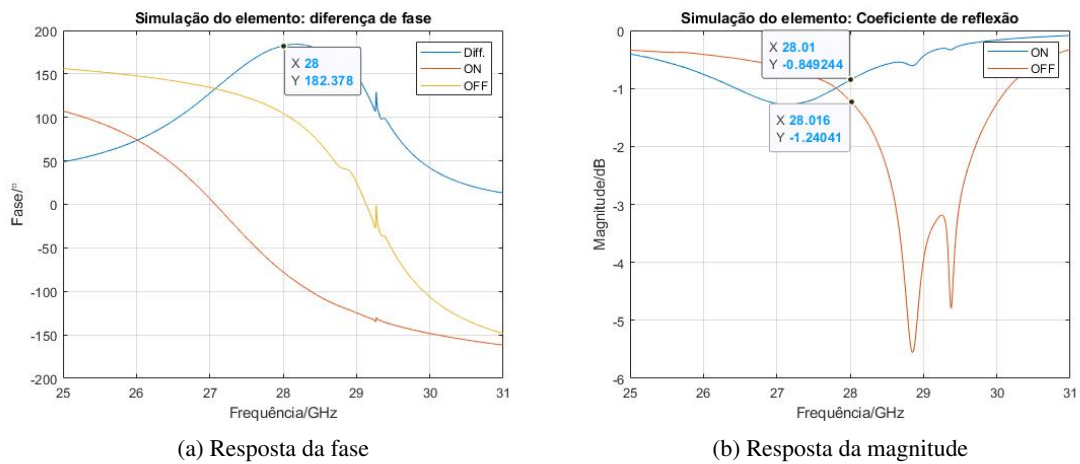


Figura 4.14: Resultados da simulação do coeficiente de reflexão da célula unitária em função da frequência

4.1.3 Discussão de resultados

Nesta secção é importante referir alguns pontos observados nas células unitárias reconfiguráveis com componentes eletrónicos. Para os gráficos desta secção, foi usada a célula unitária controlada por um díodo PIN a 5 GHz. Quanto maior a frequência de operação, maior a sensibilidade a qualquer alteração nas dimensões do protótipo. O que dificulta o processo de retirar dados para obter conclusões.

Foi observado que o comprimento do elemento refletor, o parâmetro L da Figura 4.1, afeta consideravelmente a frequência de ressonância do elemento. Mais concretamente, pela análise da Figura 4.15a, quanto maior o valor de L , menor a frequência de ressonância.

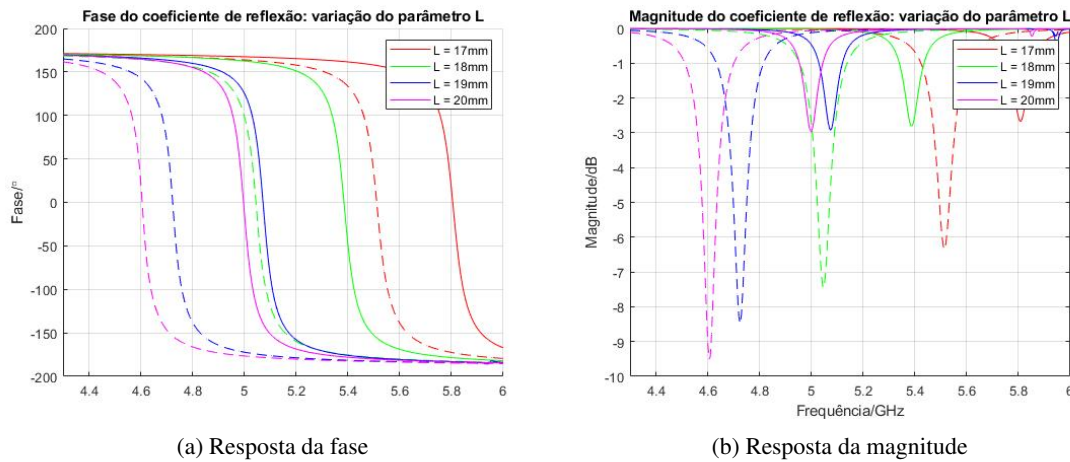


Figura 4.15: Resultados da simulação do coeficiente de reflexão da célula unitária em função da frequência para vários valores do comprimento do elemento (L). O estado ON é representado por uma linha a tracejado e OFF uma linha a cheio

Adicionalmente, pela Figura 4.16b, verificou-se que as perdas por reflexão diminuíam com o aumento da espessura do substrato. Este fenómeno pode ser explicado através do comportamento capacitivo da célula unitária, bem como devido à absorção dielétrica por parte do substrato [41].

O valor de capacidade é dado pela fórmula 4.1. É possível verificar que a capacidade é inversamente proporcional à distância d , que representa a espessura do material dielétrico.

$$C = \epsilon_0 \frac{A}{d} \quad (4.1)$$

Pela fórmula 4.1, com o aumento da espessura do material, menor é o valor da capacidade associada ao mesmo e por isso menor as perdas por reflexão. É possível diminuir as perdas por reflexão, não só escolhendo um substrato com uma tangente dielétrica de perdas reduzida, como também através do aumento da espessura do mesmo.

Adicionalmente, pela Figura 4.16a, é possível observar que o declive da variação da fase do coeficiente de reflexão, aumenta com uma diminuição da espessura do substrato.

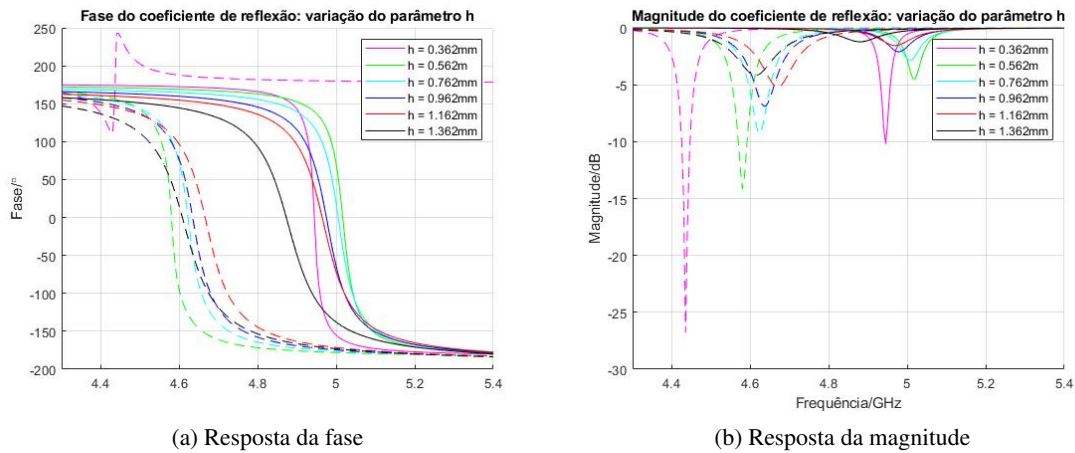


Figura 4.16: Resultados da simulação do coeficiente de reflexão da célula unitária em função da frequência para vários valores de espessura de substrato. O estado ON é representado por uma linha a tracejado e OFF uma linha a cheio

É observado pelos autores em [42], que a largura de banda de um agregado de elementos refletores é dada pela inclinação curva de variação da fase de reflexão em função do comprimento do elemento. Quanto menor a inclinação da curva, maior a largura de banda do agregado, pois uma menor inclinação, conduz a menos erros de fase. Estes ocorrem devido à característica não linear da curva da fase de reflexão, em relação ao comprimento elétrico do elemento refletor [42], e aumentam com o afastamento da frequência central de operação.

Com a otimização das dimensões dos elementos, foi possível observar também que um aumento da espessura do substrato é o equivalente a uma diminuição da permitividade dielétrica do mesmo material. É possível concluir que para o mesmo valor de espessura, menor o valor de permitividade do substrato, menor a inclinação na curva da variação de fase da reflexão [41], que se traduz em maior largura de banda para o agregado. O que significa que, para atingir uma maior largura de banda na célula unitária refletora é preciso diminuir a permitividade dielétrica do material ou aumentar a espessura do mesmo.

É exequível melhorar o desempenho da célula unitária: diminuindo as perdas do coeficiente de reflexão e aumentando a largura de banda, através do aumento da espessura do substrato. Contudo, é necessário ter em atenção aos erros de fase, que aumentam consoante o afastamento à frequência central. É por isso o fator é que mais limita a largura de banda de um agregado de refletor [43]. Pelo estudo efetuado, seria também possível aumentar a largura de banda, através do aumento das dimensões do elemento refletor. No entanto, não seria o ideal, pois o objetivo é garantir uma frequência de ressonância a 28 GHz.

Para concluir a secção, foram apresentadas duas técnicas para a sintonização da frequência de ressonância de um elemento refletor: ajuste do comprimento do elemento refletor ou da posição do díodo em relação aos limites da *patch*. É de salientar que para altas frequências, apenas o ajuste do comprimento do elemento, não é uma técnica viável. Nesse caso, o díodo pode revelar-se excessivamente volumoso em relação ao tamanho do elemento, perturbando significativamente o seu campo elétrico e dificultando a sua integração [34]. É por isso vantajoso o uso das duas técnicas para sintonização à frequência de interesse, principalmente quanto maior esta for.

4.2 Escolha do elemento

Como foram obtidas duas soluções viáveis de células unitárias reconfiguráveis a 28 GHz, foi necessário avaliar com maior detalhe qual dessas se adequava para protótipo final: um agregado de elementos refletor (IRS). No dimensionamento de um agregado de antenas é preciso ter em conta dois fatores determinantes, o número de elementos e o espaçamento entre estes. Um maior número de elementos aumenta o valor da diretividade, mas diminui a largura de feixe a meia potência (HPBW) [44].

Já o espaçamento entre elementos, influencia o número de lóbulos secundários bem como a diretividade. Foi verificado que quanto maior o distanciamento, maior era o número de lóbulos secundários e mais estreito o feixe, aumentando assim a diretividade [44].

Essencialmente, o objetivo foi encontrar um espaçamento que não introduzisse lóbulos secundários, pois estes significam perdas de potência para direções indesejadas. Com base nas considerações, 0.5λ é a medida de espaçamento mais adequada para os elementos de um agregado de antenas planares [44]. O elemento que cumpre estas restrições foi o terceiro abordado na seção de díodo PIN, mais concretamente o que apresenta dois substratos, com 5.35 mm de lado.

Foi também observado pelos autores em [45], agregados com espaçamento entre elementos menor que meio comprimento de onda ($< 0.5\lambda$), apresentam melhor desempenho para diferentes ângulos de incidência. É evidente pelos resultados apresentados em [45], que existe uma diminuição da largura de banda quando θ_{inc} aumenta de zero graus.

Adicionalmente, o diagrama de radiação do elemento fica gradualmente deformado com o aumento do ângulo de incidência. Ambos os efeitos são menos severos para a situação de espaçamento entre elementos menor que meio comprimento de onda. Contudo, nenhuma célula unitária reproduzida apresentava estas dimensões. Pelo que foi optado pelo dimensionamento de meio comprimento de onda para espaçamento entre elementos.

4.3 Circuito de polarização

O díodo PIN é um componente ativo, o que implica que necessita de ser alimentado com tensão contínua, de forma a cumprir corretamente a sua função. Por isso, o circuito de polarização para este componente inclui um *stub* de forma a bloquear o sinal RF, do circuito de alimentação contínua do díodo. Permitindo assim evitar perdas do sinal RF pelo circuito de polarização, bem como mitigar eventual interferência entre os dois.

Para o efeito, foi desenvolvido um *stub* radial. O *stub* radial é um componente planar que consiste num setor circular, em vez de uma linha de largura constante. Enquanto que linhas de baixa impedância requerem maior largura, *stub* radial apresenta baixa impedância, para uma largura de linha menor que o comprimento de onda. Adicionalmente, são os *stubs* que apresentam maior largura de banda. O que significa que existe uma elevada banda de frequências que são atenuadas e por isso impedidas de atingir o circuito de polarização. Na Figura 4.17, é apresentada a comparação entre um *stub* de $\lambda/10$ em circuito aberto com um *stub* radial.

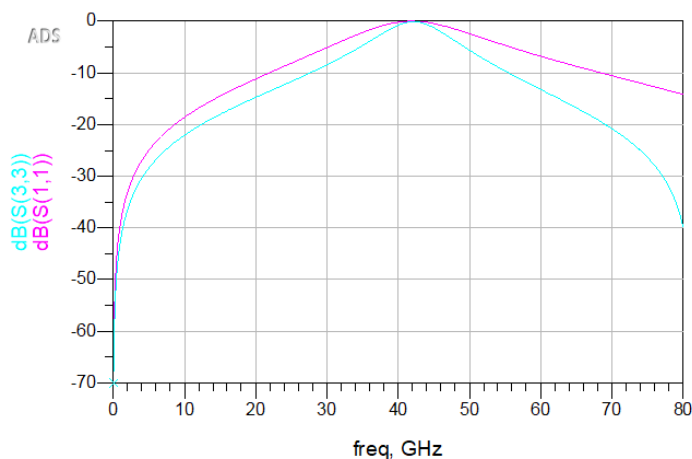


Figura 4.17: Comparação da largura de banda entre dois *stubs*: a azul em circuito aberto e a cor-de-rosa o *stub* radial

Adicionalmente, foi verificado que a posição ideal para colocar o circuito de polarização era no centro de uma das extremidades do elemento refletor, onde as correntes são virtualmente zero [34] e por isso não influencia as restantes correntes que percorrem a superfície da antena.

O dimensionamento do *stub* radial, bem como do circuito de polarização foram desenvolvidos no *software Advanced Design System*. A frequência central de dimensionamento é de 28 GHz. O objetivo principal para desenvolver o *stub* foi atingir uma elevada atenuação à frequência central no coeficiente de transmissão, S_{21} , para bloquear a transmissão de sinal RF e mitigar a interferência de DC com RF.

Para a condução de tensão contínua, é fundamental que o coeficiente de reflexão seja o menor possível (idealmente menor que -10 dB) e o coeficiente de transmissão S_{21} seja aproximadamente 0 dB, para que toda a energia transmitida no porto 2, seja recebida na totalidade no porto 1.

Usando a ferramenta *LineCalc* e adicionando as características do substrato, foram computados primeiros valores para o dimensionamento do circuito de polarização. Um varrimento paramétrico do ângulo e comprimento do *stub* radial foi conduzido para obter o resultado da Figura 4.19. As dimensões do circuito de polarização e do *stub* radial são apresentadas na Figura 4.18.

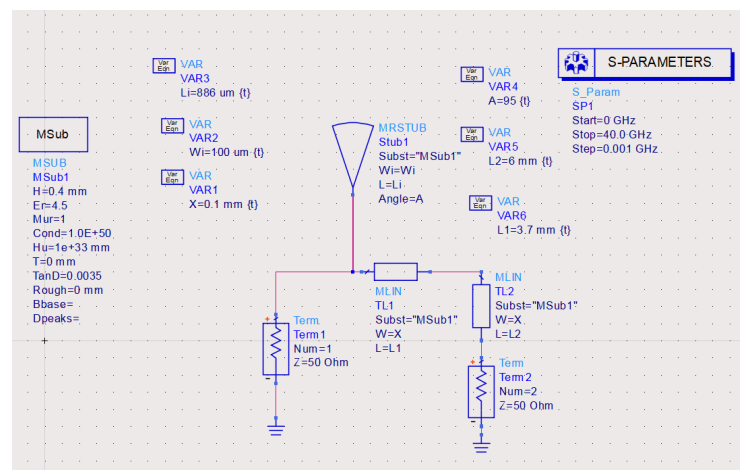


Figura 4.18: Parâmetros estruturais do circuito de polarização obtidos com o varrimento paramétrico

Foi obtida uma gama de 3 GHz nas frequências 27.2 GHz até 30.2 GHz, onde a atenuação está na ordem dos -20 dB.

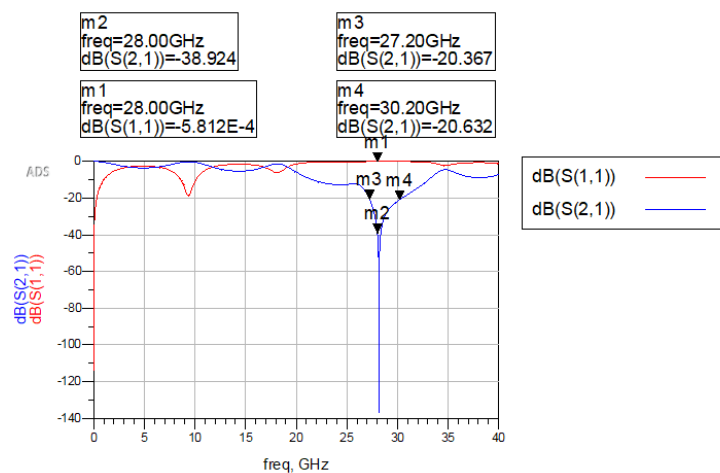


Figura 4.19: Resposta em frequência do circuito de polarização

Adicionalmente, foi verificado no simulador Ansys HFSS que a linha que conecta o elemento refletor até ao circuito de polarização, através da via, não tem qualquer efeito na resposta em frequência da antena.

Posto isto, seguindo a fórmula 4.1, optou-se por diminuir a sua área, de forma a diminuir também a capacidade parasita, no caso em que o díodo se encontra no estado OFF.

4.4 Dimensionamento da PCB

Os vários componentes constituintes da célula unitária são colocados numa *Printed Circuit Board* (PCB), desenvolvida através da ferramenta de desenho fornecida pelo *software Advanced Design System*. O primeiro passo foi redimensionar a célula unitária, para que cumprisse algumas restrições como dimensionamento de vias, larguras mínimas de linhas, substratos e respectivas espessuras específicos, impostos pelo fabricante [46].

Para a adição do díodo PIN, foi consultada a folha de características do componente, para o dimensionamento correto do espaço onde este será inserido. A Figura 4.20 apresenta as medições consideradas.

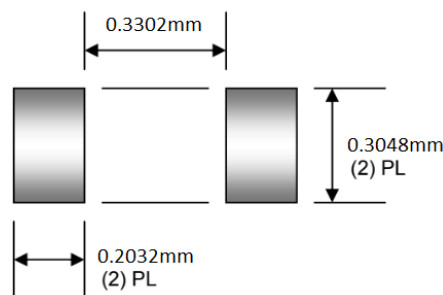


Figura 4.20: Dimensionamento necessário para acomodar o díodo PIN na célula unitária

Para ser possível aplicar tensão de alimentação ao dispositivo, foram adicionadas duas vias, com um raio de 0.2 mm (restrição de dimensão mínima exigida pelo fabricante [46]). Adicionalmente, no plano de massa foi desenvolvido um espaçamento circular com 0.4 mm de raio, para que a via de alimentação não estabeleça contacto com o mesmo.

A estrutura completa da PCB é apresentada nas Figuras 4.21 e 4.22. Foram adicionados quadrados de cobre para aumentar a área dos contactos e facilitar a soldagem dos fios de ligação, como é possível ver na Figura 4.23.

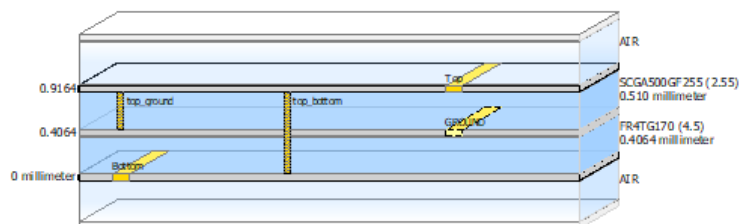


Figura 4.21: Esquema das camadas de cobre e substratos com respectivas espessuras

Foi desenvolvida uma estrutura de vias periódica, nos limites do elemento que atua como uma parede artificial elétrica [47]. Esta permite evitar fugas de campo elétrico através do substrato do elemento e proporciona melhor isolamento do mesmo no guia de onda. Os contactos das vias de polarização são conectados com pinos na parte de trás do elemento para a conexão com a fonte de alimentação. Para melhor contacto do guia de onda WR34 com o plano de massa do elemento

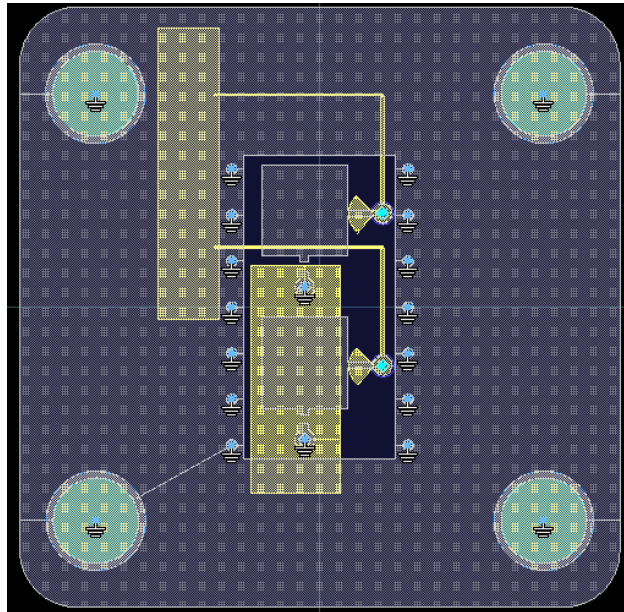


Figura 4.22: Esquema de desenho da PCB: a amarelo a camada de cobre inferior com o circuito de polarização, a azul a camada do plano de massa e a cinzento a camada de cobre superior com os dois elementos refletivos

foi acrescentada uma camada de cobre no plano de topo, como é possível verificar na Figura 4.22. Esta camada cobre toda a *flange* do guia de onda, excetuando a cavidade por onde se propagam as ondas. Com recurso à parede de vias anteriormente referida, estabelece contacto com o plano de massa da célula.

4.5 Caracterização experimental da célula unitária

Uma medição precisa do desempenho de uma célula unitária é feita quando esta se encontra no agregado de antenas, pois os elementos circundantes afetam o desempenho da célula em questão. No entanto, para agregados de elevadas dimensões, esta técnica revela-se dispendiosa tanto a nível de custos como de tempo [41]. Dessa forma, é preferível uma análise de agregado infinito, que pode ser aproximada para a de um agregado finito, excetuando os elementos que estão nos limites do agregado [41].

Nesse sentido, são utilizados guias de onda para representar a caracterização de um agregado infinito, usando apenas uma célula unitária. Para este trabalho, será usado o guia de onda retangular WR34 para caracterizar as propriedades de reflexão da célula unitária.

Devido às dimensões predefinidas do WR34, este está adequado para ser usado na gama de frequências de 22 a 33 GHz. No entanto, as medições dos parâmetros S foram realizadas de 23 a 33 GHz.

O elemento desenvolvido tem dimensões (5.35x5.35 mm). Esta configuração quadrada implica que não é possível ser caracterizado num guia de onda retangular.

A primeira abordagem para a resolução deste problema foi ajustar a célula unitária, às dimensões predefinidas do guia de onda WR34 (4.3x8.6 mm). Essencialmente, este estudo vinha apenas confrontar os resultados simulados com os obtidos experimentalmente. No entanto, esta solução apresenta diversas limitações. Para além de que não se estaria a caracterizar o elemento, que posteriormente iria integrar o agregado, esta configuração não considera o efeito de acoplamento mútuo entre elementos adjacentes. O que pode causar elevadas perdas na diretividade da antena, bem como o seu desempenho para ângulos incidentes rasos (aproximadamente $\theta = 90^\circ$) [41].

A segunda abordagem a este problema foi desenvolver uma segunda amostra, que consiste num conjunto de duas células unitárias (5.35x10.7 mm), como é apresentado na Figura 4.23. Com a junção de duas células é obtido o dimensionamento retangular, necessário para caracterização experimental.

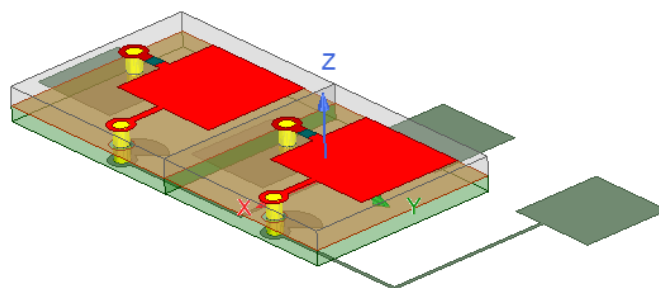


Figura 4.23: Estrutura dos dois elementos adjacentes para caracterização experimental

Como as dimensões do guia de onda WR34 são diferentes do conjunto de duas células, foi modelado no *software Autodesk Inventor*, um adaptador de guia de onda como é apresentado na Figura 4.24. Posteriormente, mandado fabricar na empresa FreziMaia.

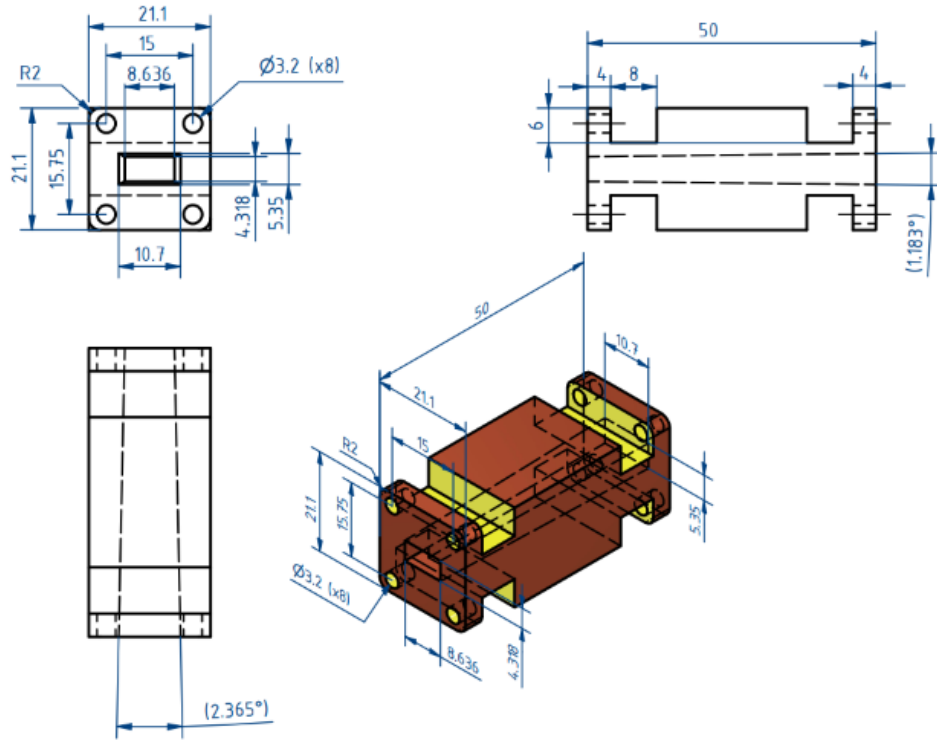


Figura 4.24: Estrutura de alumínio dimensionada para adaptar o guia de onda WR34 para caracterização experimental de dois elementos adjacentes

As medidas para o dimensionamento do adaptador foram baseadas na folha de características do WR34 [48] e em modelos semelhantes da literatura. A principal consideração no dimensionamento do adaptador, foi garantir que o modo que se propagava, correspondia ao simulado (TE_{10}) no HFSS.

Pela fórmula 4.2 e 4.3, é possível calcular a frequência de corte dos modos e perceber quais desses é que se propagam no adaptador.

$$f_c = \frac{h \times c}{2\pi} \quad (4.2)$$

$$h = \frac{m\pi}{a} \quad (4.3)$$

Em que, a representa a largura do guia retangular, c é a velocidade de propagação no vazio e f_c representa a frequência de corte no guia de onda, a frequência mais baixa em que um modo se propaga. O que implica que apenas as ondas com frequência f tal que $f > f_c$ se propagam ao longo do guia.

Com $m = 1 \rightarrow f_c = 14 \text{ GHz}$ e $m = 2 \rightarrow f_c = 28 \text{ GHz}$, o que implica a propagação não só do modo TE_{10} , como também de TE_{20} .

Contudo, pelo estudo realizado, foi concluído que o guia de onda WR34 apenas excita o modo TE_{10} . Esta excitação é conseguida através do pino colocado verticalmente no meio do wr34, como é apresentado na Figura 4.25. Por isso, não constitui um problema o modo TE_{20} , também ser passível de ser propagado, visto que não será excitado.

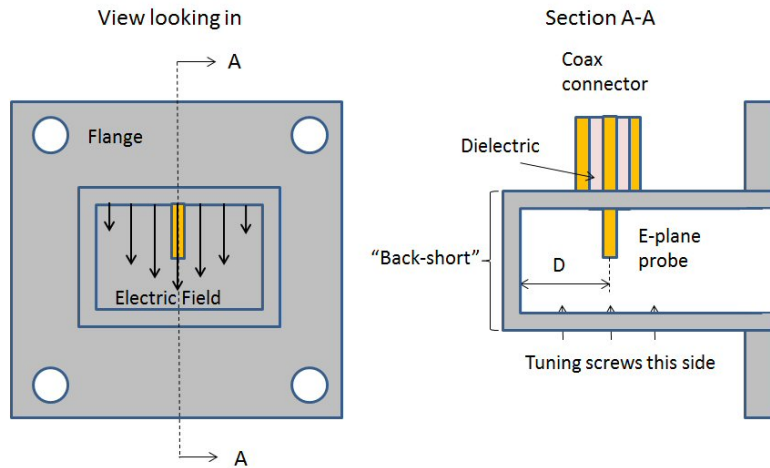


Figura 4.25: Corte transversal no guia de onda WR34 [49]

Quando é inserida uma antena num guia de onda, com um distancimento previamente calculado, a mesma vai radiar e irá excitar um único modo específico [49].

Para excitar modos superiores, são precisos um maior número de pinos verticais (antenas), em fase ou com espaçamento (D) específico entre estes [49]. Quando se aplicam modos superiores, com duas ou mais antenas, deve-se ter o cuidado de garantir que estas são alimentadas com a fase correta, caso contrário, o modo desejado não será configurado [49]. Significa que para excitar o TE_{20} , seria necessário outro tipo de conversor, que não o WR34. Mais especificamente, um guia de onda com dois pinos verticais, distanciados de $1/3$ da largura, alimentados com 180° de defasamento.

O adaptador permite caracterizar experimentalmente a célula unitária, com a vantagem que é possível ter também em consideração o efeito de acoplamento mútuo entre dois elementos adjacentes. Por isso, esta caracterização permitiu um dimensionamento mais preciso da célula unitária.

A configuração da verificação experimental é apresentada na Figura 4.26, onde a célula unitária é conectada a um *Vector Network Analyzer* (VNA), através do adaptador de guia de onda retangular WR34.

É fundamental uma correta calibração do VNA para garantir a viabilidade dos dados obtidos experimentalmente. A primeira abordagem foi calibrar o plano de referência dos portos do VNA, para o plano dos elementos, com a opção "*Port Extensions*". Dessa forma, seria possível descontar a fase adicional introduzida pela propagação da onda eletromagnética no adaptador de guia de onda [50].

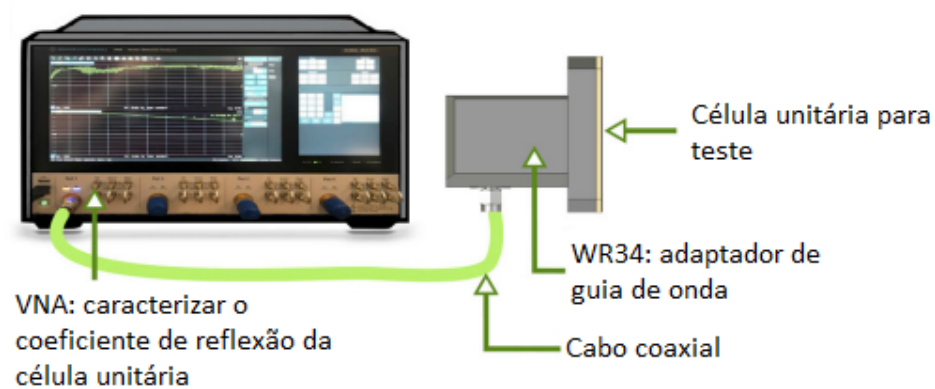


Figura 4.26: Reprodução de [47]: Configuração de teste para a medição do coeficiente de reflexão das duas células adjacentes

Aquando o uso de guias de onda, é mais apropriado o uso de calibração TRL (*Thru, Reflect, Line*). Esta calibração é extremamente precisa, na maior parte dos casos mais precisa que SOLT (*Short, Open, Load, Through*) [51].

Esta calibração é maioritariamente usada quando é necessário um elevado nível de precisão e não existem padrões de calibração para o dispositivo em teste. Dessa forma, é mais acessível fabricar e caracterizar os três padrões de TRL, em vez dos quatro requeridos para SOLT. No entanto, poucos conjuntos de calibração contém valores padrão de TRL. Por isso, a segunda abordagem de calibração do VNA foi modelar no *Autodesk Inventor*, um kit de calibração TRL para o WR34 a 28 GHz.

Para o padrão *Thru*, foi modelado um segundo adaptador, do mesmo material e iguais dimensões. Este será conectado com o adaptador anteriormente desenvolvido, como é possível ver na Figura 4.27. Na sua extremidade, vem um segundo guia de onda WR34 que será conectado posteriormente ao VNA.

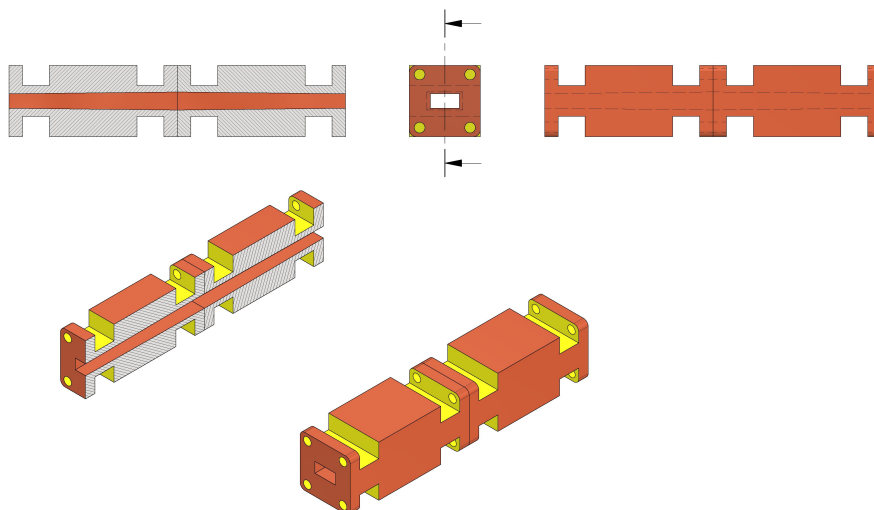


Figura 4.27: Configuração do padrão de calibração *Thru*

Para o padrão *Reflect*, foi modelada uma chapa em alumínio, para refletir a radiação incidente. Pela Figura 4.28 é possível ver a configuração que será implementada. Os furos servem para fixar a placa, com parafusos M3, na cavidade do adaptador. Este procedimento foi efetuado para evitar perturbações na calibração e medições posteriores. É necessário que seja a mesma chapa aplicada nos dois portos para garantir uma correta calibração.

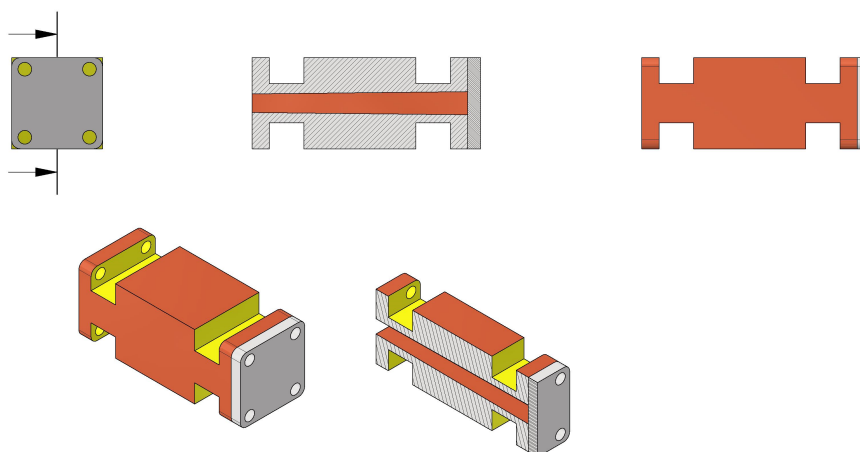


Figura 4.28: Configuração do padrão de calibração *Reflect*

Para ao padrão *Line*, foi modelada uma chapa para introduzir entre os dois adaptadores, como é possível ver na Figura 4.29. Esta configuração contempla um comprimento adicional que deve ser maior que 20 e menor que 160 graus [51]. Significa que para uma banda de frequências, são necessários diversas espessuras de chapas diferentes. Neste caso, foi modelada uma chapa com um quarto comprimento de onda elétrico (90°). Esta apresenta a cavidade no interior com dimensões 5.35×10.7 mm, de forma a que na outra extremidade do adaptador, seja colocado um segundo WR34 para conectar ao VNA.

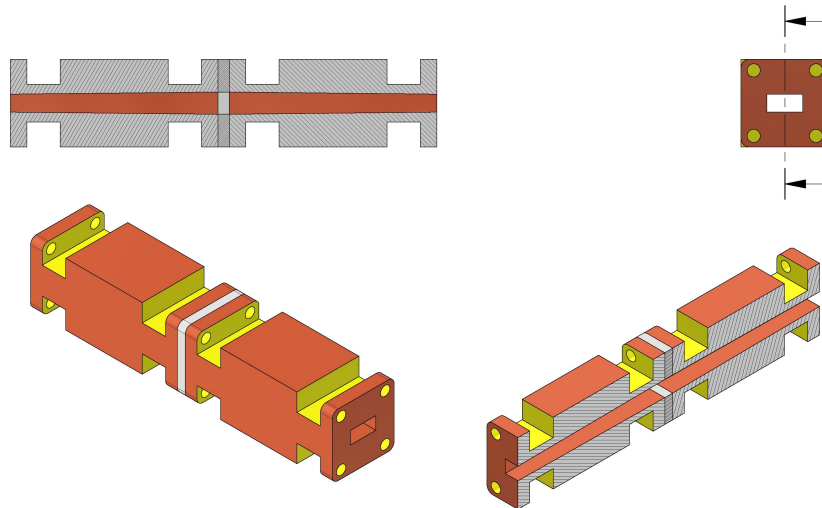


Figura 4.29: Configuração do padrão de calibração *Line*

4.5.1 Resultados

Com a simulação dos dois elementos adjacentes, foram atualizadas as dimensões da célula unitária para $3 \times 3.2\text{ mm}$, sendo que estas contemplam o efeito de agregado infinito e o efeito de acoplamento mútuo entre células adjacentes. Os resultados obtidos são apresentados nas Figuras 4.30a e 4.30b.

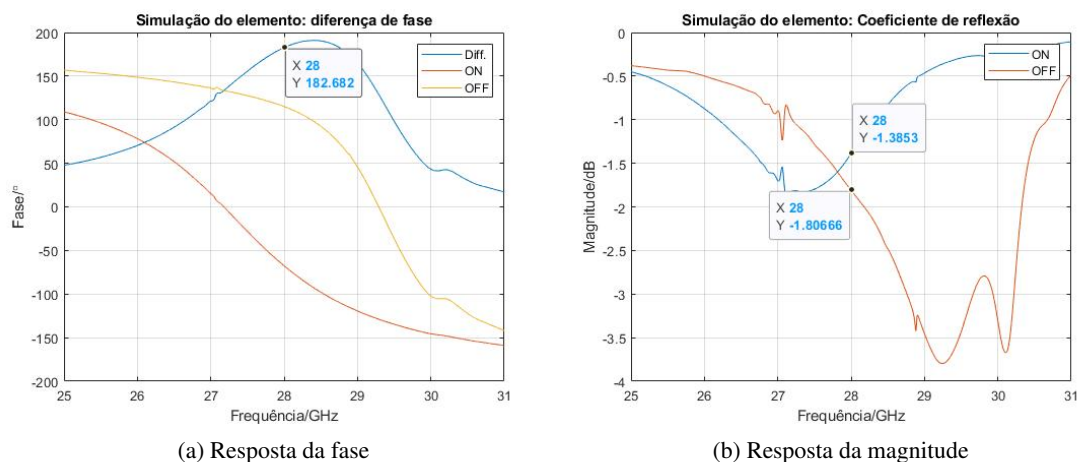


Figura 4.30: Resultados da simulação do coeficiente de reflexão de dois elementos adjacentes

Considerando um valor máximo de 3 dB na magnitude do coeficiente de reflexão, os dois elementos apresentam diferença de fase entre os dois estados do díodo, para uma gama de frequências de aproximadamente de 4 GHz. Um coeficiente de reflexão de -3 dB corresponde a uma perda de metade da potência. Ou seja, apenas é refletida metade da potência, que foi incidida na célula. Por isso, foi considerado como o limite aceitável, para este dimensionamento.

Para os 28 GHz, através da otimização do dimensionamento da célula, foi adicionada uma margem de 2° , para garantir que se obtinha os 180° , objetivo desta dissertação.

4.6 Medição Experimental

A PCB foi fabricada pela EuroCircuits e é apresentada na Figura 4.31.

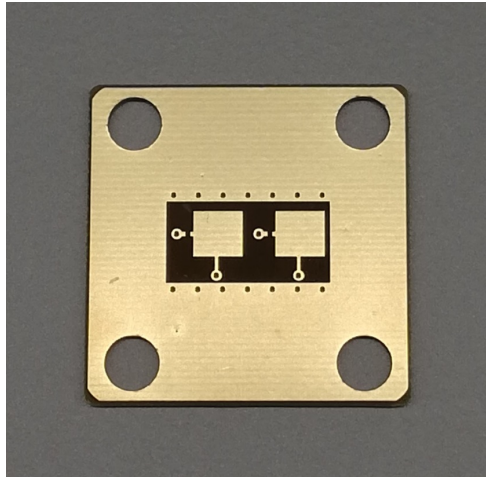
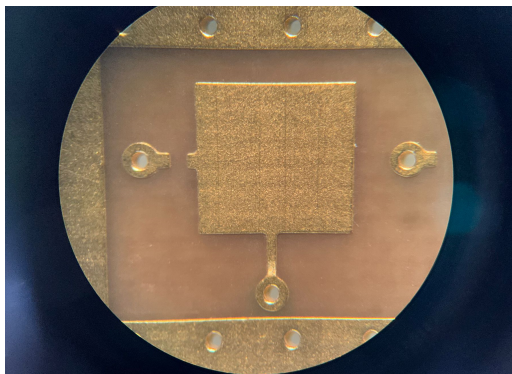
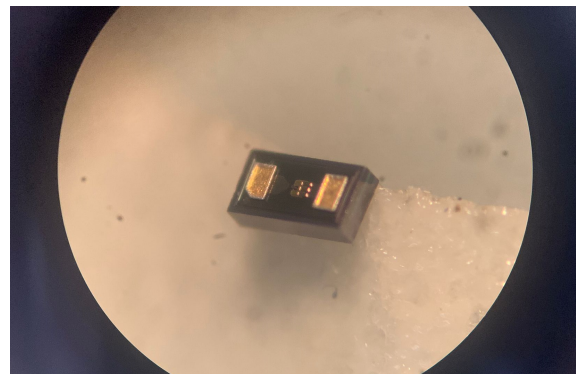


Figura 4.31: Parte frontal da PCB fabricada com dois elementos adjacentes

Na Figura 4.32a, é apresentada a PCB com os dois elementos e respetiva posição onde se coloca o díodo. De salientar a parede de vias abordada em secções anteriores. Na Figura 4.32b, é apresentado o díodo PIN que integra o protótipo. O contacto lascado é o cátodo. Este foi posicionado virado para o elemento, de modo a que estivesse em contacto com o ponto de tensão positiva. O ânodo está colocado perto da via, que tem contacto com o plano de massa.



(a) Elemento refletor



(b) Díodo PIN

Figura 4.32: Visão ao microscópio dos componentes antes do processo de soldagem com ar quente

O passo seguinte foi soldar dois díodos na PCB. Devido às suas dimensões reduzidas, foi utilizada uma pistola de ar quente e o microscópio, como é apresentado na Figura 4.33. Foi identificada uma seta desenhada no díodo, que aparece na folha de características [38]. Esta permite identificar o ânodo do díodo. O que garantiu que este se encontrava na posição correta, aquando o processo de soldagem. Esta característica pode ser observada na Figura 4.34. A folha de características pode ser observada nos anexos, no final do documento.

Para facilitar o processo de soldagem foi adicionado fluxo, tanto à *solder paste*, como à PCB. O fluxo permite retirar o óxido do metal e fomentar a sua junção, o que facilitou bastante o processo de soldagem com ar quente. Posteriormente, a placa foi limpa com isopropileno, que não deixa resíduos. Finalmente, recorrendo a um multímetro, foi verificado se o processo de soldagem foi efetuado com sucesso (por exemplo, observado se havia contato entre os dois terminais do diodo com este desligado, ou se havia algum contacto indesejado, com as vias a fazer um curto).

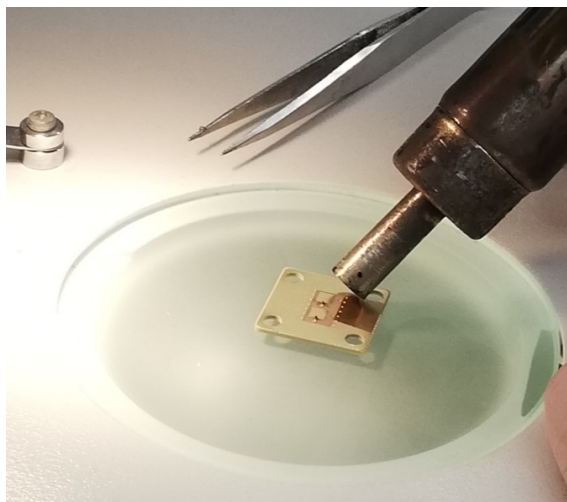


Figura 4.33: Processo de soldagem dos dois diodos na PCB fabricada

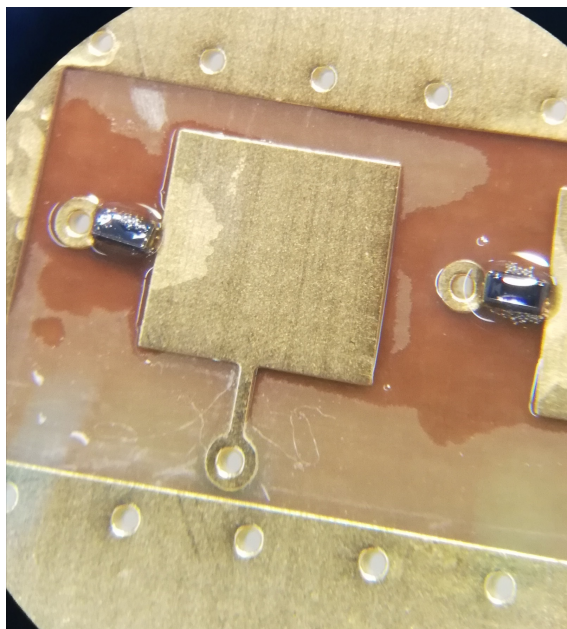


Figura 4.34: PCB com os dois diodos soldados um em cada elemento refletor

Na Figura 4.35, está representado o *kit* de calibração TRL que foi modelado e mandado fabricar. Como foi referido anteriormente, o *kit* é constituído por um padrão de *reflect*, um de *Line* com um quarto comprimento de onda (aproximadamente 2.68 mm de espessura) e outro adaptador para efetuar o padrão *thru*.

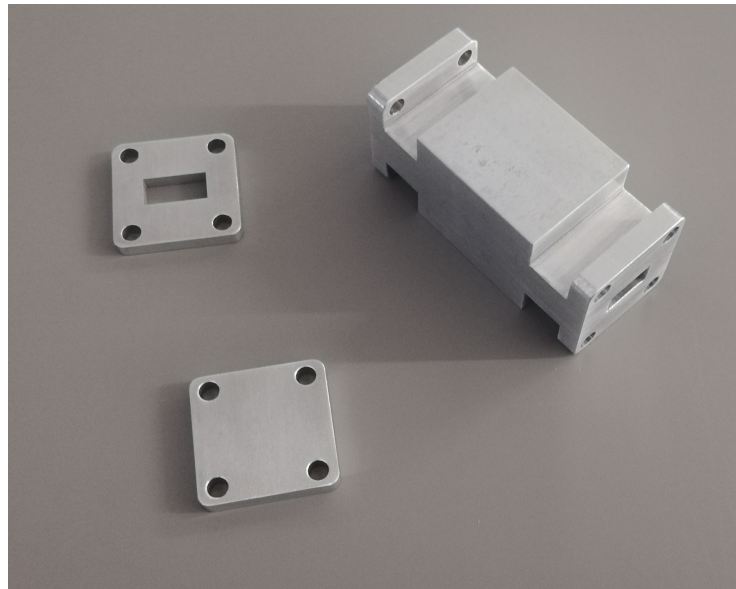


Figura 4.35: *Kit* de calibração TRL para o VNA a 28 GHz

Foi criado no VNA um novo padrão de calibração e configurado para as frequências de operação do WR34, como é apresentado na Figura 4.36. Foram inseridos também os dados de frequência de corte e o rácio de altura/largura da cavidade do guia de onda.

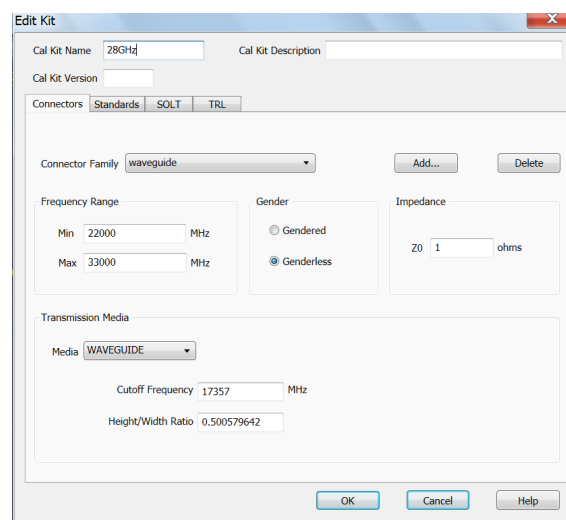


Figura 4.36: Configuração do VNA para a calibração TRL

A configuração do padrão *thru* está apresentada na Figura 4.37.

Figura 4.37: Configuração no VNA do padrão de calibração Thru

Para a configuração do padrão *Line*, foi necessário calcular o atraso introduzido pelo adicional quarto comprimento de onda. A configuração está apresentada na Figura 4.38. A expressão do atraso, em segundos, é dada por [52]:

$$atraso(s) = \frac{l \times \sqrt{\epsilon_r}}{c} \quad (4.4)$$

Em que l é o comprimento de deslocamento físico do plano de referência, c a velocidade de propagação das ondas eletromagnéticas no vazio e ϵ_r a permitividade relativa (constante dielétrica) do meio de transmissão = 1,000649 no ar, ao nível do mar e 50% de humidade [52]. Com estas definições de deslocamento, o VNA pode calcular a impedância característica da linha de transmissão, fases de propagação e constantes de perda do padrão de calibração [52].

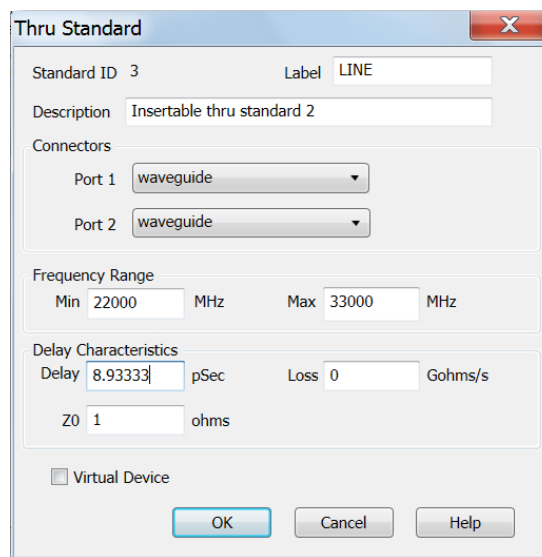


Figura 4.38: Configuração no VNA do padrão de calibração Line

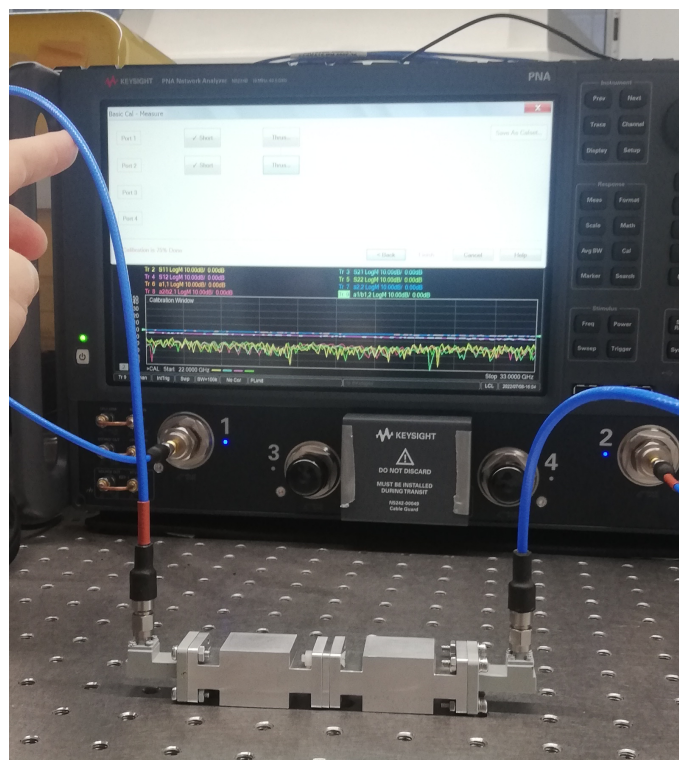


Figura 4.39: Configuração experimental do padrão Line

A configuração do padrão *reflect* foi efetuada como é apresentado na Figura 4.40.

Figura 4.40: Configuração no VNA do padrão de calibração Reflect

A configuração da caracterização experimental é apresentada nas Figuras 4.41 e 4.42. O elemento não pode ser deslocado ou movido durante a medição, uma vez que é fixado na cavidade do adaptador de guia de onda. Portanto, não deverá ocorrer nenhuma deflexão nos resultados obtidos devido à montagem ou posteriores modificações. É de salientar que foi usado um parafuso de *nylon* para uma das extremidades, de forma a que não fizesse contacto com o circuito de polarização (provocando um curto-circuito). Finalmente, para polarizar o díodo foi conectada a fonte de tensão nos contactos da PCB, como é possível ver na Figura 4.43.

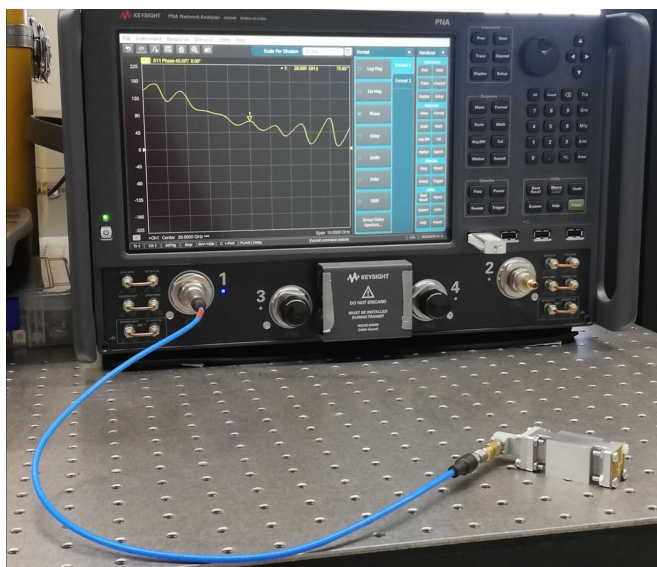


Figura 4.41: Configuração da caracterização experimental de duas células adjacentes com ênfase na ligação ao porto 1 do VNA



Figura 4.42: Configuração da caracterização experimental de duas células adjacentes com ênfase no guia de onda e respetivo adaptador com a PCB fixada na cavidade

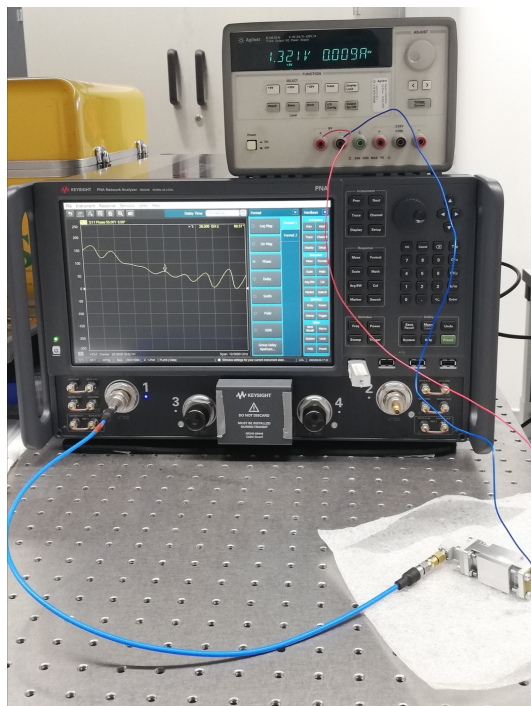


Figura 4.43: Configuração da caracterização experimental de duas células adjacentes com ênfase na conexão à fonte de alimentação para modificar o estado dos dois díodos ligados em paralelo

4.6.1 Resultados

Os resultados obtidos são apresentados nas Figuras 4.44a e 4.44b. É apresentada apenas uma curva, pois a resposta em frequência do coeficiente de reflexão não alterou com a mudança do estado do díodo.

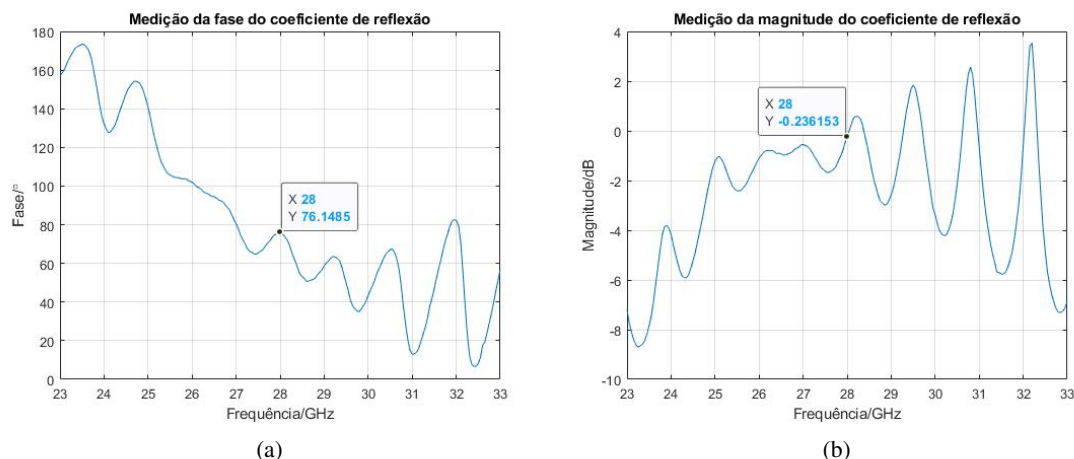


Figura 4.44: Resultados experimentais obtidos no VNA

São apontadas algumas razões para a discrepância entre os dados da simulação e os obtidos experimentalmente.

Estes resultados foram obtidos apenas com a opção de *Port Extensions*, o que revelou ser ineficiente, pois a resposta da fase do elemento apresenta bastantes oscilações e não corresponde ao que foi simulado. É possível que os picos anormais observados na magnitude do coeficiente de reflexão estejam relacionados também com uma calibração pouco precisa. Mais concretamente, existem zonas do espectro, onde a magnitude se encontra acima dos 0 dB. Esse fenómeno implica que está a ser refletida mais radiação, do que a incidida no elemento, o que é fisicamente impossível. É também sugerido aumentar a análise da gama de frequências de 22 a 33 GHz, de forma a visualizar toda a banda de funcionamento do guia de onda WR34. O que representa apenas mais 1 GHz, em relação aos dados obtidos. Adicionalmente, foi verificado com um multímetro, se o díodo estaria a ser alimentado corretamente. Como era o caso, é possível que estivesse a ocorrer variação de fase, porém bastante reduzida.

A segunda abordagem foi efetuar calibração TRL, com o *kit* anteriormente visto. Foram obtidos os resultados das Figuras 4.45 e 4.46. Verifica-se maior coerência na magnitude do coeficiente de reflexão, em relação à calibração anterior. É de salientar, um pico superior a 0 dB, à frequência de 28.82 GHz, possivelmente associado a alguma falha na calibração ou incertezas no fabrico dos adaptadores.

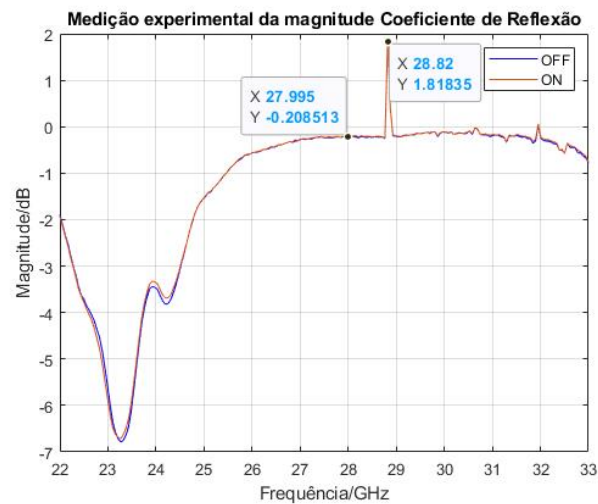


Figura 4.45: Magnitude do coeficiente de reflexão com a calibração TRL

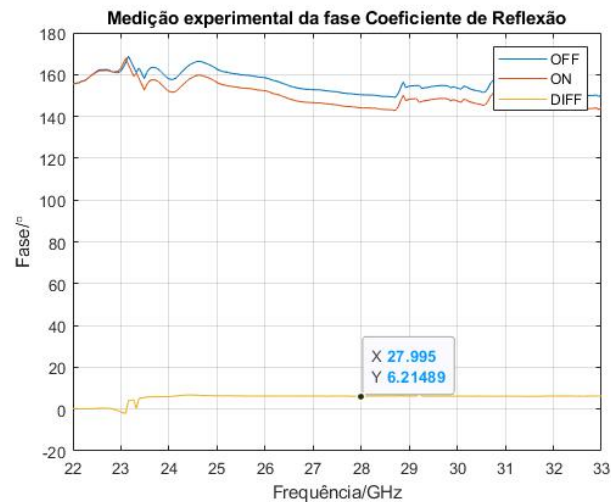


Figura 4.46: Fase do coeficiente de reflexão com a calibração TRL

Com a mudança do estado do díodo, verifica-se uma ligeira variação de fase de 6° , longe do que era esperado pelas simulações. Esta discrepância pode estar relacionada com um erro de polarização, pois a propagação do modo TE_{10} , encontra-se perpendicular ao plano do díodo. Quando é o caso, o díodo não consegue perturbar as correntes que percorrem a *patch*. A solução seria mandar fabricar uma PCB, com os elementos rodados de 90° . Contudo, dada a curta duração deste trabalho, não foi possível concretizar esta confirmação.

Esta característica foi observada igualmente no simulador, nas Figuras 4.47 e 4.48. É possível perceber que a mudança do estado do díodo não afeta a fase da onda refletida, quando vista a excitação do modo perpendicular ao plano do díodo.

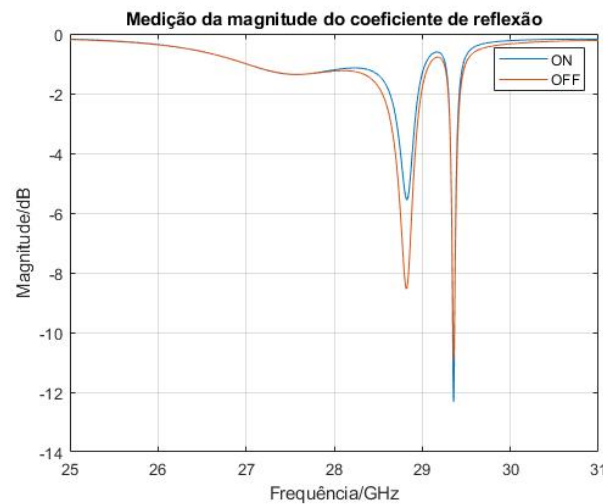


Figura 4.47: Magnitude do coeficiente de reflexão com o modo perpendicular ao plano do díodo

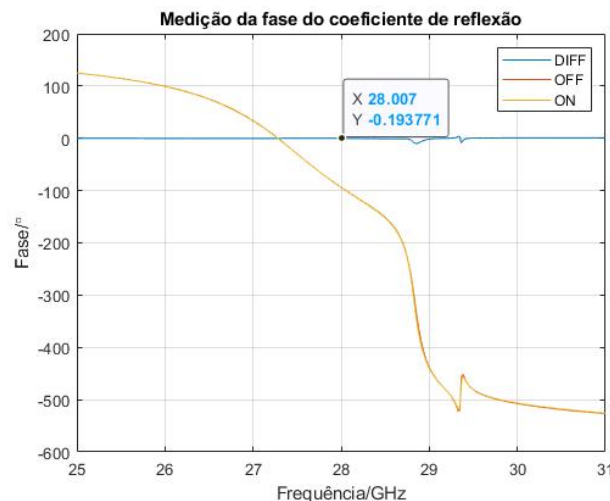


Figura 4.48: Fase do coeficiente de reflexão com o modo perpendicular ao plano do díodo

Contudo, é obtida uma variação de fase superior, à que foi obtida em laboratório. Esta discrepância é provável que surja devido ao tipo de simulação que foi efetuada. A excitação é imposta através de modos Floquet, que considera ambiente de agregado infinito. Contudo, no laboratório está a ser testada a PCB, com paredes de metal do guia de onda, ao redor da placa.

Adicionalmente, esta discrepância observada na curva da fase, pode estar relacionada com incertezas no fabrico da PCB ou com o plano de massa e respetiva ligação às vias. Foi observado em secções anteriores, que uma ligeira variação na espessura do substrato, implica oscilações na frequência de ressonância do elemento refletor. O mesmo se verifica para o comprimento do elemento refletor. E quanto maior a frequência de operação, maior a oscilação, para a mesma variação. O que pode significar que a frequência com maior variação de fase, está deslocada e não consiga ser visível na banda de operação do guia de onda WR34. Esta discrepância pode derivar também da variação das propriedades do material, que são propostas na folha de características

[39]. Os fabricantes fornecem apenas informação da tangente de perdas até aos 10 GHz. Contudo, não é o fator determinante, visto alguns autores sugerirem que a variação da tangente de perdas é aproximadamente linear com a frequência [42].

Foi observado que a folha de características do diodo, fornecida pelo fabricante [38], não continha a curva característica $I(V)$. Desse modo, foi traçada laboratório com a configuração de teste e os resultados obtidos são apresentados na Figura 4.49. Esta curva permite a caracterização do comportamento físico diodo, para diferentes valores de tensão. Mesmo que a configuração final vá contemplar uma resistência em série adicional, traçar a curva característica do dispositivo fez todo o sentido, pois se obtém melhor precisão do comportamento do diodo para futuras iterações.

Um diodo é um dispositivo semicondutor, que apenas permite a passagem de corrente numa única direção.

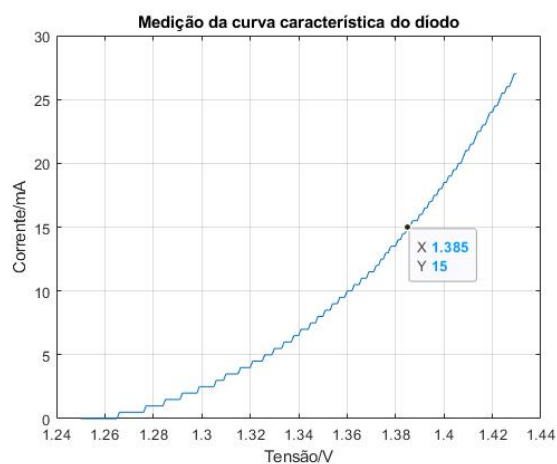


Figura 4.49: Curva $I(V)$ característica do diodo

Com tensões positivas e acima de um valor limite de tensão, esta curva aumenta exponencialmente, o que indica que a corrente é livre de circular pelo dispositivo. Extrapolando o conceito, para tensões negativas a corrente permanece praticamente zero.

Capítulo 5

Agregado de elementos

Baseado na célula unitária desenvolvida, foi projetado um agregado de 20×20 elementos refletores semelhantes (IRS), aproximadamente $10 \times 10\lambda$ (em que λ é o comprimento de onda a 28 GHz). A distância entre elementos é 0.5λ , de forma a minimizar lóbulos secundários [44], como foi observado em secções anteriores. Cada elemento está conectado individualmente a um díodo PIN, perfazendo um total de 400 díodos.

5.1 Simulação do agregado de elementos

A simulação do agregado não pode ser suportada através da excitação com modos Floquet. Essa excitação considera o efeito da existência de elementos adjacentes, contudo não tem em conta que os elementos no centro do agregado, são afetados de forma diferente, do que os que estão nos limites do agregado.

Dada essa limitação, a excitação de onda incidente foi desenvolvida, através de uma antena transmissora de modelo PE9851A-20, com 20 dBi de ganho. As dimensões foram obtidas no desenho CAD (*Computer-Aided Design*) da folha de características, que se encontra nos anexos do documento [53].

A antena transmissora e o agregado estão distanciados de 10λ para garantir um rácio de F/D igual a 1 [45], sendo (F) a distância focal da antena e (D) a abertura física do agregado de elementos. Este é o valor mais usado na literatura e está relacionado com a eficiência de iluminação da antena transmissora no agregado.

Foi também observado em [43], que aumentar o rácio F/D, provoca um aumento de largura de banda do agregado refletor. Sendo que para um agregado com dimensão de 25λ , um rácio de F/D igual a 2, provoca cerca de 70% de melhoria da sua largura de banda [43].

Os resultados da modelação e simulação da antena são apresentados na Figura 5.1. O ganho obtido foi 21.09 dBi, com largura de feixe de meia potência (HPBW) aproximadamente 17° .

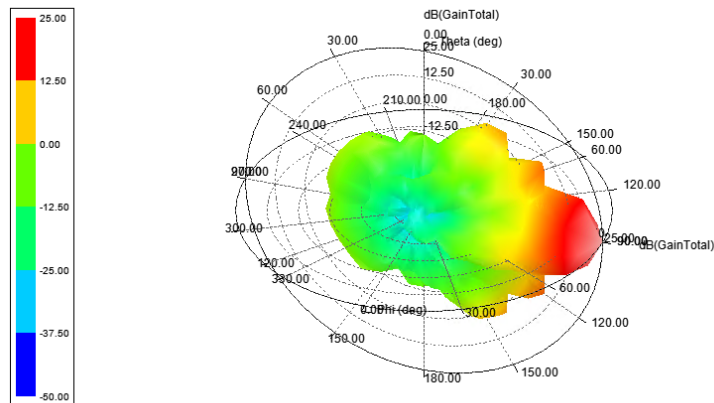


Figura 5.1: Diagrama de radiação 3D da antena transmissora em função de θ

A simulação do agregado foi desenvolvida através método híbrido FE-BI (*Finite Element Boundary Integral*), que combina os métodos de *Finite Element* (FEM) e *Integral Equation* (IE). Esta configuração permite diminuir significativamente o tempo de simulação, bem como o espaço de disco usado [54]. A configuração da simulação é apresentada na Figura 5.2.

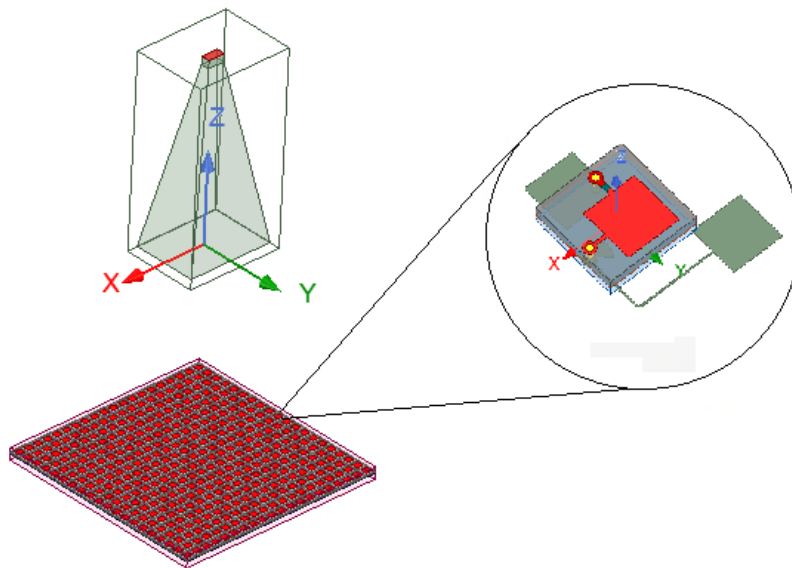


Figura 5.2: Modelo HFSS onde são apresentadas as caixas independentes FE-BI, ao redor do agregado e da antena transmissora

O agregado e a antena transmissora estão rodeados por duas caixas de ar independentes, com a atribuição de condição fronteira FE-BI. O método FEM é aplicado ao interior das estruturas enquanto IE é atribuído à parte exterior das caixas [45]. É por isso, contabilizado rigorosamente todas as interações entre a antena e o agregado.

Para a modelação dos díodos PIN foi usada uma aproximação, com o seu circuito equivalente RLC e assinalada a condição fronteira *Lumped RLC*. Pois seria inconcebível conectar 400 matrizes

de parâmetros S , em pós processamento e modificar o seu estado individualmente. Contudo, é de salientar que esta simulação não será tão precisa como a que foi realizada com a célula unitária, através da matriz de parâmetros S do díodo PIN. É esperado que ganho que será obtido experimentalmente, seja inferior ao obtido por simulação.

Ao contrário da condição fronteira de impedância, o *Lumped RLC* permite especificar diretamente um valor de resistência, indutância ou capacidade. Posteriormente, o HFSS calcula a impedância por área do circuito RLC [9] para cada frequência, convertendo assim a condição fronteira RLC, numa de impedância.

Quando é criada uma condição fronteira *Lumped RLC*, os componentes são adicionados em paralelo. Assim, para a criação de componentes em série, é necessária a criação de duas condições fronteira RLC separadas.

Como para a criação do estado ON são necessárias duas condições e no OFF apenas uma, na segunda condição do estado OFF é assinalada uma resistência baixa de $R = 0.005\mu\Omega$, como é apresentado na Figura 5.3. Não foi assinalado o valor 0Ω como seria o ideal, pois provocaria problemas na simulação.

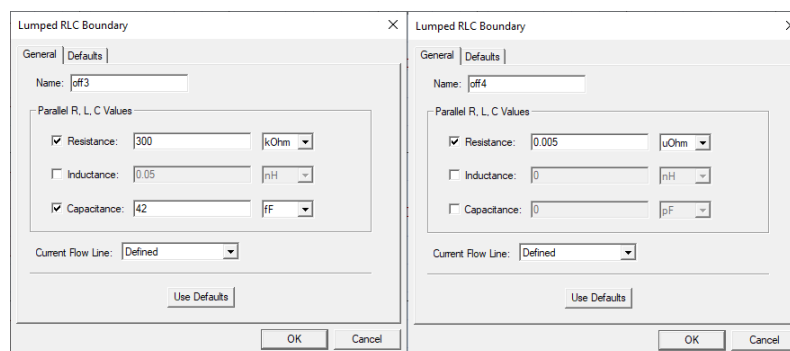


Figura 5.3: Caixa de propriedades de duas condições fronteira *Lumped RLC* para simular o estado OFF do díodo PIN

Uma desvantagem no uso da condição *Lumped RLC*, é que não permite a mudança em pós processamento. Ou seja, quando de qualquer mudança no estado dos díodos, é necessário repetir novamente toda a simulação. Ao contrário do que acontecia com o uso da matriz dos parâmetros S . Para o controlo dos díodos PIN foi desenvolvido um código Matlab. Este produz um ficheiro em formato .vbs, que permite alterar os valores das condições fronteira, para simular a mudança de estado do díodo.

Para controlar os *shift register* e posteriormente, o estado de cada elemento refletor, será adicionada e programada uma FPGA de modelo EK-U1-ZCU216-ES1-G [56].

Esta foi escolhida porque o modelo se encontrava disponível na faculdade, o que facilita a posterior implementação do agregado. Esta FPGA apresenta 400 entradas/saídas. Contudo, serão apenas usadas 50, para o controlo dos *shift registers*. Os díodos PIN são conectados à placa de controlo, através da rede de *shift registers*. Poderiam ser conectados os 400 díodos diretamente à FPGA, no entanto é garantido um protótipo mais robusto e compacto com apenas uma FPGA e uma rede de *shift registers*.

Posteriormente, será desenvolvido um código em Matlab ou Python, para controlar a FPGA. Esta vai permitir alterar independentemente o estado de cada díodo, fornecendo assim a propriedade de controlo da reflexão em ângulo controlado. O esquemático do circuito de controlo está representado na Figura 5.4.

5.3 Redirecionamento do feixe

Para redirecionar o feixe numa determinada direção, é necessário o cálculo da fase requerida para cada elemento refletor (ϕ_R). Esta pode ser obtida usando as seguintes expressões [57]:

$$\phi_R = k \times (d_i - (x_i \cos \phi_b + y_i \sin \phi_b) \sin \theta_b) \quad (5.1)$$

$$d_i = \sqrt{(x_i - x_f)^2 + (y_i - y_f)^2 + z_f^2} \quad (5.2)$$

onde k é o número de onda, d_i representa a distância entre o centro da antena transmissora (x_f, y_f, z_f) e o elemento i do agregado, (x_i, y_i) é a posição de cada célula unitária e (θ_b, ϕ_b) é a direção do lóbulo principal do agregado refletor.

Esta equação permite compensar os atrasos de fase espaciais (dado que os 400 elementos estão distribuídos pelo espaço) e redirecionar o feixe do agregado refletor a 28 GHz para uma direção desejada [57].

Se fossem usados elementos reconfiguráveis com variação de fase de 360° , a compensação de fase de cada elemento seria contínua. No entanto, para o agregado com controlo binário, é necessária uma quantização de fase de cada elemento para os dois estados de operação do díodo. A distribuição de fase de cada elemento na superfície refletora é calculada para um ângulo de $\theta_b = 0^\circ$, a Figura 5.5 apresenta a compensação contínua.

A equação 5.3, permitiu quantizar a fase contínua obtida anteriormente, para apenas dois valores de fase [8]. A Figura 5.6, apresenta o resultado de quantização de 1-bit da Figura 5.5.

Os valores usados como referência são os obtidos por simulação, nomeadamente os da Figura 4.30a, sendo que no estado OFF é obtido 115.15° e ON -67.41° a 28 GHz.

$$\phi_{quant} = \begin{cases} 115.15^\circ, \phi_{cont} \in [40^\circ, 220^\circ[\\ -67.41^\circ, \phi_{cont} \in \text{outros} \end{cases} \quad (5.3)$$

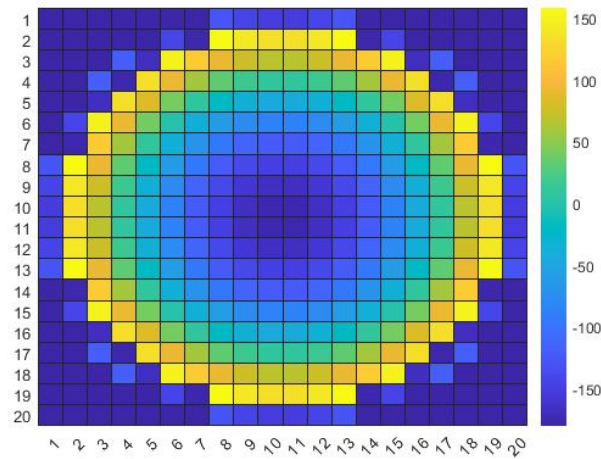


Figura 5.5: Distribuição de fase contínua da superfície refletora

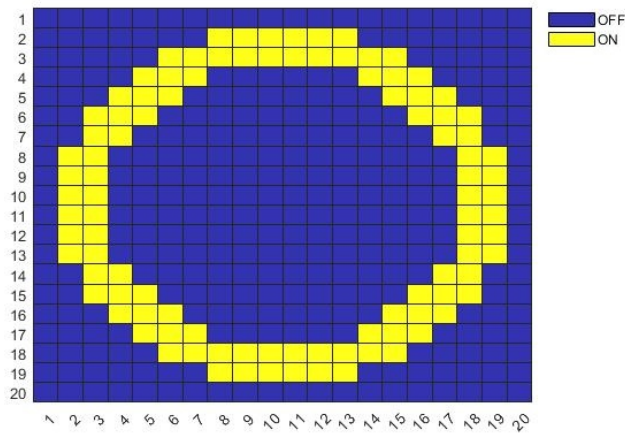


Figura 5.6: Distribuição do estado dos díodos da superfície refletora

Contudo, a quantização de 1-bit afeta significativamente a eficiência do agregado. De acordo com a análise teórica de perda de potência em [5], no caso geral de b -bit elementos, a quantização para 1-bit significa a redução em $\eta(1) = -3.9$ dB da potência refletida, devido a erros de quantização de fase. Para mitigar esta redução de desempenho resultante da quantização, pode ser desenvolvido IRS com controlo de fase contínuo, contudo aumenta a complexidade e o custo do sistema.

Número de bits de controlo: (b)	$b=1$	$b=2$	$b=3$	$b=\infty$ (fase contínua)
Perda de potência: $1/(\frac{2^b}{\pi} \sin(\frac{\pi}{2^b}))^2$	3.9 dB	0.9 dB	0.2 dB	0 dB

Tabela 5.1: Reprodução de [5]: A perda de potência em IRS com a discretização das fases

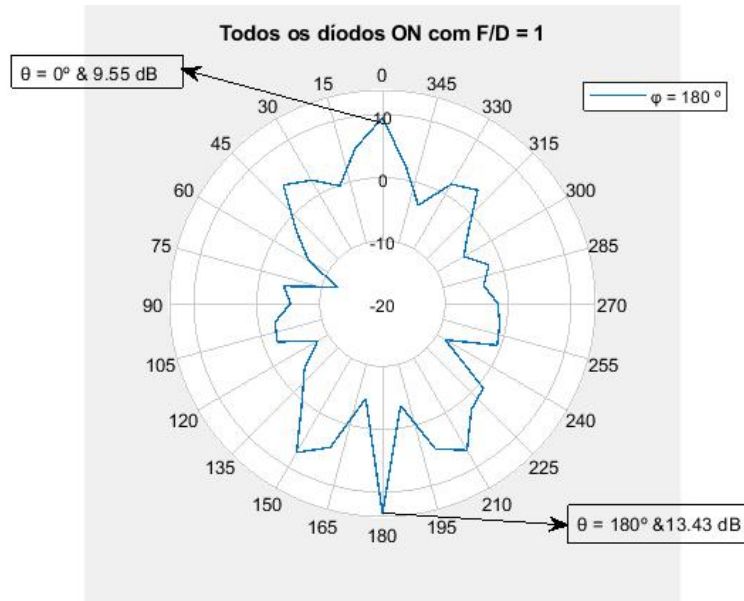
No entanto, foi verificado pelos autores em [5], que para um número de elementos elevado ($N \rightarrow \infty$), o rácio de redução de potência ($\eta(b)$), depende apenas do número de níveis discretos de fase. O que implica que o projeto de IRS pode ser simplificado, através do uso de fases discretas, sem comprometer o seu desempenho para elevadas dimensões. Pela Tabela 5.1, $\eta(1) = -3.9$ dB, $\eta(2) = -0.9$ dB e $\eta(3) = -0.2$ dB, usando 2 ou 3-bit estados de mudança de fase é praticamente suficiente para atingir um desempenho próximo do ideal, com apenas 0.9 dB ou 0.2 dB de perda de eficiência.

Existe um balanço entre o número de elementos refletoras (N) e a resolução do controlo de fase (2^b) no dimensionamento de IRS. Por exemplo, pode-se dimensionar um protótipo de IRS de grandes dimensões (elevado valor de N elementos refletoras), cada um com baixa resolução (número reduzido de b) de controlo de fase, que representa baixo custo por elemento. Ou um número reduzido de elementos refletoras (menor N), com maior resolução (elevado b) de controlo de fase, portanto maior custo por elemento, para alcançar a mesma potência recebida pelo utilizador [5].

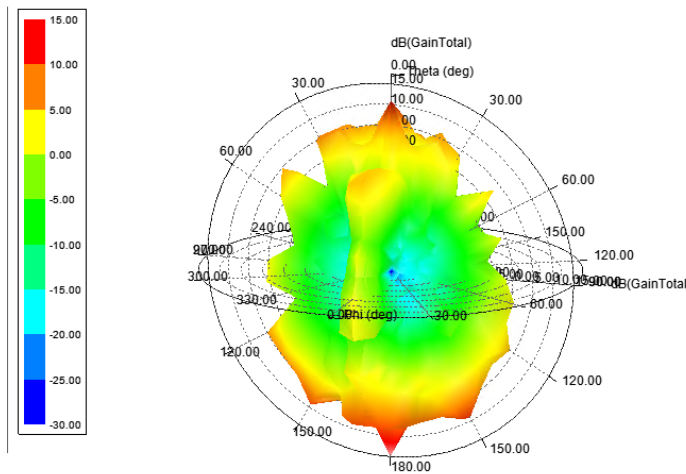
Como tal, N e b podem ser definidos de forma flexível, com base no desempenho exigido e restrições de custo de fabrico para cada elemento refletor, de modo a maximizar o rácio custo-benefício de um protótipo de IRS.

5.4 Resultados

Devido à curta duração desta dissertação e dificuldades em simular um agregado de elevadas dimensões (incompatibilidade de versões do simulador e elevado número de recursos computacionais necessários para a simulação), foi modelado apenas um agregado 7×7 , com 49 elementos. No entanto, esta redução de elementos traz desvantagens como uma redução do ganho (cerca de 18.2 dBi, pela fórmula 2.5) e uma menor resolução na formação do feixe diretivo. Contudo, reduz significativamente o tempo necessário da convergência de uma solução e também a quantidade de memória computacional utilizada. Para um $F/D=1$ e todos os díodos no estado ON foi obtido o gráfico que é apresentado nas Figuras 5.7a e 5.7b.



(a)



(b)

Figura 5.7: Diagramas de radiação 2D com todos os díodos no estado ON

O lóbulo observado em $\theta = 180^\circ$ é gerado devido a ineficiência de iluminação da antena transmissora. Como o agregado tem dimensões reduzidas, parte da radiação emitida pela antena ultrapassa os limites do agregado (na literatura é conhecido o termo como *spillover*), o que provoca um lóbulo indesejado na parte inferior do mesmo. Quanto menor o agregado, mais acentuado o lóbulo indesejado em $\theta = 180^\circ$, para o mesmo rácio F/D.

Para comprovar a vabilidade do código desenvolvido para fazer uma reflexão em ângulo controlado, foram obtidas as fases necessárias para direccionar o feixe em $\theta = 30^\circ$, com uma matriz de 7x7 elementos. A Figura 5.8, apresenta a distribuição do estado dos díodos ao longo do agregado 7x7.

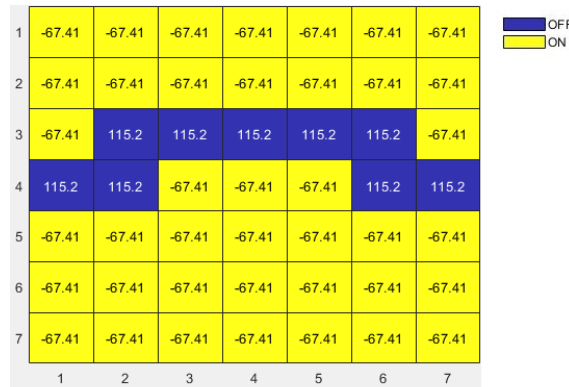


Figura 5.8: Distribuição quantizada do estado dos díodos ao longo do agregado de 7x7 elementos para $\theta = 30^\circ$

As Figuras 5.9 e 5.10 o ganho em função de θ obtido por simulação.

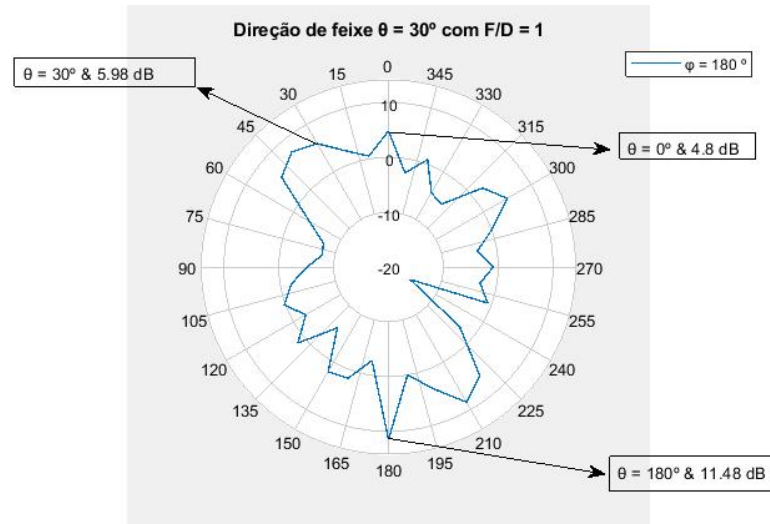


Figura 5.9: Diagrama de radiação 2D para $\theta = 30^\circ$ com $F/D=1$

É observado que foi criado um lóbulo para $\theta = 30^\circ$, embora com bastante ineficiência. É possível observar maior ganho para $\theta = 40^\circ$, em vez de $\theta = 30^\circ$. Este fenómeno é devido à baixa resolução do agregado, pois estão a ser contabilizados apenas 49 elementos, em vez dos 400 elementos propostos.

É de salientar também um lóbulo secundário indesejado em $\theta = 210^\circ$, direção oposta ao lóbulo principal. Os autores em [58], propõe mitigar este efeito, através da adição de um atraso de fase fixo e aleatório, para cada célula unitária.

Apesar de confirmada a capacidade de controlo de feixe, como o agregado, apresenta apenas dois estados de quantização de fase, a resolução do feixe não é a ideal, sendo que a eficiência sofre sempre de uma atenuação de 3.9 dB, como foi observado em secções anteriores.

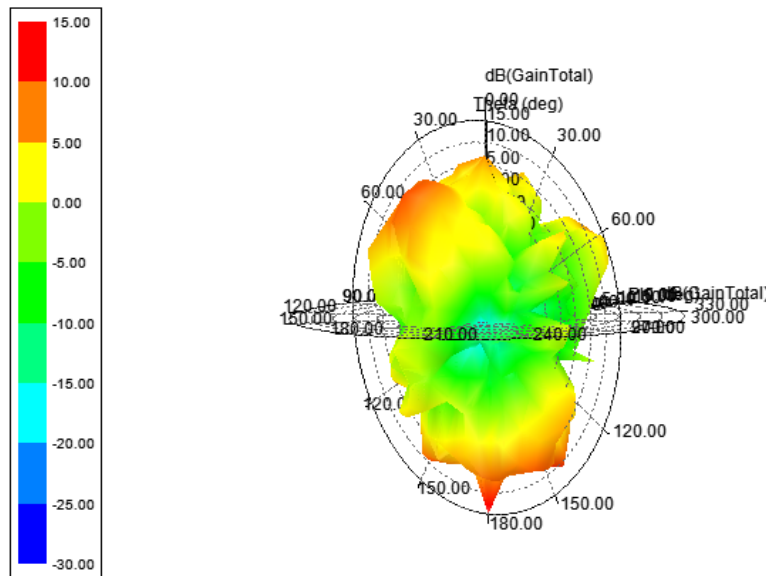


Figura 5.10: Diagrama de radiação 3D para $\theta = 30^\circ$ com $F/D=1$

Foi observado pelos autores em [59], que para uma antena, com ganho de 20 dBi, é possível aumentar a eficiência de iluminação reduzindo o rácio F/D de 1 para 0.5. A Figura 5.11, apresenta com mais detalhe a informação exposta.

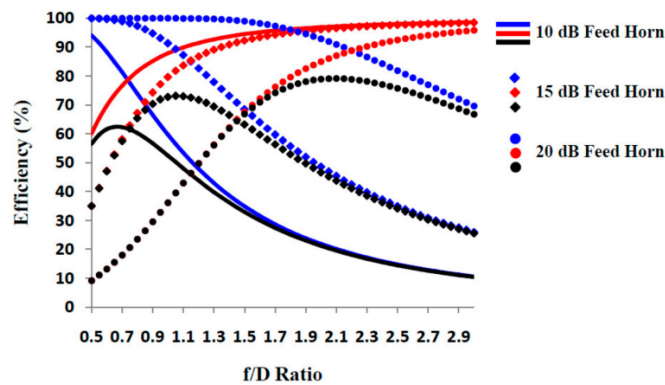
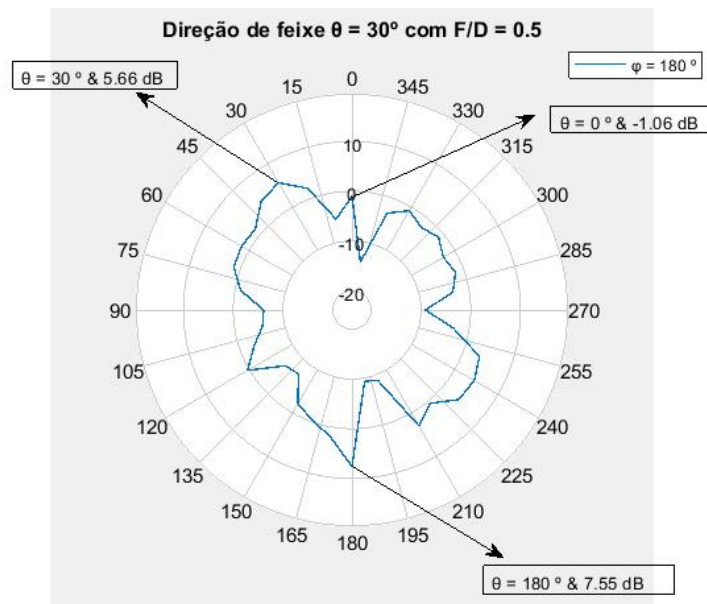


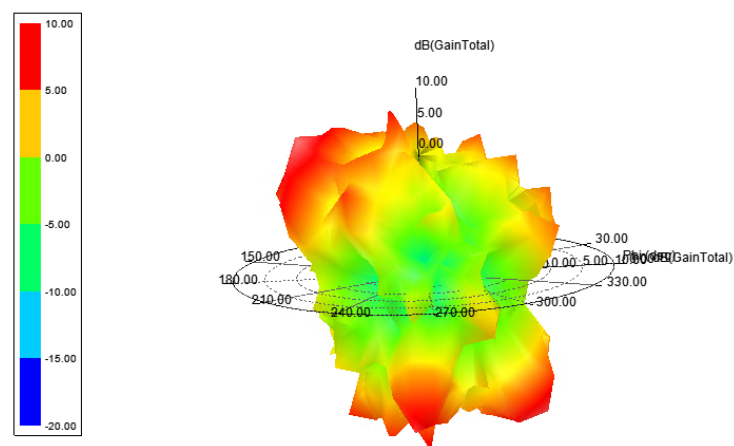
Figura 5.11: Reprodução de [59]: Eficiência de abertura da antena em função da distância de alimentação (F/D) com três ganhos diferentes (as cores referem-se a eficiências como: azul = *spillover*, vermelho = iluminação, preto = abertura física)

De forma a diminuir o lóbulo indesejado em $\theta = 180^\circ$ e conforme a Figura 5.11, foi simulado o agregado para um rácio $F/D=0.5$, com direção de feixe orientado para $\theta = 30^\circ$. Os resultados são apresentados nas Figuras 5.12a e 5.12b.

É de salientar que o ganho obtido para $\theta = 180^\circ$ é inferior em 5.6 dBi, em relação ao que foi obtido com $F/D=1$, na Figura 5.9. O que permite concluir que com o rácio $F/D=0.5$, se obtém maior eficiência de iluminação, embora que ligeiro (devido ao ganho elevado da antena transmissora) e vai de encontro ao que foi observado na Figura 5.11.



(a)



(b)

Figura 5.12: Diagramas de radiação para $\theta = 30^\circ$ com F/D=0.5

Capítulo 6

Conclusões e Trabalho Futuro

6.1 Dificuldades encontradas

Ocorreram alguns contratempos durante o desenvolvimento da dissertação, mas em particular salientar duas situações. Inicialmente, estava a ser usada a versão do simulador Ansys HFSS 15.0. Com esta versão, não foi possível alcançar o controlo da fase de reflexão esperado, o que dificultou bastante o desenvolvimento inicial. Para superar essa dificuldade, foi obtida a versão mais recente *Ansys Eletronics 2021*, que permite o uso de funcionalidades oferecidas pelo HFSS, com a vantagem da simulação de circuitos ativos em pós processamento. O que permitiu uma simulação mais precisa da célula unitária, através da matriz de parâmetros S do díodo fornecida pelo fabricante. Adicionalmente, quando foi necessária a simulação do agrupamento de elementos, verificou-se novamente incompatibilidade de versões do simulador. O computador atribuído para esta simulação apresentava apenas o Ansys 2017. Para além dos ficheiros já criados não abrirem com a versão mais antiga do simulador, faltavam funcionalidades essenciais, como a cópia de excitações e condições fronteira entre elementos. Para a resolução do problema foi desenvolvido novamente a célula unitária e antena transmissora na versão mais antiga do Ansys e simulados separadamente, para garantir que estavam corretos e de acordo com o que foi simulado no Ansys 2021. De seguida, foi desenvolvido código no Matlab, que permitisse configurar condições fronteira, por todo o agrupamento.

Outra situação relevante de ser referida, são as simulações necessárias, tanto para sintonizar a célula unitária, como para o desenvolvimento do agrupamento de antenas. O que se revelou bastante pesado em termos de memória computacional, tornando as simulações bastante lentas. Para superar isso, foram usados dois computadores disponíveis na faculdade e exploradas as opções de computação de alto desempenho (HPC) fornecidas pelo simulador. Dessa forma, o problema foi dividido em quatro diferentes tarefas, resolvidas em paralelo (menos RAM e menor tempo de simulação), convergindo mais rapidamente para uma solução, que atenda aos requisitos propostos. Outra configuração que permitiu reduzir o tempo de simulação em cerca de 50%, foi desativar a opção *lambda refinement*.

Outras dificuldades encontradas estão relacionadas com a encomenda das placas PCB, desde o atraso na resposta por parte dos fabricantes, a dificuldade destes em reproduzir com precisão o protótipo, bem como o elevado orçamento que inicialmente era proposto. A dificuldade dos fabricantes em reproduzir o protótipo dimensionado, teve por base os substratos com permissividade dielétrica bastante específica, o número ímpar de camadas de cobre e a elevada frequência de funcionamento do protótipo, que aumenta a sensibilidade do mesmo, a qualquer erro de fabrico que pudesse ocorrer. Para a resolução deste problema foram contactados diversos fabricantes e escolhidos os que atendiam melhor as necessidades. Foi também elaborado um estudo para compreender como contornar a falta de substratos com permissividade dielétrica de $\epsilon_r = 2.55$. Foi oferecida ao fabricante a possibilidade de utilizar um substrato com permissividade dielétrica, inferior ao valor pedido, pois seria apenas necessário aumentar a espessura do substrato, para o mesmo efeito de reflexão. Aumentando a espessura do substrato, não se seriam aumentadas as perdas por reflexão. O que não seria o caso, se a permissividade dielétrica do substrato fosse superior a 2.55. Para garantir que o protótipo seria reproduzido com precisão, foi também aumentado o diâmetro das vias, garantido afastamento mínimo entre zonas de cobre e contactados fabricantes, sobre eventuais áreas, onde pudesse haver maior probabilidade de erros de fabrico. Todas estas alterações foram confirmadas com o simulador, o que permitiu também obter maior sensibilidade dos parâmetros, que mais influenciam o comportamento da célula unitária refletora.

6.2 Conclusão e satisfação dos objetivos

Este trabalho introduz uma abordagem para um agrupamento com capacidade de reflexão em ângulo controlado, através da reconfiguração elétrica do estado dos elementos. Os objetivos propostos inicialmente foram cumpridos, exceto a validação experimental da formação de feixe, em ângulo controlado. Não foi possível obter os resultados esperados, com as medições experimentais efetuadas. Contudo, foram apontadas razões para explicar as discrepâncias. Devido às dificuldades encontradas e curta duração deste trabalho, não foi possível resolver essas questões e provar experimentalmente a viabilidade do protótipo.

A demanda por antenas reconfiguráveis para suportar as futuras comunicações 5G *mmWave* está a aumentar nos últimos anos. Graças à simplicidade da geometria e a capacidade de operar com comutadores de apenas 1-bit, esta configuração pode ser escalada para funcionar em sistemas de comunicações a altas frequências (*mmWave* e *THz*), usando comutadores baseados em transístores (CMOS) ou materiais sintonizáveis, como grafeno. Para além de que o ganho é proporcional ao número de elementos refletoras.

Como o agrupamento usa apenas díodos PIN para controlar a direção do feixe, o consumo de potência é bastante baixo (cerca de 8 W), comparado com agrupamentos ativos convencionais. O potencial de IRS em funcionar a baixa potência abre portas para i) futuras comunicações sem fios sustentáveis e ii) a implementação em locais, onde o acesso a energia é limitado ou não existente. Como alternativa a díodos PIN, comutadores baseados em transístores [60], são dispositivos promissores para o controlo de fase em IRS, com ainda menor consumo de potência, na ordem dos $200 \mu\text{W}$.

6.3 Trabalho Futuro

Os trabalhos existentes em IRS para auxiliar as comunicações sem fios são maioritariamente baseados na suposição de mudança de fase contínua nos elementos refletor. No entanto, na prática, é difícil o fabrico de cada elemento refletor, pois incorre em elevados custos. Por exemplo, para obter 16 níveis de fase, seriam necessários 4 díodos por cada elemento refletor. Isso não só dificulta o dimensionamento, devido ao tamanho limitado do elemento, como requer mais pinos para controlar os díodos PIN no controlador de IRS. Embora apenas um díodo *varactor* possa ser usado para atingir um controlo mais dinâmico de fase, este requer valores elevados de tensão de polarização, fora que o seu uso não é viável para altas frequências ($> 10 \text{ GHz}$). Por isso, para o desenvolvimento de grandes superfícies de IRS é indicado o uso de dispositivos com fases discretas com poucos bits de controlo, visto ser a opção mais eficiente em termos de custo-benefício. Dessa forma, é proposto para trabalho futuro, o desenvolvimento de IRS com mais um díodo PIN por elemento refletor, para mitigar os erros de quantização decorrentes da amostragem com um número reduzido de bits [58]. Como foi obtido em [5], usando reconfiguração de elementos de 2-bit (quatro valores diferentes de fase), é praticamente suficiente para atingir um desempenho próximo do ideal, com apenas 0.9 dB de perda de eficiência. É proposto também elaborar um documento, com uma lista de fornecedores e fabricantes certificados pela faculdade, com garantias de prazos e qualidade, para facilitar e acelerar o processo de encomenda de material, para o desenvolvimento de trabalhos futuros. Finalmente, é proposto fazer uma API para o HFSS e simular tudo através do Matlab. O objetivo seria desenvolver código que permita a construção do agrupamento, bem como respetivas condições fronteira e excitações para evitar passos intermédios que consomem mais tempo.

Anexo A

```

4  %% Reflectarray Properties
5
6  freq = 28*10^9; % Reflectarray Frequency
7  wavelength = physconst('LightSpeed')*1000/freq;
8  k = 2*pi/wavelength; % Wave Number
9
10 theta_dir = 30; % Desired Beam Theta Direction (deg)
11 phi_dir = 0; % Desired Beam Phi Direction (deg)
12 phase_const = 0; % Phase Reference
13 x_coord = 0; % Feed antenna X-Coordinate (mm)
14 y_coord = 0; % Feed antenna Y-Coordinate (mm)
15 z_coord = 3.5*wavelength; % Feed antenna Z-Coordinate (mm)
16
17 feed_offset = [0 0 0]; % Feed offset
18 diameter = 5.35*7; % Reflectarray Diameter (mm)
19 unit_cell_dim = 5.35; % Unit Cell Dimension (mm)
20 % diameter = 350*2; % Reflectarray Diameter (mm)
21 % unit_cell_dim = 30; % Unit Cell Dimension (mm)
22 distortion = zeros(10);
23
24 ix=1;
25 iy=1;

```

Figura A.1: Configuração dos parâmetros para o cálculo da distribuição de fases dos elementos ao longo do agrupamento

```

27 %% Reflectarray Phase Elements Computation
28 % Phases computation to create a pencil beam direction over Theta and Phi directions
29 row_ind = -diameter/2 : unit_cell_dim : diameter/2-unit_cell_dim;
30 col_ind = row_ind;
31 for x_i = -diameter/2 + unit_cell_dim/2 : unit_cell_dim : diameter/2
32     for y_i = -diameter/2 + unit_cell_dim/2 : unit_cell_dim : diameter/2
33         if sqrt(x_i^2+y_i^2) < diameter/2
34             R = sqrt((x_coord - x_i)^2 + (y_coord - y_i)^2 + z_coord^2);
35             phase(ix,iy) = k*(R - sind(theta_dir) * (x_i*cosd(phi_dir) + y_i*sind(phi_dir))) + phase_const;
36             m_phase = mod(phase(ix,iy), 2*pi);
37             m_phase_deg = m_phase * 180/pi-180;
38
39             else
40                 phase(ix,iy) = 0;
41             end
42             iy = iy + 1;
43         end
44         ix = ix + 1;
45         iy = 1;
46     end
47
48 m_phase = mod(phase,2*pi);
49 m_phase_deg = m_phase * 180/pi;
50 m_phase_deg_quant = m_phase_deg;
51 m_phase_deg = m_phase_deg - 180;

```

Figura A.2: Cálculo das fases requeridas para cada díodo de acordo com uma direção de feixe específica

```
53 - ix=1;
54 - iy=1;
55 - %quantization
56 - for x_i = -diameter/2 + unit_cell_dim/2 : unit_cell_dim : diameter/2
57 -     for y_i = -diameter/2 + unit_cell_dim/2 : unit_cell_dim : diameter/2
58 -         if (m_phase_deg(ix,iy) >= 40) & (m_phase_deg(ix,iy) < 220)
59 -             m_phase_deg_quant(ix,iy) = 115.15; % OFF STATE
60 -
61 -         else
62 -             m_phase_deg_quant(ix,iy) = -67.41; % ON STATE
63 -         end
64 -
65 -         iy = iy + 1;
66 -     end
67 -     ix = ix + 1;
68 -     iy = 1;
69 - end
```

Figura A.3: Quantização de 1-bit das fases

MADP-000907-14020x



Solderable AlGaAs Flip Chip PIN

Rev. V8

Features

- Low Series Resistance
- Ultra Low Capacitance
- Millimeter Wave Switching & Cutoff Frequency
- Useable up to 70 GHz
- 2 Nanosecond Switching Speed
- Can be Driven by a Buffered TTL
- Silicon Nitride Passivation
- Polyimide Scratch Protection
- RoHS Compliant

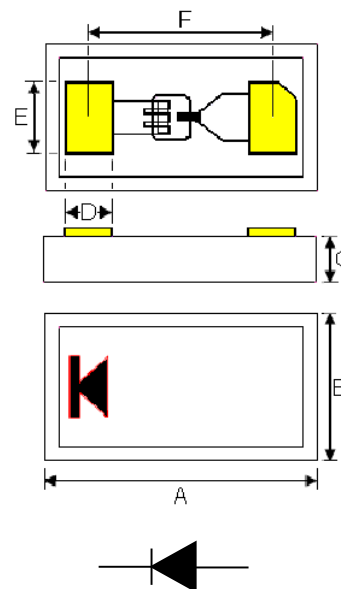
Description

The MADP-000907-14020 is a solderable, flip-chip Aluminum Gallium Arsenide (AlGaAs) PIN diode. It is fabricated with MOCVD grown epitaxy using a process and design that optimizes device to device uniformity and produces extremely low parasitics. The diode exhibits an exceptionally low RC product (0.1 ps) and a 2-3 ns switching speed. The chips are fully passivated with silicon nitride and have an added BCB polymer layer for scratch protection. The BCB protective coating prevents damage to the diode junction area and anode air-bridge during handling and assembly.

The ultra low capacitance of the MADP-000907-14020 allows for operation at millimeter wave frequencies for RF switches and phase shifter applications. The diode is designed to be used in pulsed or CW applications, where single digit ns switching speed is required. The low capacitance of the PIN diode makes it ideal for use in many microwave multi-throw switch assemblies, where the series capacitance of each "off" port adversely loads the input and affects VSWR.

Ordering Information

Part Number	Package
MADP-000907-14020W	Waffle Pack
MADP-000907-14020P	Tape and Reel



1. Backside metal: 0.2 μm gold over 4 μm nickel.
2. Yellow hatched areas indicate backside ohmic gold contacts.

Outline Dimension

DIM	INCHES		MM	
	Min.	Max.	Min.	Max.
A	0.029	0.030	0.750	0.765
B	0.015	0.016	0.380	0.395
C	0.007	0.008	0.175	0.195
D	0.004	0.005	0.101	0.127
E	0.007	0.0073	0.177	0.185
F	0.018	0.019	0.457	0.482

* Restrictions on Hazardous Substances, European Union Directive 2011/65/EU.

Electrical Specifications: $T_A = +25^\circ\text{C}$

Symbol	Parameter	Conditions	Units	Min	Typ	Max
C_T	Total Capacitance	-10 V, 1 MHz	pF	—	0.025	0.030
R_S	Series Resistance	10 mA, 1 GHz	Ω	—	5.2	7.0
V_F	Forward Voltage	10 mA	V	—	1.33	1.45
I_R	Reverse Leakage Current ³	$V_R = -45\text{ V}$	nA	—	—	50
T_{RISE} / T_{FALL}	Switching Speed ⁴	10 GHz	ns	—	2	—

3. The max rated $V_R(-45\text{V})$ is sourced and the resultant reverse leakage current, I_R , is measured to be $<50\text{nA}$

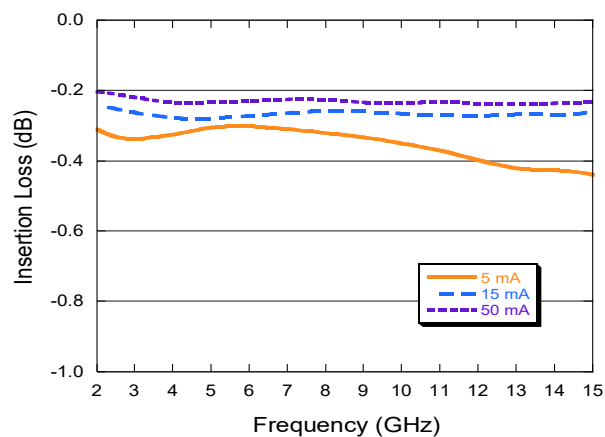
4. Switching speed is measured between 10% and 90% or 90% to 10% RF voltage for a single series mounted diode. Driver delay is not included.

Absolute Maximum Ratings: $T_A = 25^\circ\text{C}$

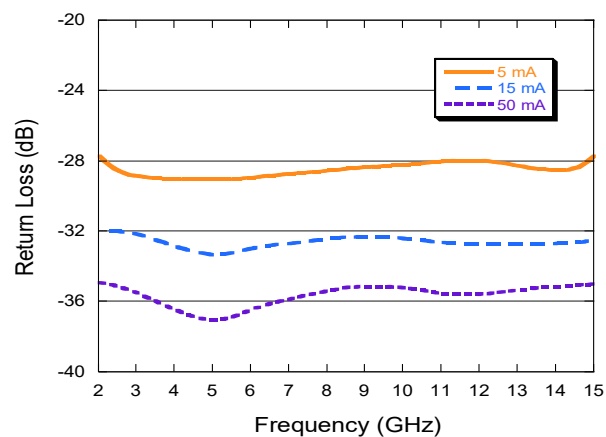
Parameter	Absolute Maximum
Reverse Voltage	45V
Operating Temperature	-55°C to $+125^\circ\text{C}$
Storage Temperature	-55°C to $+150^\circ\text{C}$
Junction Temperature	$+175^\circ\text{C}$
Dissipated Power (RF + DC)	100mW
C.W. Incident Power	+23 dBm
Mounting Temperature	$+280^\circ\text{C}$ for 10 seconds

Typical Performance Curves

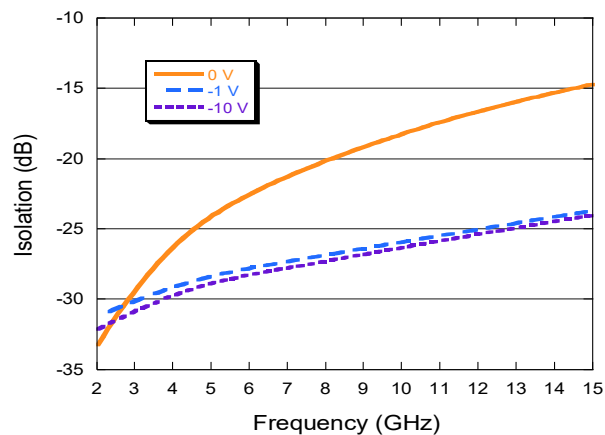
Insertion Loss vs. Frequency



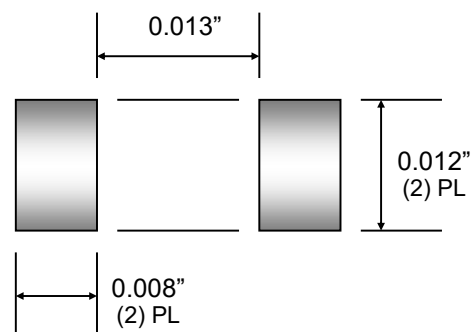
Return Loss vs. Frequency



Isolation vs. Frequency



Circuit Pad Layout



Device Installation Guidelines

Cleanliness

This device should be handled in a clean environment. The chip is resistant to solvents and may be cleaned using approved industry standard practices and chemicals.

Static Sensitivity

Aluminum Gallium Arsenide PIN diodes are ESD sensitive and can be damaged by static electricity. Proper ESD handling techniques should be used. These devices are rated Class 1A, (0-250 V) HBM.

General Handling

The die has a BCB, polymer layer which provides scratch protection for the junction area and the anode air bridge. Die can be handled with plastic tweezers or picked and placed with a #27 tip vacuum pencil.

Assembly Requirements using Electrically Conductive Silver Epoxy

The MADP-000907-14020 is designed to be inserted onto hard or soft substrates with the junction/pad side down. It may be mounted onto a silk-screened circuit using electrically conductive silver epoxy, approximately 1-2 mils in thickness and cured at approximately 90°C to 150°C per manufacturer's schedule. For extended cure times, >30 minutes, temperatures must be kept below 200°C.

Eutectic Solder Die Attached

63/37 Sn/Pb or any RoHS compliant solder may be used for diode attachment. It is recommended that the attachment surface be preheated to 100°C prior to re-flow in order to minimize CTE mismatches. Gradual temperature ramp up and ramp down is also recommended with a maximum soldering temperature of 280°C for less than 10 seconds. See **Application Note M538** for recommended soldering profile.



WR-34 Waveguide Standard Gain Horn Antenna
Operating From 22 GHz to 33 GHz With a Nominal
20 dBi Gain With UG-1530/U Square Cover Flange

Gain Horns Technical Data Sheet

PE9851A-20

Features

- Rectangular Waveguide Interface
- 22 GHz to 33 GHz
- 20 dBi Nominal Gain
- UG-1530/U Square Cover Flange

Applications

- Antenna Measurements
- Wireless Communication
- Laboratory Use
- Microwave Radio Systems

Description

Pasternack's PE9851A-20 WR-34 waveguide standard gain horn antenna operating from 22 GHz to 33 GHz with a nominal 20 dBi gain is part of our full line of RF components available for same-day shipping. This Pasternack pyramidal horn antenna has a lightweight anodized aluminum body and a precision tolerance UG-1530/U square cover flange. The PE9851A-20 WR-34 waveguide standard gain horn antenna offers low gain variation across its operating frequency range and 17.4 degrees of half power beam width.

Waveguide standard gain horn antennas are used in a wide variety of applications due to their high power handling capability, low loss, high directivity, and near constant electrical performance across a broad bandwidth. Pasternack's WR-34 standard gain horns are available in 10, 15 and 20 dB models with pyramidal shape and rectangular waveguide input.

Configuration

Design	WR-34 Standard Gain Horn
Pattern	Directional
Polarization	Linear

Electrical Specifications

Description	Minimum	Typical	Maximum	Units
Frequency Range	22		33	GHz
Nominal Gain		20		dBi
Horizontal Half Power Beam Width		17.4		Degrees
Vertical Half Power Beam Width		17		Degrees

Electrical Specification Notes:

Half power beam width is calculated by computer simulation.

Mechanical Specifications

Size	
Length	3.51 in [89.15 mm]
Width	1.86 in [47.24 mm]
Height	1.4 in [35.56 mm]
Weight	0.094 lbs [42.64 g]

Click the following link (or enter part number in "SEARCH" on website) to obtain additional part information including price, inventory and certifications: [WR-34 Waveguide Standard Gain Horn Antenna Operating From 22 GHz to 33 GHz With a Nominal 20 dBi Gain With UG-1530/U Square Cover Flange PE9851A-20](#)



WR-34 Waveguide Standard Gain Horn Antenna
Operating From 22 GHz to 33 GHz With a Nominal
20 dBi Gain With UG-1530/U Square Cover Flange

Gain Horns Technical Data Sheet

PE9851A-20

Waveguide Interface

Waveguide Size
Flange Type
Flange Designation
Body Material and Plating

WR-34
Square Cover
UG-1530/U
Anodized Aluminum, Paint

Environmental Specifications

Compliance Certifications (see [product page](#) for current document)

Plotted and Other Data

Notes:

WR-34 Waveguide Standard Gain Horn Antenna Operating From 22 GHz to 33 GHz With a Nominal 20 dBi Gain With UG-1530/U Square Cover Flange from Pasternack Enterprises has same day shipment for domestic and International orders. Our RF, microwave and millimeter wave products maintain a 99.4% availability and are part of the broadest selection in the industry.

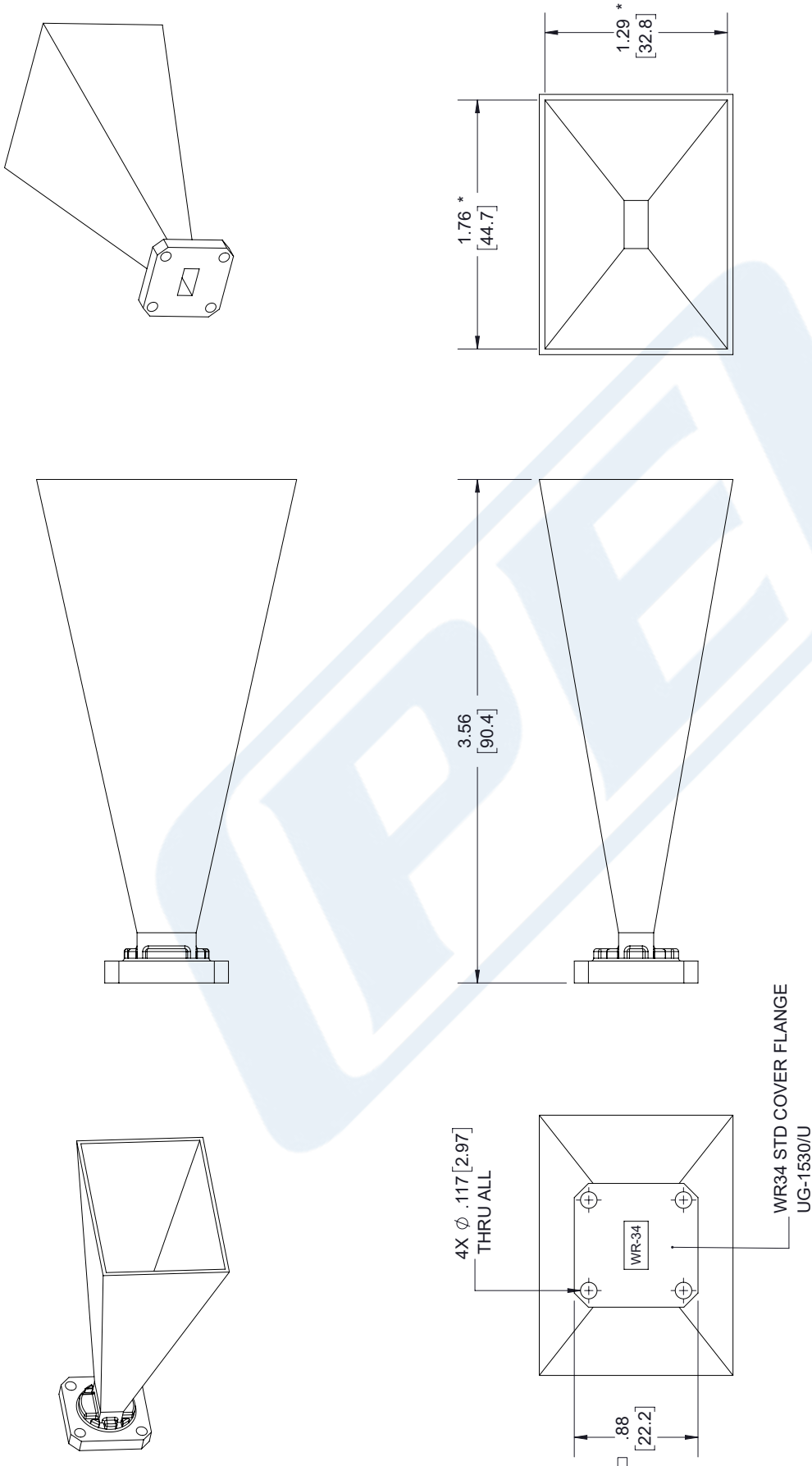
Click the following link (or enter part number in "SEARCH" on website) to obtain additional part information including price, inventory and certifications: [WR-34 Waveguide Standard Gain Horn Antenna Operating From 22 GHz to 33 GHz With a Nominal 20 dBi Gain With UG-1530/U Square Cover Flange PE9851A-20](#)

URL: <https://www.pasternack.com/wr-34-waveguide-gain-horn-antenna-20dbi-ug-1530-square-flange-pe9851a-20-p.aspx>

The information contained in this document is accurate to the best of our knowledge and representative of the part described herein. It may be necessary to make modifications to the part and/or the documentation of the part, in order to implement improvements. Pasternack reserves the right to make such changes as required. Unless otherwise stated, all specifications are nominal. Pasternack does not make any representation or warranty regarding the suitability of the part described herein for any particular purpose, and Pasternack does not assume any liability arising out of the use of any part or documentation.

PE9851A-20 CAD Drawing

WR-34 Waveguide Standard Gain Horn Antenna Operating From 22 GHz to 33 GHz With a Nominal 20 dBi Gain With UG-1530/U Square Cover Flange



STANDARD TOLERANCES
.X ±0.2
.XX ±0.03
.XXX ±0.005

*STANDARD TOLERANCES APPLY ONLY TO DIMENSIONS IN INCHES

* INSIDE DIMENSION

NOTES:
1. UNLESS OTHERWISE SPECIFIED ALL DIMENSIONS ARE NOMINAL.
2. ALL SPECIFICATIONS ARE SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE AT ANY TIME
3. DIMENSIONS ARE IN INCHES [mm].

DWG TITLE
PE9851A-20

CAGE CODE 53919

CAD FILE 111517

SCALE N/A

SIZE A

7361

PASTERNACK®
THE ENGINEER'S RF SOURCE

Pasternack Enterprises, Inc.
P.O. Box 16759 | Irvine | CA | 92623

Phone: (949) 261-1920 | Fax: (949) 261-7451

Website: www.pasternack.com | E-Mail: sales@pasternack.com

Referências

- [1] Yang Lu e Xianrong Zheng. 6g: A survey on technologies, scenarios, challenges, and the related issues. *Journal of Industrial Information Integration*, 19:100158, 07 2020. doi:10.1016/j.jii.2020.100158.
- [2] Yang Lu e Xianrong Zheng. 6g: A survey on technologies, scenarios, challenges, and the related issues. *Journal of Industrial Information Integration*, 19:100158, 2020. URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2452414X20300339>, doi:<https://doi.org/10.1016/j.jii.2020.100158>.
- [3] Qingqing Wu, Shuowen Zhang, Beixiong Zheng, Changsheng You, e Rui Zhang. Intelligent reflecting surface-aided wireless communications: A tutorial. *IEEE Transactions on Communications*, 69(5):3313–3351, 2021. doi:10.1109/TCOMM.2021.3051897.
- [4] Faisal Tariq, Muhammad R. A. Khandaker, Kai-Kit Wong, Muhammad A. Imran, Mehdi Bennis, e Merouane Debbah. A speculative study on 6g. *IEEE Wireless Communications*, 27(4):118–125, 2020. doi:10.1109/MWC.001.1900488.
- [5] Qingqing Wu e Rui Zhang. Beamforming optimization for wireless network aided by intelligent reflecting surface with discrete phase shifts. *IEEE Transactions on Communications*, PP:1–1, 12 2019. doi:10.1109/TCOMM.2019.2958916.
- [6] E. Basar, M. Di Renzo, J. De Rosny, M.-S. Alouini M. Debbah, e R. Zhang. Wireless communications through reconfigurable intelligent surfaces. 116753–116773:21, 2019.
- [7] Shimin Gong, Xiao Lu, Dinh Thai Hoang, Dusit Niyato, Lei Shu, Dong In Kim, e Ying-Chang Liang. Toward smart wireless communications via intelligent reflecting surfaces: A contemporary survey. *IEEE Communications Surveys Tutorials*, 22(4):2283–2314, 2020. doi:10.1109/COMST.2020.3004197.
- [8] YANG Fan XU Shenheng ZHANG Jiannian LI Yezhen, REN Yongli. A novel 28 ghz phased array antenna for 5g mobile communications. *ZTE Communications*, 18(3):20, 2020. URL: http://zte.magtechjournal.com/CN/abstract/article_634.shtml, doi:10.12142/ZTECOM.202003004.
- [9] Markus Kopp. An introduction to hfss: Fundamental principles, concepts, and use. 2013.
- [10] Minchae Jung, Walid Saad, e Gyuyeol Kong. Performance analysis of active large intelligent surfaces (liss): Uplink spectral efficiency and pilot training. *IEEE Transactions on Communications*, 69(5):3379–3394, 2021. doi:10.1109/TCOMM.2021.3056532.
- [11] Sha Hu, Fredrik Rusek, e Ove Edfors. Beyond massive mimo: The potential of data transmission with large intelligent surfaces. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 66(10):2746–2758, 2018. doi:10.1109/TSP.2018.2816577.

- [12] Minchae Jung, Walid Saad, Youngrok Jang, Gyuyeol Kong, e Sooyong Choi. Performance analysis of large intelligent surfaces (liss): Asymptotic data rate and channel hardening effects. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 19(3):2052–2065, 2020. doi:10.1109/TWC.2019.2961990.
- [13] Qingqing Wu e Rui Zhang. Towards smart and reconfigurable environment: Intelligent reflecting surface aided wireless network. *IEEE Communications Magazine*, 58(1):106–112, 2020. doi:10.1109/MCOM.001.1900107.
- [14] Linglong Dai, Bichai Wang, Min Wang, Xue Yang, Jingbo Tan, Shuangkaisheng Bi, Shenheng Xu, Fan Yang, Zhi Chen, Marco Di Renzo, Chan-Byoung Chae, e Lajos Hanzo. Reconfigurable intelligent surface-based wireless communications: Antenna design, prototyping, and experimental results. *IEEE Access*, 8:45913–45923, 2020. doi:10.1109/ACCESS.2020.2977772.
- [15] Ertugrul Basar. Reconfigurable intelligent surface-based index modulation: A new beyond mimo paradigm for 6g. *IEEE Transactions on Communications*, 68(5):3187–3196, 2020. doi:10.1109/TCOMM.2020.2971486.
- [16] Rawan Alghamdi, Reem Alhadrami, Dalia Alhothali, Heba Almorad, Alice Faisal, Sara Helal, Rahaf Shalabi, Rawan Asfour, Noofa Hammad, Asmaa Shams, Nasir Saeed, Hayssam Dahrouj, Tareq Y. Al-naffouri, e Mohamed-Slim Alouini. Intelligent surfaces for 6g wireless networks: A survey of optimization and performance analysis techniques. 8:24, 2020.
- [17] Ieee standard for definitions of terms for antennas. *IEEE Std 145-2013 (Revision of IEEE Std 145-1993)*, páginas 1–50, 2014. doi:10.1109/IEEESTD.2014.6758443.
- [18] J. Shaker, A. Petosa, A. Ittipiboon, e M. Cuhaci. An overview of reflectarray technology: History, achievements, and future challenges. Em *Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics [ANTEM 2000]*, páginas 283–285, 2000. doi:10.1109/ANTEM.2000.7851715.
- [19] Eduardo Carrasco e Jose. A. Encinar. Reflectarray antennas : A review. 2016.
- [20] Naser Ojaroudi Parchin, Haleh Jahanbakhshand Basherlou Yasir I. A. Al-Yasir, Ahmed M. Abdulkhaleq, e Raed A. Abd-Alhameed. Reconfigurable antennas: Switching techniques- a survey. *eletronics*, página 14, 2020.
- [21] Y. Tawk, J. Costantine, e C. G. Christodoulou. A varactor-based reconfigurable filtenna. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 11:716–719, 2012. doi:10.1109/LAWP.2012.2204850.
- [22] Visa Tapio, Ibrahim Hemadeh, Alain Mourad, Arman Shojaeifard, e Markku Juntti. Survey on reconfigurable intelligent surfaces below 10ghz. *EURASIP Journal*, página 18, 2021.
- [23] Anders Andrae e Tomas Edler. On global electricity usage of communication technology: Trends to 2030. *Challenges*, 6:117–157, 04 2015. doi:10.3390/challe6010117.
- [24] Haiquan Lu, Yong Zeng, Shi Jin, e Rui Zhang. Enabling panoramic full-angle reflection via aerial intelligent reflecting surface. Em *2020 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops)*, páginas 1–6, 2020. doi:10.1109/ICCWorkshops49005.2020.9145305.

- [25] İbrahim Yıldırım, Ali Uyrus, e Ertugrul Basar. Modeling and analysis of reconfigurable intelligent surfaces for indoor and outdoor applications in future wireless networks. *IEEE Transactions on Communications*, PP:1–1, 11 2020. doi:10.1109/TCOMM.2020.3035391.
- [26] Miao Cui, Guangchi Zhang, e Rui Zhang. Secure wireless communication via intelligent reflecting surface. *IEEE Wireless Communications Letters*, 8(5):1410–1414, 2019. doi:10.1109/LWC.2019.2919685.
- [27] Huanhuan Yang, Xiangyu Cao, Fan Yang, Jun Gao, Shenheng Xu, Maokun Li, Xibi Chen, Yi Zhao, Yuejun Zheng, e Li Sijia. A programmable metasurface with dynamic polarization, scattering and focusing control. *Scientific Reports*, 6, 10 2016. doi:10.1038/srep35692.
- [28] Byeonggi Mun, Changwon Jung, Myun-Joo Park, e Byungje Lee. A compact frequency-reconfigurable multiband lte mimo antenna for laptop applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 13:1389–1392, 2014. doi:10.1109/LAWP.2014.2339802.
- [29] Anna C. Tasolamprou, Mohammad Sajjad Mirmoosa, Odysseas Tsilipakos, Alexandros Ptilakis, Fu Liu, Sergi Abadal, Albert Cabellos-Aparicio, Eduard Alarcón, Christos Liaskos, Nikolaos V. Kantartzis, Sergei Tretyakov, Maria Kafesaki, Eleftherios N. Economou, e Costas M. Soukoulis. Intercell wireless communication in software-defined metasurfaces. Em *2018 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, páginas 1–5, 2018. doi:10.1109/ISCAS.2018.8351865.
- [30] Fu Liu, Alexandros Ptilakis, Mohammad Sajjad Mirmoosa, Odysseas Tsilipakos, Xuchen Wang, Anna C. Tasolamprou, Sergi Abadal, Albert Cabellos-Aparicio, Eduard Alarcón, Christos Liaskos, Nikolaos V. Kantartzis, Maria Kafesaki, Eleftherios N. Economou, Costas M. Soukoulis, e Sergei Tretyakov. Programmable metasurfaces: State of the art and prospects. Em *2018 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, páginas 1–5, 2018. doi:10.1109/ISCAS.2018.8351817.
- [31] P. Pinho R. Gonçalves. Antena impressa reconfigurável de pequena dimensão para dispositivos móveis. Em *6º CONGRESSO DO COMITE PORTUGUÊS DA URSI*, páginas 1–6, 2012.
- [32] Georgios C. Trichopoulos, Panagiotis Theofanopoulos, Bharath Kashyap, Aditya Shekhawat, Anuj Modi, Tawfik Osman, Sanjay Kumar, Anand Sengar, Arkajyoti Chang, e Ahmed Alkhateeb. Design and evaluation of reconfigurable intelligent surfaces in real-world environment. *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 3:462–474, 2022. doi:10.1109/OJCOMS.2022.3158310.
- [33] Xilong Pei, Haifan Yin, Li Tan, Lin Cao, Zhanpeng Li, Kai Wang, Kun Zhang, e Emil Björnson. Ris-aided wireless communications: Prototyping, adaptive beamforming, and indoor/outdoor field trials. 02 2021.
- [34] L. Boccia, G. Amendola, e G. Di Massa. Performance improvement for a varactor-loaded reflectarray element. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 58(2):585–589, 2010. doi:10.1109/TAP.2009.2037697.
- [35] Eduardo Carrasco, Mariano Barba, e José A. Encinar. X-band reflectarray antenna with switching-beam using pin diodes and gathered elements. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 60(12):5700–5708, 2012. doi:10.1109/TAP.2012.2208612.

- [36] Jonathan Y. Lau e Sean V. Hum. Reconfigurable transmitarray design approaches for beam-forming applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 60(12):5679–5689, 2012. doi:10.1109/TAP.2012.2213054.
- [37] ANSYS. Getting started with hfss:floquet ports. páginas 2–8, 2010.
- [38] MACOM. Madp-000907-14020p. URL: <https://www.macom.com/products/product-detail/MADP-000907-14020P>.
- [39] SHENGYI TECHNOLOGY. Scga-500 gf265(255). URL: <https://www.shengyi-usa.com/wp-content/uploads/2017/01/Shengyi-SCGA-500-GF265255-DS-rv1.-3-17.pdf>.
- [40] AUTUM. Fr-4 tg170 (at-6167). URL: <https://www.autumintl.com/upload/pdf/at6167.pdf>.
- [41] Muhammad Inam Abbasi e Muhammad Ismail. Reflection loss and bandwidth performance of x-band infinite reflectarrays: Simulations and measurements. *Microwave and Optical Technology Letters*, 53:77 – 80, 01 2011. doi:10.1002/mop.25662.
- [42] D.M. Pozar, S.D. Targonski, e H.D. Syrigos. Design of millimeter wave microstrip reflectarrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 45(2):287–296, 1997. doi:10.1109/8.560348.
- [43] David Pozar. Bandwidth of reflectarray. *Electronics Letters*, 39:1490 – 1491, 11 2003. doi:10.1049/el:20030990.
- [44] Noor Muhamad Adnan, Md Islam, e A.H.M. Alam. Effects of inter-element spacing and number of elements on planar array antenna characteristics. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, 10:230–240, 04 2018. doi:10.11591/ijeecs.v10.i1.pp230-240.
- [45] E’qab R.F. Almajali e Derek A. McNamara. Angle of incidence effects in reflectarray antenna design: Making gain increases possible by including incidence angle effects. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 58(5):52–64, 2016. doi:10.1109/MAP.2016.2594699.
- [46] PCBWay. Pcb prototype the easy way, Maio 2022. URL: <https://www.pcbway.com/capabilities.html>.
- [47] Jean-Baptiste Gros, Vladislav Popov, Mikhail A. Odit, Vladimir Lenets, e Geoffroy Lerosey. A reconfigurable intelligent surface at mmwave based on a binary phase tunable metasurface. *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 2:1055–1064, 2021. doi:10.1109/OJCOMS.2021.3076271.
- [48] Pasternack. Pe9827. URL: <https://www.pasternack.com/images/ProductPDF/PE9827.pdf>.
- [49] EEUGUIDE. Methods of exciting waveguides, Junho 2022. URL: <https://www.eeeguide.com/methods-of-exciting-waveguides/>.
- [50] Keysight Support. Port extensions, Junho 2022. URL: https://na.support.keysight.com/pna/help/latest/S3_Cals/Port_Extensions.htm.

- [51] Keysight Support. Trl calibration, Junho 2022. URL: https://na.support.keysight.com/vna/help/latest/S3_Cals/TRL_Calibration.htm.
- [52] Keysight Technologies. Specifying calibration standards and kits for keysight vector network analyzers. 2014.
- [53] Pasternack. Wr-34 waveguide standard gain horn. URL: <https://www.pasternack.com/wr-34-waveguide-gain-horn-antenna-20db-ug-1530-square-flange-pe9851b-20-p.aspx>.
- [54] ANSYS. Lecture 8: Introduction to hybrid fem ie. 2015.
- [55] Digikey. Mc74hct595a datasheet by on semiconductor. URL: <https://www.digikey.com/htmldatasheets/production/881829/0/0/2/mc74hct595a.html>.
- [56] Xilinx. Zynq ultrascale+ rfsoc zcu216 evaluation kit. URL: <https://www.mouser.com/datasheet/2/903/xilinx-zcu216-product-brief-1826429.pdf>.
- [57] Tayyab Shabbir, Rashid Saleem, Sabih Rehman, e Muhammad Shafique. A compact single layer reflectarray antenna based on circular delay-lines for x-band applications. *Radioengineering*, 27:440–447, 06 2018. doi:10.13164/re.2018.0440.
- [58] Bharath G. Kashyap, Panagiotis C. Theofanopoulos, Yiran Cui, e Georgios C. Tri-chopoulos. Mitigating quantization lobes in mmwave low-bit reconfigurable reflective surfaces. *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*, 1:604–614, 2020. doi:10.1109/OJAP.2020.3034049.
- [59] Muhammad Dahri, Mohd haizal Jamaluddin, Fauziahanim Seman, Muhammad Inam Abbasi, N. Sallehuddin, Adel Ashyap, e M. Kamarudin. Aspects of efficiency enhancement in reflectarrays with analytical investigation and accurate measurement. *Electronics*, 9:1887, 11 2020. doi:10.3390/electronics9111887.
- [60] Suresh Venkatesh, Xuyang lu, Hooman Saeidi, e Kaushik Sengupta. A high-speed programmable and scalable terahertz holographic metasurface based on tiled cmos chips. *Nature Electronics*, 3:1–9, 12 2020. doi:10.1038/s41928-020-00497-2.

