

FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO



Desenvolvimento de uma antena em grafeno

Luís Pedro Silva Ermida Martins de Freitas

Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Eng. Luís Manuel de Sousa Pessoa

Co-orientador: Eng. Henrique Manuel de Castro Faria Salgado

27 de julho de 2022

Resumo

Esta dissertação tem como objetivo o desenvolvimento de uma antena em grafeno, recorrendo ao uso de *software* especializado. De forma a perceber melhor o comportamento do grafeno e de recolher mais informação, exploram-se artigos que abordam precisamente antenas neste tipo de material.

A antena em desenvolvimento tem a particularidade de formar um padrão de radiação que é reconfigurável, através da variação da resistividade do grafeno, material recentemente descoberto que apresenta características exóticas a nível elétrico, magnético, mecânico e térmico.

Este tipo de material, na banda de operação das microondas, assemelha-se a uma resistência cujo valor varia conforme a aplicação de uma tensão. Pretende-se maximizar a diferença de fase obtida através de dois valores extremos de resistividade, de forma a aumentar o grau de reconfigurabilidade da antena e conseguir controlar o seu feixe, mantendo uma magnitude estável. Por fim, escala-se o desenho para uma configuração de agrupamento 1x4 e procede-se à sua análise.

Abstract

This dissertation has the main goal the development of a graphene based antenna, resorting to use specialized software. In order to understand the graphene behavior and to collect more information, some essays approaching these antennas will be explored and analyzed.

The antenna in development has the particularity of forming a reconfigurable diagram pattern through the variation of the graphene resistivity, material recently discovered which presents exotic electrical, magnetic, mechanical and thermal characteristics.

This type of material, in the microwave operating band, it is equivalent to a resistor whose value varies according to the voltage application. It is intended to maximize the phase difference achieved between the two extreme values of the resistivity, in order to rise the reconfigurability of the antenna and be able to control the beamwidth while maintaining a stable magnitude. Lastly, the design is escalated to a 1x4 array configuration and proceeds to its analysis.

Agradecimentos

À família, aos amigos e aos orientadores, agradeço todo o apoio disponibilizado para a elaboração desta dissertação.

Luís Freitas

*“O que as vitórias têm de mau é que não são definitivas.
O que as derrotas têm de bom é que também não são definitivas. ”*

José Saramago

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Contextualização e Objetivos	1
1.2	Estrutura da Dissertação	2
2	Revisão Bibliográfica	3
2.1	Grafeno	3
2.1.1	Constituição e vantagens	4
2.1.2	Processos de fabrico	5
2.1.3	Condutividade do grafeno	6
2.2	Antenas	7
2.2.1	Parametrização de uma antena	7
2.2.2	Antenas do tipo microstrip	9
2.3	Antenas em grafeno	11
2.3.1	Antenas ressonantes	11
2.3.2	Antenas do tipo leaky-wave	12
2.3.3	Antena do tipo reflect-array	13
2.4	Outras aplicações do grafeno	14
2.5	Conclusões	14
3	Análise de Artigos	15
3.1	Análise do artigo - Tunable Phase Shifter Based on Few-Layer Graphene Flakes .	15
3.1.1	Variantes do artigo anteriormente apresentado	18
3.2	Análise do artigo - Graphene-Based Microwave Antennas With Reconfigurable Pattern	20
3.3	Exploração do intervalo de grafeno vs estrutura GSS	27
3.3.1	No contexto de linhas de transmissão	27
3.3.2	No contexto de <i>phase shifter</i> do tipo refletor	29
4	Desenho da antena	33
4.1	Fase inicial	33
4.2	Fase intermédia	37
4.3	Ajustes e melhoramento do desenho	41
4.4	Escalabilidade do projeto	45
5	Conclusões e Trabalho Futuro	49
5.1	Satisfação dos Objetivos	49
5.2	Trabalho Futuro	50
	Referências	51

Lista de Figuras

2.1	Estruturas formadas a partir do grafeno retirado de [1]. Grafite (a), nanotubo (b) e fulereno (c)	4
2.2	Parte real (a) e parte imaginária (b) da condutividade do grafeno ao longo da frequência, retirada de [2]	6
2.3	Eixos e conceitos relativos a uma antena retirado de [3]	8
2.4	Antena do tipo microstrip alimentada por <i>inset</i> , o método genérico retirada de [4]	10
2.5	Métodos de alimentação: cabo coaxial (a) e abertura acoplada (b), retirada de [4]	10
2.6	Modelo planar com dupla camada de grafeno retirada de [5]. Estrutura com dupla camada (a), vista frontal da antena (b) e (c) estrutura com lente dielétrica	12
2.7	Antena do tipo leaky-wave sinusoidalmente modulada retirada de [6]	13
2.8	Antena do tipo reflect-array (a) e célula primária em grafeno (b) retirada de [7]	13
3.1	<i>Phase shifter</i> reconfigurável retirado de [8]	16
3.2	Esquemático do modelo no <i>software</i> ADS	16
3.3	Medidas mais detalhas do taper, grafeno e stub, seguido do circuito equivalente retirado de [8]	17
3.4	Gráficos da magnitude de $S_{(2,1)}$ (a), fase de $S_{(2,1)}$ (b) e diferença de fase (c) segundo frequência para vários valores de R	18
3.5	Esquemático da proposta com a utilização de dois stubs	19
3.6	Gráficos da magnitude de $S_{(2,1)}$ (a), fase de $S_{(2,1)}$ (b) e diferença de fase (c), segundo frequência para vários valores de R no caso do uso de 2 stubs	19
3.7	Composição da GSS - <i>Graphene Sandwich Structure</i> retirado de [9]	21
3.8	Topologia do <i>phase shifter</i> refletor retirado de [3]	21
3.9	Desenho do híbrido no software ADS com cargas adaptadas	22
3.10	Gráficos das fases dos portos 2, 3 e 4 (a), das magnitudes 2, 3 e 4 (b), e diferença de fase entre portos 3-2 e 4-2 (c)	22
3.11	Desenho do híbrido no software ADS com cargas em curto-circuito	23
3.12	Gráficos das fases dos portos 2, 3 e 4 (a), das magnitudes 2, 3 e 4 (b), e diferença de fase entre portos 3-2 e 4-2 (c)	23
3.13	Gráficos do resultado da reatância (a) e do valor do condensador em pF (b)	24
3.14	Estrutura GSS sobreposta numa linha de transmissão em curto-circuito	25
3.15	Gráficos da magnitude de $S_{(1,1)}$ (a) e diferença de fase (b) segundo a frequência para dois valores de R_s	25
3.16	Valores da resistividade obtidos através da polarização elétrica de [0, 5] V retirado de [9]	26
3.17	Gráfico da magnitude de $S_{(1,1)}$ do <i>phase shifter</i> híbrido (a) e a diferença de fase na saída do híbrido (b) segundo a frequência para uso de apenas uma GSS ou uso de duas GSS	26

3.18	Linha de transmissão com um intervalo de grafeno de comprimento variável . . .	27
3.19	Gráficos da magnitude de $S_{(1,1)}$ (a) e diferença de fase (b) da linha de transmissão curto-circuitada com um intervalo de grafeno segundo comprimento de L_x do grafeno . . .	27
3.20	Gráficos da magnitude de $S_{(1,1)}$ (a) e diferença de fase (b) da linha de transmissão curto-circuitada com um intervalo de grafeno segundo comprimento L_x do grafeno, com destaque no intervalo a $[0.1, 1]$ mm	28
3.21	Linha de transmissão com uma estrutura GSS de comprimento e largura variável . . .	28
3.22	Gráficos da magnitude de $S_{(1,1)}$ (a) e diferença de fase (b) da linha curto-circuitada com uma estrutura GSS segundo comprimento L_x para vários valores de L_y . . .	29
3.23	Híbrido com intervalo de grafeno nos braços refletores	30
3.24	Gráficos da magnitude de $S_{(4,1)}$ (a) e diferença de fase (b) do <i>phase shifter</i> híbrido com intervalo de grafeno segundo o comprimento L_x do grafeno	30
3.25	Híbrido com estrutura GSS nos braços refletores	31
3.26	Gráficos da magnitude de $S_{(4,1)}$ (a) e diferença de fase (b) do <i>phase shifter</i> híbrido com estrutura GSS segundo o comprimento L_x para vários valores de L_y	31
4.1	Modelo da antena patch projetada para $f = 3.6$ GHz	34
4.2	Gráfico da magnitude de $S_{(1,1)}$ da antena a $f = 3.6$ GHz	35
4.3	Ganho da antena para $\phi=0^\circ$ e $\phi=90^\circ$	35
4.4	Divisor de potência de Wilkinson num substrato (a) e o circuito equivalente (b), citado em Pozar [3]	36
4.5	Divisor de potência de Wilkinson no <i>software</i> HFSS	36
4.6	Magnitude de $S_{(2,1)}$ e $S_{(3,1)}$, portos de saída do divisor de potência	37
4.7	Antena patch juntamente com o <i>phase shifter</i>	37
4.8	Magnitude de $S_{(1,1)}$ da antena e <i>phase shifter</i> híbrido a 3.6 GHz	38
4.9	Ganho da antena com o <i>phase shifter</i> para $\phi = 0^\circ$ para dois valores de R_s	38
4.10	Desenho do corte da placa para colocação dos portos 2 e 3	39
4.11	Gráficos da magnitude de $S_{(2,1)}$ e $S_{(3,1)}$, de cima e baixo, respetivamente, (a) e ΔF de saída do híbrido (b)	39
4.12	Modelo com duas antenas e dois híbridos	40
4.13	Gráfico da magnitude de $S_{(1,1)}$ do modelo com duas antenas e dois híbridos . . .	40
4.14	Ganho do modelo com duas antenas e dois híbridos	41
4.15	Antena patch redesenhada para $f = 3.26$ GHz e com alimentação coaxial	42
4.16	Gráfico da magnitude de $S_{(1,1)}$ da antena a 3.26 GHz	42
4.17	Ganho da antena a 3.26 GHz no plano $\phi = 0^\circ$	43
4.18	Modelo de $N = 2$ elementos a 3.26 GHz	43
4.19	Gráfico da magnitude de $S_{(1,1)}$ do modelo de $N = 2$ elementos a 3.26 GHz	44
4.20	Ganho do modelo de $N = 2$ elementos a 3.26 GHz no plano $\phi = 0^\circ$	44
4.21	Regressão quadrática para estimativa de valores das resistividades	46
4.22	Modelo escalado para $N = 4$ elementos	46
4.23	Perdas de inserção do modelo com 4 elementos	47
4.24	Ganho do modelo com 4 elementos	47

Lista de Tabelas

4.1	Valores dos parâmetros da antena	34
4.2	Valores da Resistividade e ΔF	45

Abreviaturas e Símbolos

<i>GPS</i>	Global Positioning System
<i>GNP</i>	Graphene Nano Platelets
<i>GSS</i>	Graphene Sandwich Structure
<i>PCB</i>	Printed Circuit Board
<i>RFID</i>	Radio-Frequency Identification
<i>SPP</i>	Surface Plasmon Polaritons
<i>THz</i>	Terahertz
<i>TFR</i>	Thin Film Resistor
θ	Ângulo Teta
e	Carga do eletrão
λ	Comprimento de onda
Δ	Diferença de fase
ω	Frequência angular
$^{\circ}$	Graus
Ω	Ohm
ε	Permitividade elétrica
π	Pi
μ	Potencial químico
τ	Tempo de relaxamento do eletrão no grafeno

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contextualização e Objetivos

Nos sistemas de telecomunicações da atualidade, a quantidade de informação que é necessária ser transmitida num curto período de tempo tem vindo a aumentar abruptamente. De forma a acompanhar o passo revolucionário do desenvolvimento tecnológico, há necessidade de utilização de gamas de frequências mais elevadas para o efeito. A banda de frequência em questão é a faixa dos Terahertz, banda esta que já pode ser considerada como parte da sexta geração das comunicações móveis, o 6G (planeada para o final da década de 2020). À frequência mencionada, as antenas utilizadas precisam obrigatoriamente de um ganho elevado, parâmetro que é alcançado através da extrema diretividade da antena com capacidade de formação de feixes - *beamforming* - de modo a compensar o aumento das perdas de espaço livre.

A proposta da dissertação reivindica a aplicação do grafeno numa antena, que é um dos materiais mais estudados no mundo, quer a nível científico como industrial, devido às suas excelentes propriedades magnéticas, mecânicas, elétricas e térmicas. [10]. É um material tão fino, que matematicamente é considerado bidimensional, sendo composto por uma camada única de átomos de carbono dispostos numa rede hexagonal. Esta substância inovadora foi descoberta pelo Dr. Konstantin Novoselov e o Dr. Andre Geim em 2004 na Universidade de Manchester, garantindo-lhes o Prémio Nobel de Física em 2010 [11]. O que torna o grafeno tão apelativo é o facto de suportar a propagação e manipulação de ondas eletromagnéticas em interfaces metal-dielétrico, as perdas moderadas e a propriedade excecional de ser ajustável. É de notar que o comportamento deste elemento varia consoante a gama de frequência de operação, quer seja na banda das microondas ou na banda dos Terahertz, cujo desempenho para cada uma delas será abordado num capítulo mais à frente.

Dado o aumento dos sistemas que utilizam frequências mais elevadas (THz), torna-o a escolha ideal a ser explorada neste campo, garantindo as mais variadas aplicações nas microondas, desde o *beamforming*, camuflagem eletromagnética, assim como a miniaturização de componentes para sensores e dispositivos de comunicação.

Os objetivos desta dissertação centram-se na recolha de informação relativa ao modo de comportamento do material em estudo, o grafeno, no contexto de utilização em antenas. Pretende-se desenvolver uma antena recorrendo a este elemento, que através da polarização elétrica, provoca uma mudança no valor da resistividade da superfície, e consequentemente um deslocamento do feixe principal da antena. O presente trabalho tem como finalidade portanto, provar a reconfigurabilidade e controlo do feixe da antena, face à variação da resistividade do grafeno, característica que tem grande vantagem num contexto real. Há preocupação em maximizar o ângulo de desvio do feixe principal de antena θ , dado que permite ao modelo obter um maior grau de reconfiguração. Após o projeto do elemento radiador em ambiente de simulação, haveria interesse em imprimir a PCB e comprovar os resultados de modo experimental.

A maioria das antenas em grafeno até ao momento apenas foram propostas, desenhadas e analisadas teoricamente, e o seu comportamento eletromagnético foi previsto através de simuladores numéricos, havendo ainda um compromisso experimental pela frente. Não obstante, apesar dos poucos resultados laboratoriais, foi possível recolher uma quantidade significativa de informação do comportamento previsto para este material.

Quanto à metodologia, recorre-se a dois softwares de projeto especializado em microondas e estruturas eletromagnéticas, o Advanced Design System (ADS) e o Ansys HFSS. Não tendo sido especificada a aplicação da antena, optou-se por usar uma frequência pertencente à banda das microondas de valor 3.6 GHz, com o principal propósito de terminada a simulação, seguir-se para a impressão da antena e caracterização experimental, de modo a confirmar os resultados teóricos estudados.

1.2 Estrutura da Dissertação

Para além do capítulo introdutório, esta dissertação conta com mais 4 capítulos. No capítulo 2, será abordada a revisão da literatura referente ao tema em estudo, desde a origem do grafeno à aplicação das antenas com elementos em grafeno. O capítulo seguinte, 3, terá a finalidade de investigação de artigos que recorrem a este tipo de antenas. Alguns dos artigos em questão serão analisados a fundo, de forma a conseguir obter mais informação e dados experimentais referentes ao grafeno e ao seu comportamento, mas também contará com algumas alterações feitas aos modelos dos artigos. No capítulo 4, é onde o projeto e desenvolvimento da antena propriamente dita começa. Tenta-se elucidar todas as decisões face ao desenho da antena, seguida da sua caracterização e resultados teóricos. Finalizando com o capítulo 5, tem-se a conclusão deste trabalho bem como umas notas em caso de no futuro se resolverem os problemas aqui apresentados.

Capítulo 2

Revisão Bibliográfica

Neste capítulo, pretende-se fazer um levantamento de literatura do grafeno até à atualidade, das antenas em geral e posterior complementação de antenas perturbadas por um elemento em grafeno. Numa parte inicial, em 2.1, é descrito a origem do grafeno, o que o torna um material tão promitente e especial nesta área da engenharia, métodos de fabrico e o seu comportamento em duas diferentes bandas de frequência. Versa a secção 2.2 sobre a parametrização de uma antena e quais as características essenciais da mesma, dando principal destaque à antena em microstrip, uma vez que foi a escolhida para esse trabalho. Na secção 2.3 apresentam-se alguns exemplos de antenas funcionais que implementam este tipo de material. Na secção 2.4 muito brevemente menciona-se a aplicação deste material inovador noutras áreas que não as telecomunicações. Por último, em 2.5 um breve apanhado que visa o reforço de informação a reter sobre o grafeno na banda de frequência de operação, as microondas.

2.1 Grafeno

O grafeno é um material que desde os primórdios da sua descoberta fascinou os investigadores de todas as áreas da engenharia. Principalmente descrito como um material exótico e inovador, apresenta um conjunto de características que o tornam num elemento com grande potencial para estudo, desde as propriedades elétricas, magnéticas, térmicas até às mecânicas. [12]

A existência deste material foi teorizada por Philip R Wallace em 1947 apesar de na altura, ainda não lhe ser atribuído este nome. Este investigador pretendia expandir o conhecimento acerca da grafite e as suas propriedades eletrónicas. [13] Só a partir de 1962 o termo grafeno teve a sua primeira manifestação, graças sobretudo ao pioneiro Hanns-Peter Boehm e à redução do óxido de grafite em finas camadas, que nos que dias que correm corresponderiam ao grafeno quimicamente modificado. No decorrer dos anos, muitos outros cientistas coordenaram investigações semelhantes, com o intuito de reduzir e transformar a grafite numa camada só de grafeno, contudo apenas em 2004 uma pesquisa conduzida por Andre Geim e Konstantin Novoselov é que se revelou satisfatória. [14]

Estes dois professores, perante uma amostra de grafite, recorreram a uma fita adesiva e através da esfoliação contínua desta amostra, isto é, colando a fita adesiva no grafeno e puxando, e pacientemente repetindo este processo, conseguiram atingir uma camada finíssima de grafeno. O grafeno foi o primeiro material 2D a ser descoberto, e esta revelação teve um grande impacto num vasto leque de áreas da engenharia, garantindo-lhes assim o prémio Nobel da Física em 2010.

2.1.1 Constituição e vantagens

Este material apresenta uma constituição fora do comum. Primeiramente, é visto como um material 2D dado ser extremamente fino, chegando a atingir espessuras por volta dos 0.3 nm. A composição rege-se numa única camada de espessura formada por ligações de átomos de carbono dispostos em hexagonal. De uma outra perspetiva, pode-se afirmar que a grafite é uma estrutura formada de milhões de camadas de grafeno sobrepostas. No entanto, a partir do grafeno pode-se ainda obter duas estruturas em formato diferente, o fulereno e os nanotubos, este último sendo frequentemente utilizado em ensaios de antenas na banda dos Terahertz.

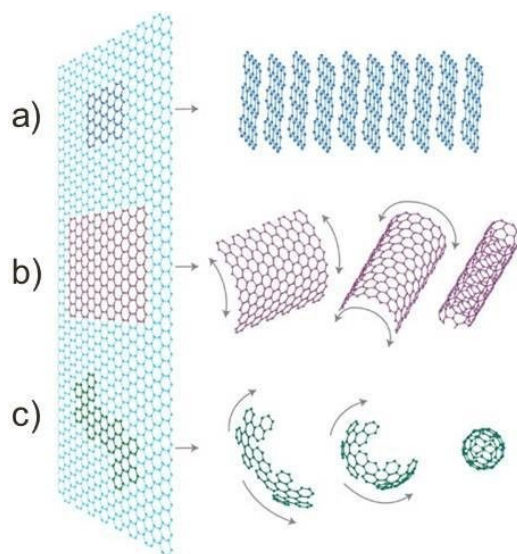


Figura 2.1: Estruturas formadas a partir do grafeno retirado de [1]. Grafite (a), nanotubo (b) e fulereno (c)

Os GNP (Nanoplaquetas de grafeno) são flocos irregulares de grafeno. Estas plaquetas são constituídas por algumas camadas de grafeno, atingindo os poucos micrómetros. Estas plaquetas são formadas a partir do método esfoliação líquida-fase, que será imediatamente abordado. Dado o seu baixo custo de produção em comparação com uma camada singular e pura de grafeno, por norma opta-se por esta estrutura nos testes laboratoriais uma vez que mantém as principais características em estudo.

Quanto às características e vantagens do uso do grafeno, existe um conjunto de particularidades que se devem destacar. É um excelente condutor elétrico e térmico, explicado pelas suas portadoras de carga possuírem uma enorme mobilidade intrínseca, sem deixar de referir as suas

capacidades excepcionais de reconfiguração dinâmica, propriedades magnéticas, flexibilidade mecânica e forte estrutura e ainda transparência ótica. Um dos factores que impulsionou o estudo deste material foi a capacidade de miniaturização, uma vez que é possível substituir componentes passivos que normalmente ocupam grande espaço por um nano equivalente composto por grafeno, desde aplicações nas antenas, sensores e biomedicina [15]. A reconfigurabilidade acerta também um papel fulcral no que concerne ao estudo deste material, tornando certos dispositivos eletrónicos como *phase shifters*, recetores e antenas sintonizáveis, por exemplo um vetor de antenas capaz de mudar o seu feixe.

2.1.2 Processos de fabrico

No que diz respeito ao fabrico deste elemento, todos os métodos neste subcapítulo mencionados, com exceção da esfoliação micromecânica, são realizados num contexto industrial.

- **Esfoliação micromecânica**

Inicializando pelo processo que levou à descoberta do grafeno, a esfoliação micromecânica, como anteriormente referida, o grafeno é obtido através de uma amostra de grafite que vai sendo esfoliada repetidamente com uma fita adesiva, até se alcançar o material em questão. É um método pouco eficaz e moroso, não sendo o melhor para gerar elevadas quantidades de grafeno.

- **Esfoliação líquida-fase**

Um outro tipo de esfoliação tem como princípio a combinação de uma amostra de grafite com um solvente de ácido acético ou ácido sulfúrico, seguido de uma esfoliação da solução através de um processo chamada ultrasonificação, que consiste na aplicação intensiva de ondas ultra-som. Este processo de fabrico é responsável pela produção das nanoplaquetas de grafeno e consegue-se escolher um valor aproximado da sua espessura.

- **Deposição química de vapor**

Dando seguimento a outra técnica de criação, a deposição química a vapor é um processo comumente utilizado na manufatura de todo o tipo de produtos. O princípio base rege-se na utilização de uma substância iniciadora e um ou mais monómeros utilizados no revestimento do material. Estes elementos entram numa câmara de vácuo, e através do aumento da pressão, as várias substâncias englobam-se no substrato, neste caso, o carbono. Notório referir que a formação de grafeno é de alta qualidade e em grande escala.

- **Deposição a laser**

Por último, é apresentado a deposição a laser que permite a formação de vários tipos de material, sendo o grafeno um deles. É um processo no qual um feixe de laser de alta energia incide num alvo dentro de uma câmara que esteja em vácuo ou na presença de um gás inerte ou reativo. O material no alvo, que deve estar posicionado a 45° face ao laser, é vaporizado,

e de seguida depositado numa fina camada num substrato. Este método é versátil, de baixo custo e permite a formação de grafeno de alta qualidade e sem defeitos. [16]

2.1.3 Condutividade do grafeno

A condutividade do grafeno é descrita pela fórmula de Kubo [12]

$$\sigma = -j \frac{e^2 k_B T}{\pi h^2 (\omega - j\tau^{-1})} \ln \left\{ 2 \left[1 + \cosh \left(\frac{\mu_c}{k_B T} \right) \right] \right\} \quad (2.1)$$

onde e é a carga do eletrão, τ é o tempo de relaxamento do eletrão no grafeno, K_B é a constante de Boltzmann, h a constante de Planck, T é a temperatura, ω é a frequência angular e μ é o potencial químico do grafeno (energia de Fermi). Desta expressão, averigua-se que a condutividade deste material é dependente da frequência, o que torna o comportamento do grafeno dinâmico perante a banda de frequência de operação, por outras palavras, o seu desempenho varia consoante a gama de frequência.

2.1.3.1 Na gama dos Terahertz

A esta frequência destaca-se a propagação de SPPs (*surface plasmon polaritons* – polaritons plasmónicos de superfície), que no fundo são “polaritons” - quasipartículas resultantes da junção de uma partícula de luz com uma onda eletromagnética. Assim, pode-se dizer que um SPP é uma excitação que existe numa interface entre um metal e um material dielétrico. [2]

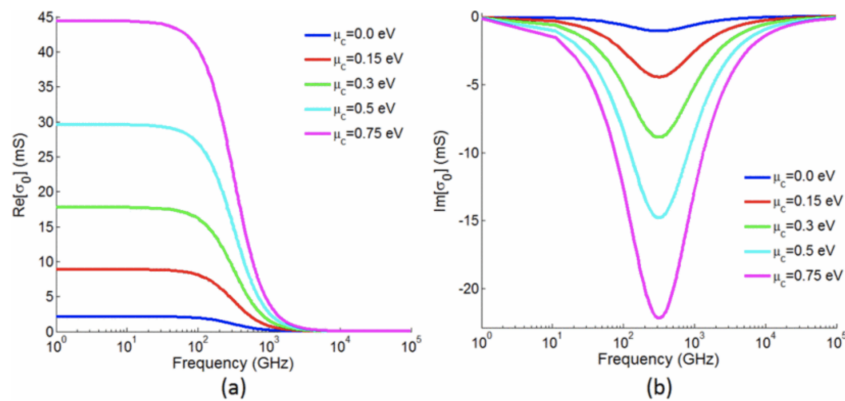


Figura 2.2: Parte real (a) e parte imaginária (b) da condutividade do grafeno ao longo da frequência, retirada de [2]

A condutividade nesta banda adquire um comportamento totalmente diferente do que na banda das microondas devido à sua indutância cinética intrínseca, que por sua vez está associada à parte

imaginária da condutividade. [17] Portanto, o próprio comportamento da condutividade nos Terahertz é propício à propagação dos SPP. Não obstante, existem perdas moderadas a esta frequência e a reconfigurabilidade não deixa de ser uma propriedade comum via polarização elétrica ou química.

2.1.3.2 Na gama das microondas

Na gama em destaque, por efeito da polarização elétrica, há um aumento da quantidade de elétrons ou portadores do vazio que controlam a parte real e imaginária da condutividade do grafeno, sendo que a esta baixa frequência (comparativamente com os Terahertz) assume apenas a parte real e a parte imaginária é tão baixa que pode ser negligenciada. Por sua vez, não existe propagação dos módulos SPP. Num contexto experimental, dependendo do estudo, pode-se considerar o grafeno como uma resistência. Nesta banda o grafeno tem uma moderada condutividade de superfície (real), e dependendo da carga que lhe é aplicada, a sua resistividade varia. O grafeno como elemento radiador por si é pobre e apresenta baixa eficiência de radiação devido às perdas de dissipação intrínsecas do material.

2.2 Antenas

Uma antena é uma estrutura, por norma feita de um material bom condutor, com determinada forma e tamanho, capaz de irradiar energia eletromagnética. A antena é um elemento imprescindível que revolucionou por complemento o mundo das telecomunicações sem fios, tal como se conhece hoje. Este pedaço de tecnologia é capaz de transmitir informação que se propaga pelo espaço vazio através de ondas, que partem de um transmissor e que são captadas por um recetor. Para mais se ficar a conhecer sobre as mesmas, são apresentados alguns dos parâmetros essenciais que definem uma antena.

2.2.1 Parametrização de uma antena

Primeiramente realiza-se uma breve alusão às equações de Maxwell, definidas e teorizadas em 1873 pelo próprio, com o intuito de explicar a propagação do fenómeno elétrico e magnético das ondas. A teoria eletromagnética pode ser descrita por 4 equações fundamentais. [3]

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} - M \quad (2.2)$$

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

$$\nabla \cdot D = \rho \quad (2.4)$$

$$\nabla \cdot B = 0 \quad (2.5)$$

onde E é o campo elétrico, H é o campo magnético, D é a densidade de fluxo elétrico, B a densidade de fluxo magnético, M é a densidade de corrente magnética fictícia, J densidade de corrente elétrica e ρ densidade de carga elétrica. Estas 4 equações diferenciais podem ser deduzidas para um conjunto alargado de expressões que explicam ao detalhe todo o funcionamento das ondas eletromagnéticas, mas o principal a reter é o campo elétrico E e o campo magnético H que são frequentemente utilizados aquando na abordagem de teoria de antenas.

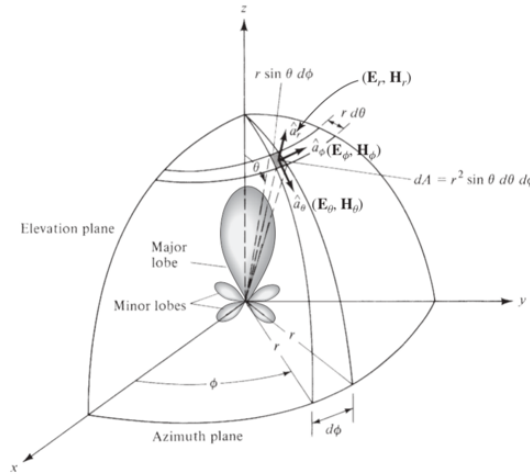


Figura 2.3: Eixos e conceitos relativos a uma antena retirado de [3]

O diagrama de radiação de uma antena é um gráfico que mostra a comportamento da antena localizada a um campo distante. Este diagrama descreve a magnitude da antena segundo um eixo de coordenadas de $F\theta(\theta, \phi)$ segundo o ângulo θ . Por norma, é preferível mostrar o diagrama planar em vez do diagrama tridimensional da superfície.

O *beamwidth* – largura de feixe – é um ângulo no qual a maioria da potência da antena é radiada. Um padrão de radiação de uma antena com um feixe estreito traduz-se numa antena com grande diretividade, e consequentemente, maior ganho. No entanto, não há relação direta entre estas duas medidas dado que o a largura de feixe é apenas dependente do tamanho e forma do feixe principal enquanto que a diretividade envolve apenas a integração de todo o padrão de radiação. [18]

No que toca esta à densidade de potência de radiação, é necessário esclarecer primeiro o conceito de Vector de Poynting instantâneo, calculado através da expressão

$$W = E \times H (\text{W/m}^2) \quad (2.6)$$

pois é a potência instantânea que atravessa a superfície fechada S e

$$P = \oint_S W \cdot dS = \oint_S W \cdot \hat{n} da (W)$$

onde $\hat{n}$ é o vetor unitário normal à superfície e para fora. De outra maneira, é possível afirmar que

$$W_{ax}(x, y, z) = W[W(x, y, z; t)]_{av} = \frac{1}{2} \text{Re}[E \times H^*] \quad (2.7)$$

comummente apresentada por W_{rad} [19].

Define-se a intensidade de radiação como a energia irradiada por uma antena por unidade de ângulo sólido de feixe

$$U = r^2 W_{rad} \quad (2.8)$$

A diretividade é um parâmetro necessário para classificar a intensidade de radiação da antena numa determinada direção, já que uma antena não irradia de igual forma em todas as direções, com exceção da antena isotrópica, modelo ideal e fictício que é usada para facilitar cálculos e servir como referência. Esta é dada por

$$D = \frac{(4\pi U)}{P_{rad}} \quad (2.9)$$

No caso de a direção não ser especificada, está-se perante a direção do máximo de intensidade de radiação, traduzida por

$$D_{max} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (2.10)$$

O ganho de uma antena é semelhante ao conceito anteriormente apresentado, com a exceção de que é referente à energia de entrada de uma antena invés do total de energia irradiada, estando condicionada pela eficiência de radiação. Uma vez que nem toda a potência entregue à antena é radiada, é necessário estabelecer uma relação entre estas variáveis, face às perdas no condutor e no dielétrico. [4] Assim, a eficiência de radiação de uma antena é dada por

$$P_{rad} = \eta P_{in} \quad (2.11)$$

Por fim, obtem-se o ganho relativo a uma antena

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \times \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.12)$$

2.2.2 Antenas do tipo microstrip

A microstrip é uma linha de transmissão planar que surgiu no ano de 1952, e só passado duas décadas é que começaram a aparecer as primeiras antenas patch formadas neste material depois do desenvolvimento da PCB. [20] Logo desde essa altura que interessou os investigadores pelas suas distintas benesses, tal como, o seu tamanho e peso reduzidos, o baixo custo de produção, a configuração planar, a grande portabilidade, a facilidade de integração numa grande variedade de

aplicações e a utilização no contexto de microondas. Uma particularidade deste tipo de antenas é a comodidade de a tornar escalável para N elementos em vetor.

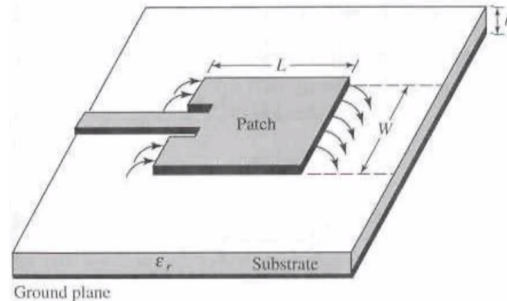


Figura 2.4: Antena do tipo microstrip alimentada por *inset*, o método genérico retirada de [4]

Uma antena patch em microstrip é formada por um elemento radiador no topo de um substrato dielétrico, juntamente com um plano de *ground* no patamar de baixo desse substrato. O comprimento da patch vai influenciar a frequência de ressonância da antena, sendo obrigatório seguir um conjunto de fórmulas para calcular as suas dimensões e este tópico será abordado no capítulo 4. No que concerne a alimentação desta patch, há três técnicas de alimentação, por inserção, coaxial e abertura acoplada.

No primeiro método, alimentação por inserção, uma linha de transmissão é conectada à antena, tendo de ser feito um ajuste ao lado do ponto de conexão, que por norma é resolvido através do corte de duas secções, uma de cada lado da alimentação, o chamado *inset feed*. No caso da coaxial, é realizado um furo circular no patch da antena e é colocado um cilindro que perfura o substrato e plano de *ground*, de forma a estabelecer a ligação entre a patch e o fundo do substrato, onde será ligado um cabo coaxial. De forma à antena se encontrar adaptada, rege-se por um conjunto de expressões para se encontrar o ponto ótimo para corte da patch. Por último, a abertura acoplada centra-se na utilização de dois substratos, onde o de cima alberga a antena e o de baixo tem o papel de alimentar a antena. Geralmente o substrato que contém a linha de transmissão tem um fator de permitividade elétrica muito mais elevado do que o que contém a antena, pois este último deverá permanecer baixo com o intuito de não perturbar a radiação da antena.

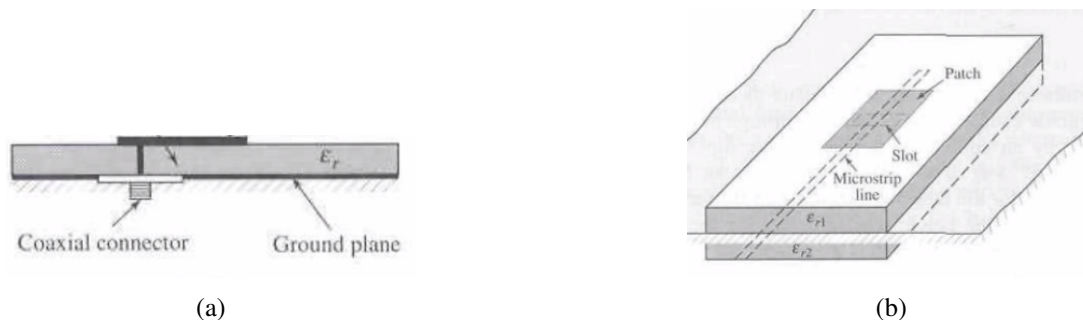


Figura 2.5: Métodos de alimentação: cabo coaxial (a) e abertura acoplada (b), retirada de [4]

Na atualidade, este grupo de antenas está presente em todos os campos da engenharia, com principal destaque nas telecomunicações, comunicações móveis e de satélite, ao GPS – Sistema de Posicionamento global, RFID – Identificação radio-frequência, aplicação através de Bluetooth e aplicação de radar. [21] Decide-se abordar em especial este tipo de antena uma vez que ao longo desta dissertação serão analisados artigos que usufruem desta antena, bem como no capítulo final será desenhada uma antena micropatch.

2.3 Antenas em grafeno

Apesar de o grafeno já ter sido descoberto há mais de uma década, não são muito os estudos realizados na gama das microondas, contudo há uma forte aposta no desenvolvimento na banda dos Terahertz. Nesta segunda banda, já foram desenvolvidas praticamente todos os tipos de antenas usufruindo o material grafeno.

Nesta secção pretende-se mostrar alguns exemplos de antenas que foram desenvolvidas recorrendo a este material, desde antenas ressonantes [5], a leaky-wave antenas [6] e do tipo reflectarray [7].

2.3.1 Antenas ressonantes

As antenas ressonantes marcam o início dos estudos realizados pelos investigadores, que descobriram que é possível haver ressonância na banda dos Terahertz. O seu desenvolvimento deve-se à alta indutância cinética do grafeno, que por sua vez ativa a propagação de plasmónicos nesta gama de operação.

Num estudo posterior, Tamagnone analisou e desenhou uma antena (patch totalmente composta por grafeno), que atua como uma interface eletromagnética entre o espaço vazio e um transmissor/recetor [5]. Pretendia analisar o comportamento da impedância de entrada e eficiência de radiação, sendo que a radiação é obtida através da colocação de um *photomixer* de onda contínua na banda de operação a meio da patch. Concluiu que ambos os parâmetros em estudo alcançaram valores próximos comparativamente ao mesmo cenário utilizando materiais em metal.

Perante a presente categoria de antenas, foi considerado o caso de utilização de duas camadas de patch de grafeno ao invés de apenas uma, como mostrado na imagem 2.6, incluindo ainda uma lente dielétrica com o intuito de aumentar a diretividade. [22] É explorada a reconfigurabilidade da frequência no contexto de plasmónicos ressonantes face a uma polarização elétrica do grafeno. Perante este ensaio, é possível afirmar que a performance se mantém nos níveis esperados em comparação ao modelo em metal, tendo em atenção que uma desadaptação da impedância condiciona a eficiência da antena. A reconfigurabilidade é uma mais valia neste desenho porque colmata esse mesmo problema, permitindo um alargamento da frequência a que se opera.

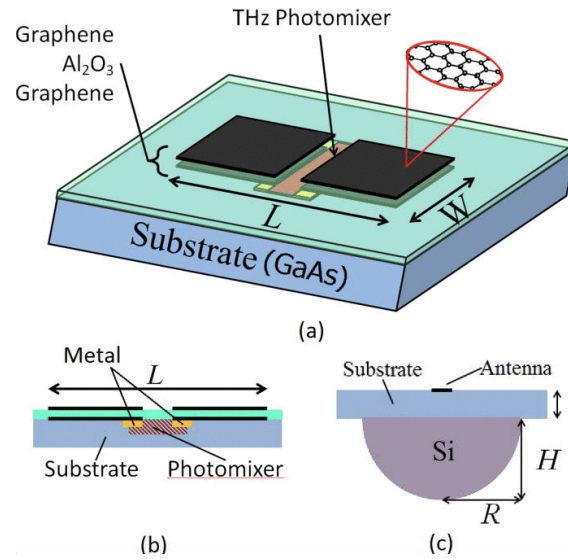


Figura 2.6: Modelo planar com dupla camada de grafeno retirada de [5]. Estrutura com dupla camada (a), vista frontal da antena (b) e (c) estrutura com lente dielétrica

2.3.2 Antenas do tipo leaky-wave

O funcionamento das antenas leaky-wave baseia-se na produção de radiação através propagação de ondas num guia de onda. Este tipo de antenas é capaz de produzir feixes estreitos, limitados pelo tamanho do guia de onda, cuja simplicidade as torna apelativas para uso a frequências elevadas, juntamente com as suas propriedades de *beamscanning*.

A propagação das ondas eletromagnéticas não homogêneas rege-se pela equação tradicional que contém uma constante de fase β e uma constante de atenuação α . A variação da constante de atenuação permite o controlo do tamanho dos lóbulos secundários da antena enquanto que a mudança do valor de β traduz-se num *scanning* da frequência do ângulo de máxima radiação do feixe. Foi despertado interesse em explorar estas antenas num novo material bidimensional com a intenção de as converter em estruturas com maior capacidade de reconfiguração e a obtenção de respostas não-recíprocas não-magnéticas.

Em 2014 foi proposto a primeira leaky-wave recorrendo ao grafeno [6], onde o princípio de radiação se baseia em superfícies de reatância sinusoidalmente moduladas. Estas superfícies são compostas por folhas em grafeno eletricamente polarizadas, que como mencionado anteriormente permite a reconfigurabilidade da antena.

Este processo de modulação sinusoidal é alcançado através da aplicação de tensão nuns pequenos blocos de polissilício localizados logo abaixo da superfície de grafeno, observa-se em 2.7, que no fundo controlarão a propagação dos modos transversais magnéticos SPP, uma vez que este modelo está desenhado para operar na banda dos Terahertz. O ângulo incidente e as percentagens de fuga podem ser modificados face à polarização elétrica dos pequenos blocos.

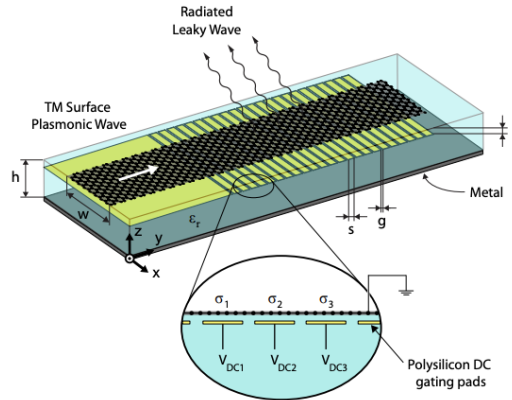


Figura 2.7: Antena do tipo leaky-wave sinusoidalmente modulada retirada de [6]

2.3.3 Antena do tipo reflect-array

Uma antena reflect-array consiste numa alimentação, normalmente através de uma antena corneta, *horn*, que ilumina um conjunto de células dispostas numa superfície refletora, produzindo um padrão de radiação fixo ou reconfigurável. A energia aceita por cada elemento é irradiada com uma diferente fase. Esta configuração dispõe de vantagens tais como a implementação de antenas de ganho elevado, dado que combina as vantagens de um vetor de antenas em fase e refletores, por possuírem baixas perdas e controlo do feixe com mais facilidade do que um vetor de antenas.

Relativamente a este tipo de antenas, foi proposto o fabrico de células revestidas em grafeno, como se pode verificar na figura 2.8. A frequência ressonante é muito mais baixa em relação às suas semelhantes feitas em metal, devido à resposta plasmónica deste material. Paralelamente a este ensaio [7], desenvolveu-se um outro com o intuito de projetar e estudar um reflect-array composto apenas por células à base de grafeno. Uma vez mais comprovou-se a utilidade desta substância no *beamscanning* e o papel importante que desempenha na reconfigurabilidade dos dispositivos.



Figura 2.8: Antena do tipo reflect-array (a) e célula primária em grafeno (b) retirada de [7]

2.4 Outras aplicações do grafeno

Este material versátil trouxe progressos não só para área das telecomunicações, como para as áreas de biomedicina, transporte, eletrônica, energia, sensores, entre outros. Através da utilização de materiais à base de grafeno, fabricar-se-iam dispositivos com a capacidade de monitorizar a saúde do paciente ou diagnosticar doenças recorrendo a biossensores flexíveis e não invasivos [15], implementação de dispositivos biofotónicos ou equipamentos eletrónicos ingeríveis. Os materiais à base de grafeno seriam projetados para serem capazes de identificar com precisão moléculas, proteínas e células de um paciente, devido sobretudo às suas capacidades elétricas e químicas[23].

No que diz respeito à nanotecnologia, desde cedo que se pensou em utilizar este material como transportador de substâncias a uma zona específica dentro do corpo humano, por exemplo, a possibilidade de transporte de um medicamento anticancerígena para atuar precisamente na zona do tumor [24].

No âmbito da sustentabilidade, e visto que o armazenamento de energia até aos dias que correm ainda constitui um grande problema face ao combate das alterações climáticas e produção de energia limpa, os cientistas estudam e propõem projetos que usam este material como um meio de armazenar energia [25]. As fantásticas características de condução elétrica, a microestrutura do grafeno e a sua estabilidade electroquímica e mecânica são os principais fatores responsáveis que potenciam esse estudo. Verificou-se também um interesse pelos painéis solares fabricados com este novo material, pelas mesmas razões anteriormente explicadas, capazes de otimizar o processo de produção de energia limpa a um menor custo.

Num contexto mais atual, foi desenvolvida uma máscara em grafeno que tem uma eficiência anti-bacterial de 80%, contudo esta taxa pode aumentar até quase 100% estando exposta ao sol durante 10 minutos [26]. Para mais, as típicas máscaras cirúrgicas não são completamente antibacterianas, podendo ocorrer uma segunda transmissão caso haja contacto com a superfície afetada ou não forem devidamente descartadas, problema este que foi resolvido neste estudo com o bônus de ser biodegradável.

2.5 Conclusões

Em jeito de conclusão, após uma revisão bibliográfica – decidiu-se utilizar e explorar a gama de frequências das microondas, sendo um dos principais factores a caracterização laboratorial da antena e confirmação de resultados.

Reforça-se uma vez mais as ótimas propriedades do grafeno, no contexto deste trabalho principalmente as elétricas que serão de maior utilidade, e que o comportamento deste material nesta gama de frequências se aproxima a uma resistência de valor variável dependendo da tensão aplicada.

Capítulo 3

Análise de Artigos

Este capítulo reserva-se à análise e estudo de artigos científicos que abordam o desenho de elementos em grafeno. Serve para aprendizagem e recolha de informação do comportamento esperado do grafeno bem como pesquisa e verificação de valores que poderão auxiliar e justificar determinados resultados mais à frente, no desenho da antena para esta dissertação. Os artigos que servirão de apoio encontram-se abaixo listados:

- Tunable Phase Shifter Based on Few-Layer Graphene Flakes. Muhammad Yasir, Silvia Bistarelli, Antonino Cataldo, Maurizio Bozzi, Luca Perregrini, Stefano Bellucci [8]
- Graphene-Based Microwave Antennas With Reconfigurable Pattern. Jian Wang, Wei-Bing Lu, Zhen-Guo Liu, An-Qi Zhang, Hao Chen [9]

No final do capítulo, haverá também uma discussão de experiências e estudos realizados no âmbito do grafeno, explorando um ou outro cenário que se achou relevante de ser apresentado.

3.1 Análise do artigo - Tunable Phase Shifter Based on Few-Layer Graphene Flakes

O primeiro artigo em estudo não é referente a uma antena em grafeno, mas sim a um desviador de fase, mais reconhecido pelo seu nome em inglês - *phase shifter* - reconfigurável, ou seja, um elemento que permite a variação da fase. No artigo em questão foi desenvolvido uma microstrip ligada a um stub em curto-circuito que apresenta um elemento em grafeno e ao ser aplicada uma tensão, faz variar a resistividade da superfície do material e obtém-se uma mudança na fase na saída. O dispositivo opera entre os 5 a 6 GHz e consegue atingir uma variação de fase máxima de 40° e perdas de inserção de 3 dB.

De forma a conseguir acompanhar o artigo e meramente para fins académicos, transcreve-se o modelo do *phase shifter* do autor para o software de desenho Advanced Design System. Numa primeira abordagem, repete-se as medidas do autor do artigo e quando não são explicitamente mencionadas, fica-se por uma estimativa de valores que vão de encontro à situação em análise.

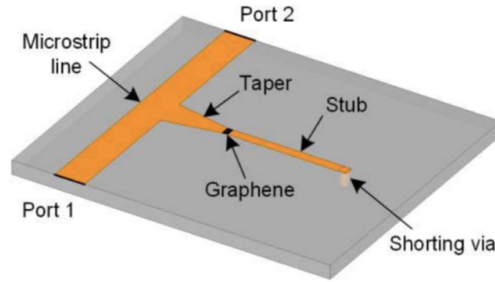


Figura 3.1: *Phase shifter* reconfigurável retirado de [8]

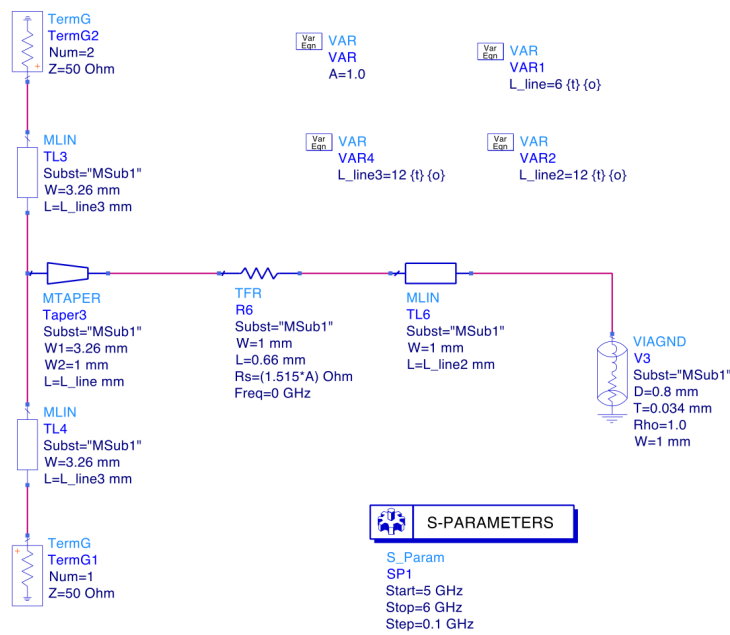


Figura 3.2: Esquemático do modelo no *software* ADS

Neste ensaio, a frequência de operação pertence à banda das microondas (0.3 GHz - 300 GHz), e conforme mencionado anteriormente, o grafeno comporta-se como um elemento apenas com parte real, portanto, uma resistência.

Recorreu-se ao substrato Taconic RF-35 com uma espessura de $h = 1.52$ mm, permitividade dielétrica relativa $\epsilon_r = 3.5$ e uma tangente de perdas $\tan \delta = 0.0018$. A largura do stub é de 1 mm e o comprimento de grafeno é de 0.66 mm e a largura coincide com a do stub, isto é, 1 mm. O taper tem medidas de 6 mm x 3.26 mm e o stub 12 mm x 1 mm, conforme se vê mais detalhadamente na figura 3.3.

Conforme acima ilustrado nas figuras 3.1 e 3.2, o *phase shifter* reconfigurável é composto por uma microstrip de largura 3.26 mm para garantir a adaptação de 50 Ω , e onde nos extremos se encontram os portos de entrada e portos de saída, porto 1 e 2 respetivamente. A meio da microstrip

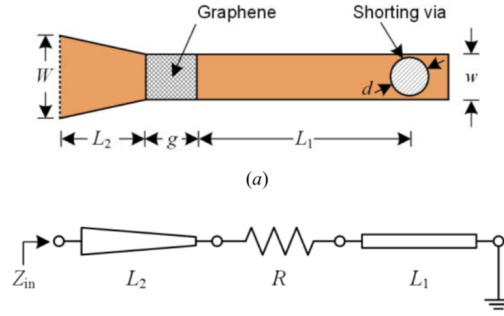


Figura 3.3: Medidas mais detalhas do taper, grafeno e stub, seguido do circuito equivalente retirado de [8]

desenha-se uma estrutura em forma de taper com a finalidade de servir como adaptação ao stub em curto-circuito mais à frente representado, e intercalado entre estes dois elementos depara-se com o grafeno. No que diz respeito à simulação do grafeno, como mencionado no capítulo 2, à frequência de operação de 5.5 GHz, este material comportar-se-á como uma resistência. No caso em estudo, opta-se pela utilização do componente chamado TFR - *Thin Film Resistor* -, que no fundo é uma resistência que dispõe de um parâmetro de comprimento que se consegue controlar, garantindo assim a maior proximidade ao ensaio. Por fim, para se garantir um stub em curto-circuito, conecta-se na extremidade uma via ligada à massa.

É notório referir que na análise dos autores, utiliza-se Resistência com a unidade básica de Ω , no entanto aquando a utilização do componente TFR, o parâmetro R_s diz respeito à resistividade da superfície - *Sheet Resistance* - e não à resistência. Por conseguinte, é imprescindível a conversão desta unidade, através da equação apresentada

$$R = R_s \times \frac{L}{W} (\Omega) \quad (3.1)$$

onde se conclui que a resistividade depende da resistência e da área do meio, sendo a unidade o Ω/square . Uma vez que a área do grafeno é dada pelo comprimento e largura, 1 mm x 0.66 mm, facilmente se retira que basta multiplicar a resistência por um factor de 1.515. Para terminar as notas relativas ao TFR, o último parâmetro da frequência, por *default* é igualado a zero, a fim de que R_s seja constante ao longo da frequência do ensaio de 5 a 6 GHz.

Passando à simulação do esquemático apresentado, conclui-se que o comportamento da magnitude é muito semelhante ao esperado, realçando que à menor resistência a magnitude é muito inferior para as frequências mais baixas.

No entanto, a fase obtida no gráfico 3.4 ao longo da frequência de 5 até 6 GHz é de menor valor comparativamente ao resultado simulado no artigo, apesar de que no final não se notará grande diferença visto que o factor mais importante rege-se no ΔF , calculado através da diferença de fase dos extremos, isto é, diferença entre $R = 78 \Omega$ e $R = 1150 \Omega$, como se pode verificar em 3.4. O ponto de maior interesse reside no limite superior do intervalo de frequência, os 6 GHz. É precisamente nesta posição onde se obtém uma maior variação de fase e menor perdas de

magnitude.

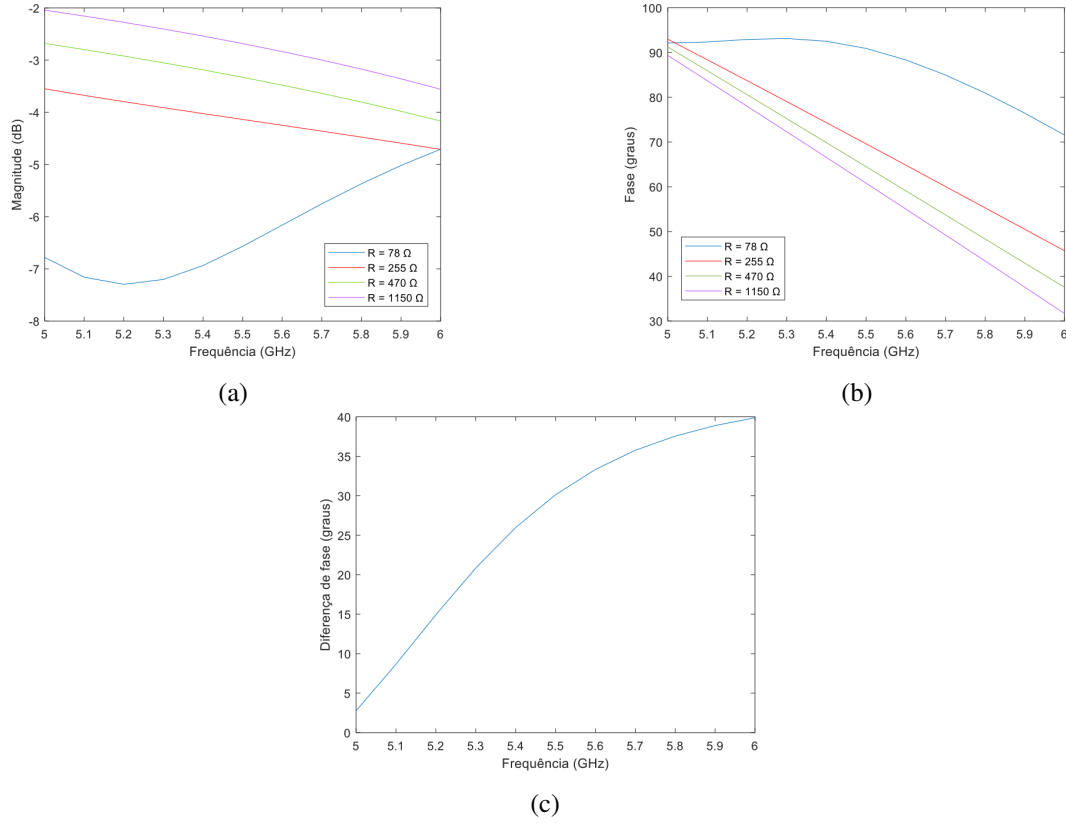


Figura 3.4: Gráficos da magnitude de $S_{(2,1)}$ (a), fase de $S_{(2,1)}$ (b) e diferença de fase (c) segundo frequência para vários valores de R

3.1.1 Variantes do artigo anteriormente apresentado

Este subcapítulo visa a apresentação de uma variante deste *phase shifter* reconfigurável. Primeiramente, com o auxílio da ferramenta de otimização, tentou-se ir ao encontro de valores ótimos de forma a melhorar os resultados obtidos, quer seja uma maior diferença de fase ou menor perdas de inserção. Colocando todas as variáveis neste menu de *tuning*, e sem fugir demasiado ao desenho inicial, não se conseguiu obter melhorias notórias de serem apresentadas. Não foi possível obter uma maior variação de fase através da diferença da maior e menor resistividade tampouco obter uma melhoria no que diz respeito à magnitude de $S_{(2,1)}$. A razão por detrás disto será certamente porque os autores já projetaram o modelo com o intuito de obter os resultados ótimos, a fim de garantir o melhor conjunto de valores.

Um outro caso ainda abordado foi a sugestão de inserir dois stubs em curto circuito, ao invés de apenas um. Em vez de o segmento que constitui o taper, grafeno e stub estar situado a meio da microstrip, nesta versão, cada um deles encontra-se a $1/3$ das extremidades da microstrip. Os restantes componentes mantêm as suas características e medidas.

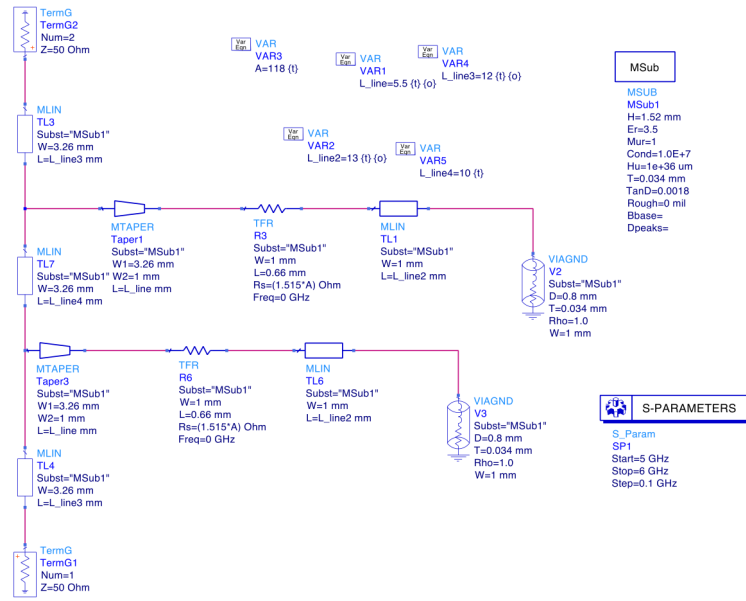
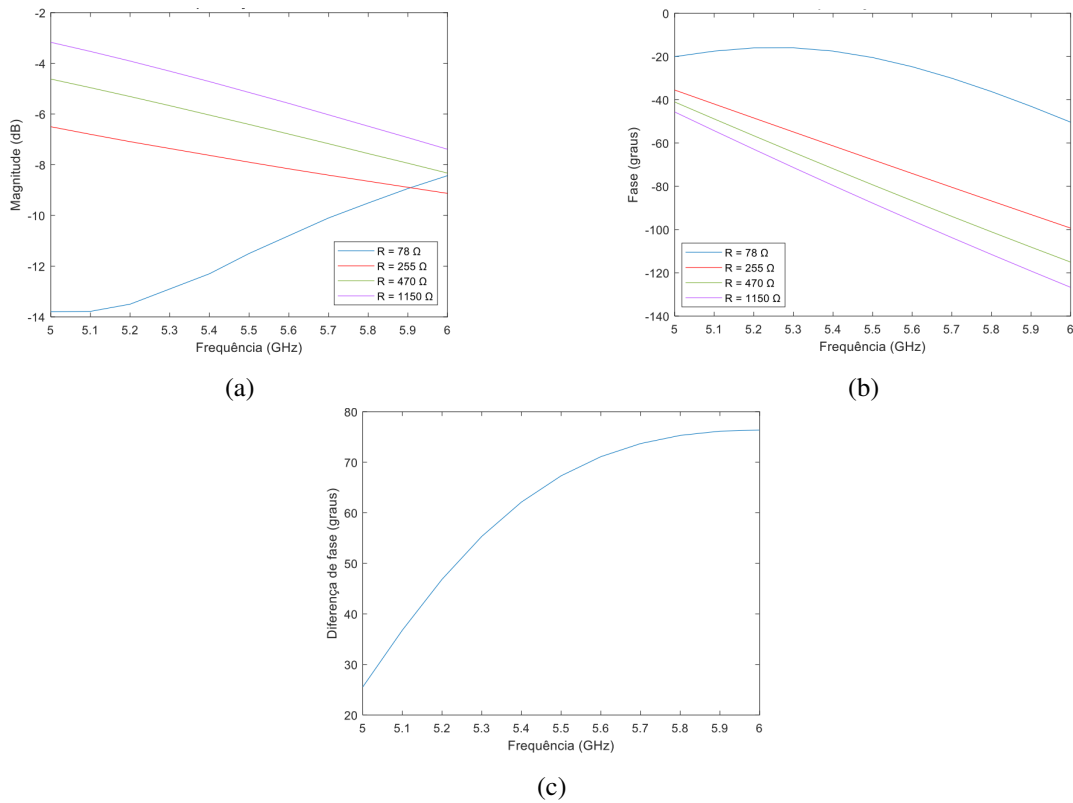


Figura 3.5: Esquemático da proposta com a utilização de dois stubs

Figura 3.6: Gráficos da magnitude de $S_{(2,1)}$ (a), fase de $S_{(2,1)}$ (b) e diferença de fase (c), segundo frequência para vários valores de R no caso do uso de 2 stubs

Visualizando os gráficos em 3.6, é possível extrair que os valores resultantes são idênticos aos anteriormente apresentados mas multiplicados por um factor de 2. Tanto a magnitude com a fase duplicam, e consecutivamente o ΔF . À primeira vista poderá parecer vantajoso, uma vez que permite uma maior diferença de fase entre as resistências, e no fundo o que se tenta maximizar é a fase, de forma a conseguir no final da dissertação um maior padrão reconfigurável dependente de ΔF , contudo a significativa degradação da magnitude de $S_{(2,1)}$ não justifica esta abordagem de dois stubs.

3.2 Análise do artigo - Graphene-Based Microwave Antennas With Reconfigurable Pattern

O presente artigo descreve o desenvolvimento de uma antena com padrão reconfigurável através de um híbrido *phase shifter* perturbado por um elemento em grafeno. O estudo foca-se principalmente no funcionamento da estrutura em grafeno, com o intuito de verificar se a mesma poderá ser útil numa fase posterior desta dissertação.

Neste ensaio, é novamente retirado proveito da vantagem mais significativa do grafeno na banda de operação de microondas, a sua capacidade de mudança de resistividade face à aplicação de uma tensão.

O elemento constituído por grafeno, a GSS - *Graphene Sandwich Structure* - é uma estrutura proposta por Jian Wang, Wei-Bing Lu, Zhen-Guo Liu, An-Qi Zhand e Hao Chen cuja composição reside na sobreposição de camadas de grafeno intercaladas com outros substratos. A estruturação, iniciando pela camada inferior até à camada superior, é formada por uma camada de substrato PVC, seguida por uma camada de grafeno, que é sobreposta por um líquido iónico, novamente outra camada de grafeno e por fim, outro substrato PVC, como é mostrado na figura 3.7. Em cada uma das extremidades das camadas de grafeno, existe um eléctrodo com o objetivo de servir como ponto de aplicação de tensão na parte laboratorial. Esta estrutura é sobreposta na microstrip do porto 2, um dos portos refletores. A nível de circuito eléctrico, este aglomerado de camadas pode ser visto equivalentemente como um circuito RLC.

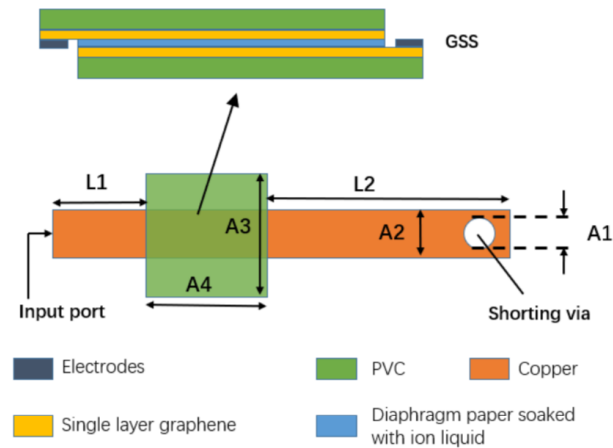


Figura 3.7: Composição da GSS - *Graphene Sandwich Structure* retirado de [9]

De modo a garantir uma maior coerência e integridade desta estrutura, optou-se por realizar as simulações específicas deste componente no HFSS dado que é um software que lida com mais facilidade perante esta sobreposição de camadas, fora que será mais útil na obtenção de diagramas de radiação e resultados especializados de antenas.

O híbrido utilizado é um *phase shifter* refletor analógico, geralmente composto por 4 braços em que um deles corresponde à entrada, um à saída e os restantes dois braços são constituídos por 2 cargas com reatância, com o objetivo de refletirem o sinal que chegue ao seu próprio porto.

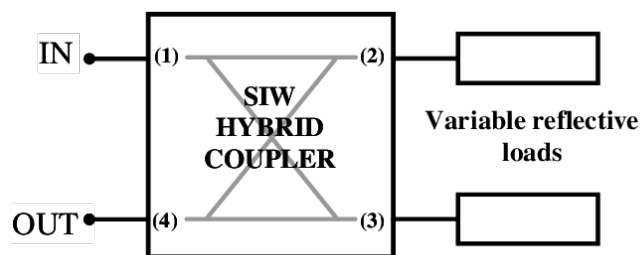


Figura 3.8: Topologia do *phase shifter* refletor retirado de [3]

O funcionamento deste híbrido refletor é semelhante ao do híbrido acoplador de 90° . Pode ser explicado da seguinte maneira: um sinal que entre pelo porto 1, segue até ao porto 2 com um atraso de fase reduzido, dependente apenas do tempo de propagação, proporcional à frequência de operação, e ao seguir até ao porto 4 de saída, vai sofrer uma variação de fase de 90° . De semelhante forma, um sinal cujo trajeto vá do porto 1 ao 3, sofre uma variação de fase de 90° . Concluindo, um sinal que passe diagonalmente de um porto para o porto refletor ou vice-versa sofre sempre uma alteração da fase.

Esta parte da simulação tem o propósito de averiguar se o funcionamento de um híbrido analógico refletor, se coincide com o da literatura. Começando por utilizar os valores referidos no artigo para uma frequência de 5 GHz.

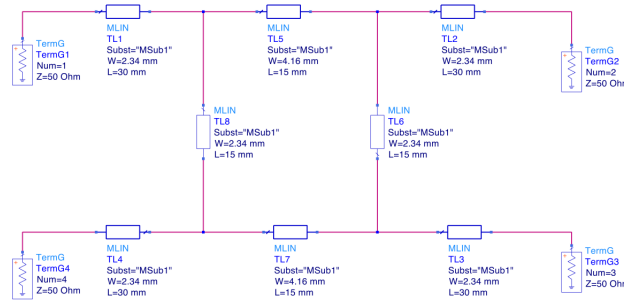


Figura 3.9: Desenho do híbrido no software ADS com cargas adaptadas

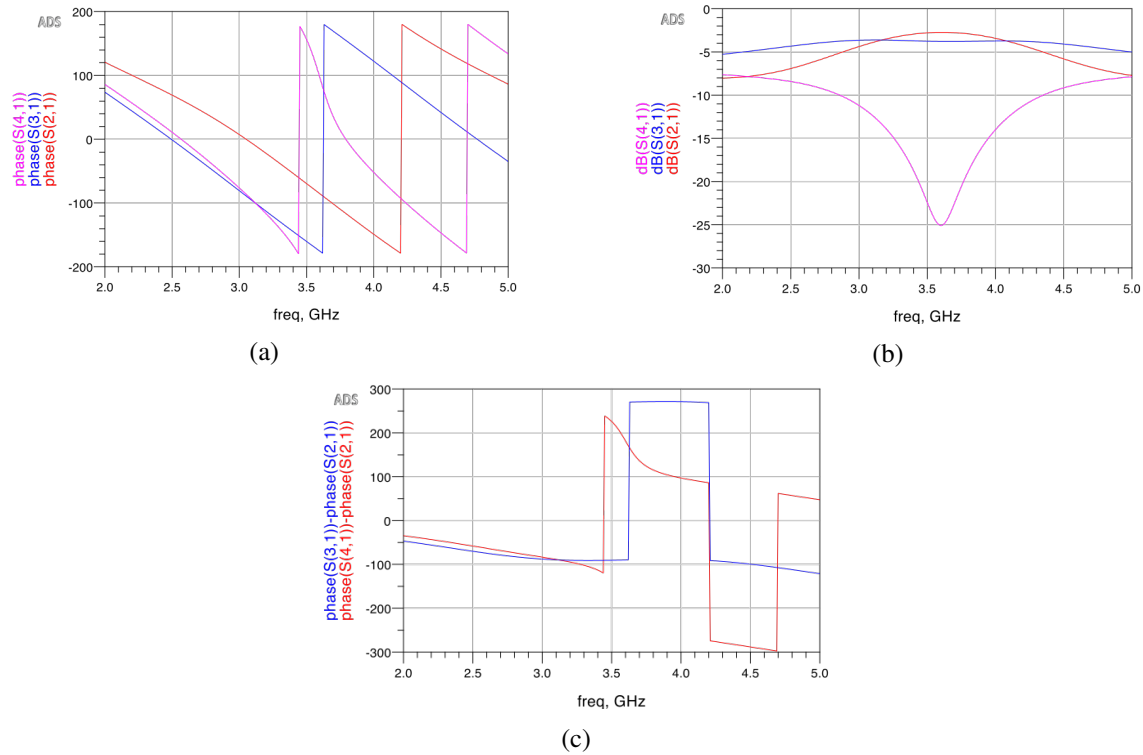


Figura 3.10: Gráficos das fases dos portos 2, 3 e 4 (a), das magnitudes 2, 3 e 4 (b), e diferença de fase entre portos 3-2 e 4-2 (c)

Verificando os resultados obtidos pela simulação, retira-se que para as cargas adaptadas a 50 Ω , os valores referentes ao híbrido a 5 GHz não se encontram de todo centrados a esta frequência. Por 3.10, é possível observar o comportamento nos portos 2 e 3 é semelhante, estando desfasado de 90°. Já a magnitude em 3.10, de $S_{(4,1)}$ de output encontra-se com o valor mínimo centrado a uma frequência de 3.6 GHz. Através de 3.10, a diferença de fase entre os portos 3 e 2 e dos portos

4 e 2 mantêm-se sensivelmente a um valor de 90° ao longo da frequência com exceção de umas irregularidades a meio do gráfico e no limite superior. É de notar que as mudanças bruscas do valor negativo para positivo e vice-versa são saltos de fase de 360° e bastaria aplicar um *unwrap* da fase para os desfazer.

Na etapa seguinte, realizou-se o mesmo conceito contudo, em vez de as cargas dos portos 2 e 3 se encontrarem adaptadas, as mesmas passaram a simular um curto-circuito. Ora, dado que nas terminações do software tal não é possível, utilizou-se um valor de $Z = 0.1 \Omega$, valor próximo a um curto-circuito.

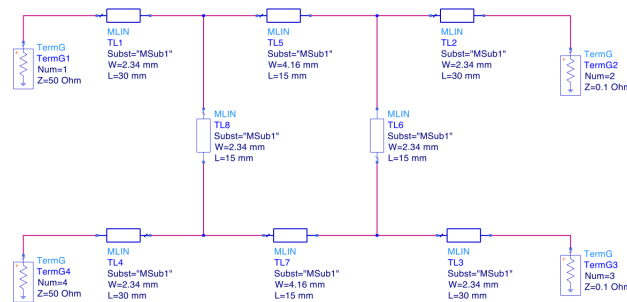


Figura 3.11: Desenho do híbrido no software ADS com cargas em curto-circuito

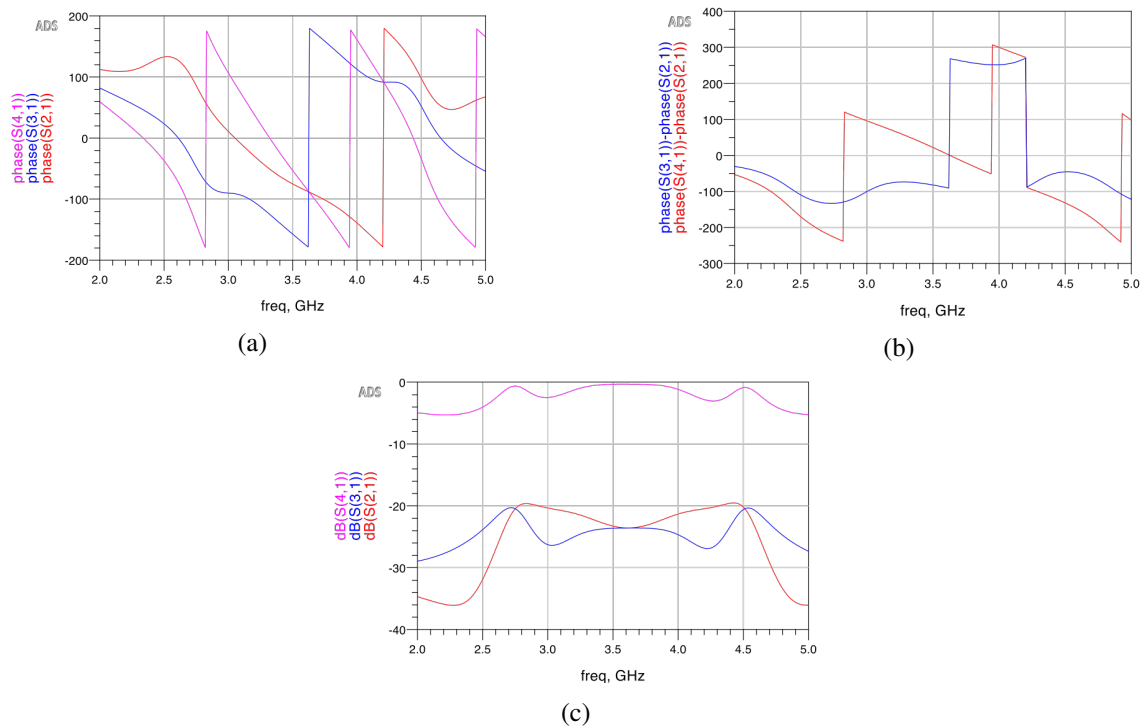


Figura 3.12: Gráficos das fases dos portos 2, 3 e 4 (a), das magnitudes 2, 3 e 4 (b), e diferença de fase entre portos 3-2 e 4-2 (c)

Primeiramente, pela figura 3.12, no contexto de curto-circuito, tem-se a magnitude de saída mais perto de 0 dB precisamente a uma frequência de 3.6 GHz. Já a fase apresenta mais irregularidades do que no caso anterior, contudo o desfasamento mantém-se, em que as fases dos portos 2 e 3 (curto-circuitados) possuem uma diferença de fase próxima a 90° e o porto 4 de output apresenta um declive multiplicado por um fator de 2 comparativamente a $S_{(2,1)}$ ou $S_{(3,1)}$ por o tempo de propagação ser o dobro até chegar à saída.

Perante os resultados, e visto que o comportamento deste *phase shifter* parecia estar desenhado não para 5 GHz, mas para 3.6 GHz, realizou-se a mudança de frequência de operação com o intuito de obter resultados mais satisfatórios.

No artigo em análise, a junção do híbrido com a estrutura GSS e linha microstrip faz com que os portos refletores 2 e 3 funcionem como um díodo varactor. Com base nesta informação, analisa-se qual o impacto de uma reatância colocada nos portos 2 e 3, na fase de saída do híbrido.

Primeiro, colocou-se um modelo igual à figura 3.11, com $Z = 0.1 \Omega$ para servir como modelo de referência. De seguida, fez-se uma cópia desse mesmo modelo porém para o valor de $Z = 0.1 + j * x$. Assim, será possível realizar a diferença entre um modelo com reatância variável de X subtraindo a um modelo que anulará a parte real dos braços do híbrido em estudo. Paralelamente a este estudo da reatância, decidiu-se explorar a influência de uma carga colocada apenas num braço, escolha optada pelos autores do artigo em estudo, versus a influência de colocar uma carga em ambos os braços, que aliás, é o método mais comum na literatura.

Fez-se um varrimento de $X = [0,300]$ e obtiveram-se os seguintes resultados:

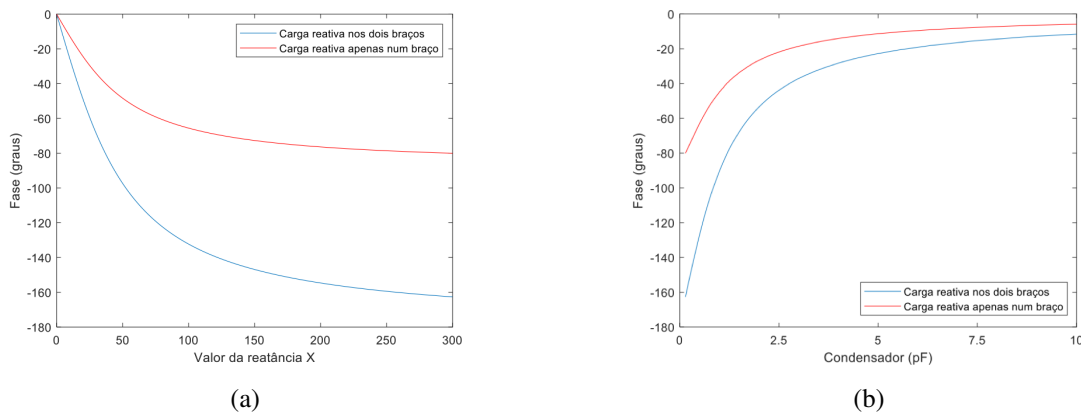


Figura 3.13: Gráficos do resultado da reatância (a) e do valor do condensador em pF (b)

Sabendo que a reatância de um condensador é dada por $X = \frac{1}{\omega C}$, converteram-se os resultados para um valor de condensador em pF que seria necessário utilizar de forma a garantir os mesmos resultados. No fundo, quer-se extrair a relação que existe entre a variação da fase e o valor do condensador, que é apresentado em 3.13. O gráfico em consideração tem um comportamento inversamente proporcional face à reatância, como é provado pela relação entre as duas variáveis. Face aos resultados adquiridos, conclui-se que a utilização de duas GSS é mais benéfica do que apenas uma GSS, permitindo a obtenção da variação de fase dobrada e garantindo um híbrido mais equilibrado.

Dando início ao procedimento de análise do componente de grafeno propriamente dito, a GSS, é boa prática começar pela simulação elementar do componente. Para o efeito, simula-se esta estrutura sobreposta numa linha de transmissão, que apresenta já as dimensões equivalentes a um braço do híbrido em estudo.

Uma vez que no artigo científico em momento algum foram apresentadas as características específicas do líquido iónico em uso, o TF2N[deme] (*diethylmethyl(2-methoxyethyl) ammonium bis (trifluoromethylsulfonyl)imide*), recorreu-se a valores citados em [27], de $\epsilon_r = 12.0$ e $\delta = 0.001$.

Testando esta estrutura complexa no software HFSS sobreposta numa linha de transmissão, como mostrado nas figura 3.7 pela figura 3.14, obtém-se resultados muito semelhantes aos do artigo, confirmando a funcionalidade da GSS.

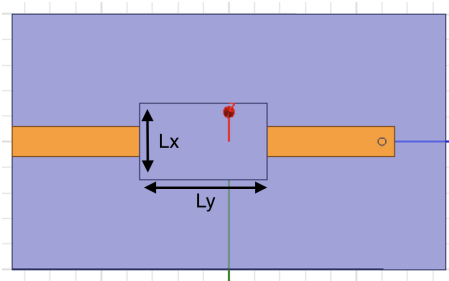


Figura 3.14: Estrutura GSS sobreposta numa linha de transmissão em curto-circuito

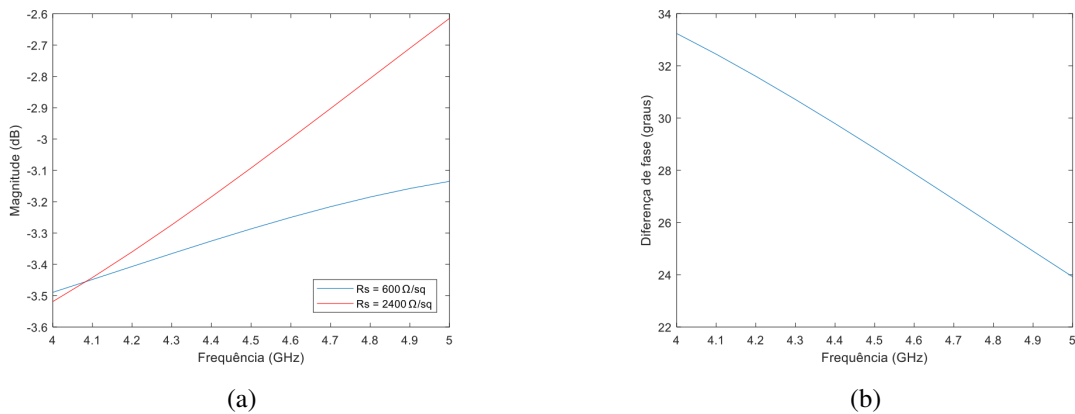


Figura 3.15: Gráficos da magnitude de $S_{(1,1)}$ (a) e diferença de fase (b) segundo a frequência para dois valores de R_s

Logo após o desenho do modelo, alcançou-se a magnitude de $S_{(1,1)}$ e a correspondente diferença de fase entre as resistividades limite. Os valores da resistividade do ensaio advém da tensão aplicada num intervalo de $V = [0, 5]$ V, tendo o grafeno registado um máximo em $V = 0.7$ V e um mínimo em $V = 5$ V, originando assim $R_s = 2400 \Omega / \text{sq}$ e $R_s = 600 \Omega / \text{sq}$ respetivamente, denotado na figura 3.16. Quer a magnitude quer a diferença de fase vão de encontro aos gráficos obtidos em [9].

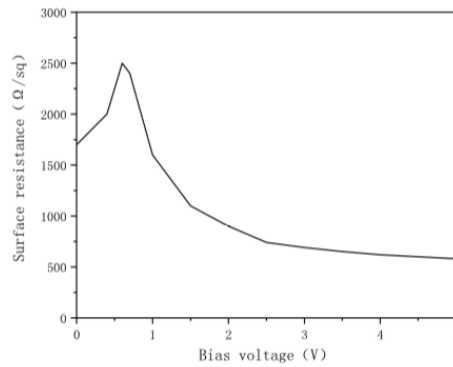


Figura 3.16: Valores da resistividade obtidos através da polarização elétrica de [0, 5] V retirado de [9]

Como se pode averiguar dos gráficos acima em 3.15, o comportamento de ambos é o esperado, tendo a magnitude para os dois valores de resistividade uma amplitude de perto de -3 dB, e a diferença de fase entre as resistividades comporta-se tal e qual o ensaio, possuindo um máximo no limite inferior da frequência e um comportamento descendente perante a evolução do eixo do x.

Dando continuidade ao estudo do modelo apresentado, fez-se a junção do híbrido refletor com o elemento em grafeno. O objetivo é averiguar se o desenho proposto realmente funciona, e ainda se explora uma vez mais o uso de apenas uma GSS num braço e o uso de uma GSS em cada um dos braços refletores, isto é, duas GSS no modelo em estudo.

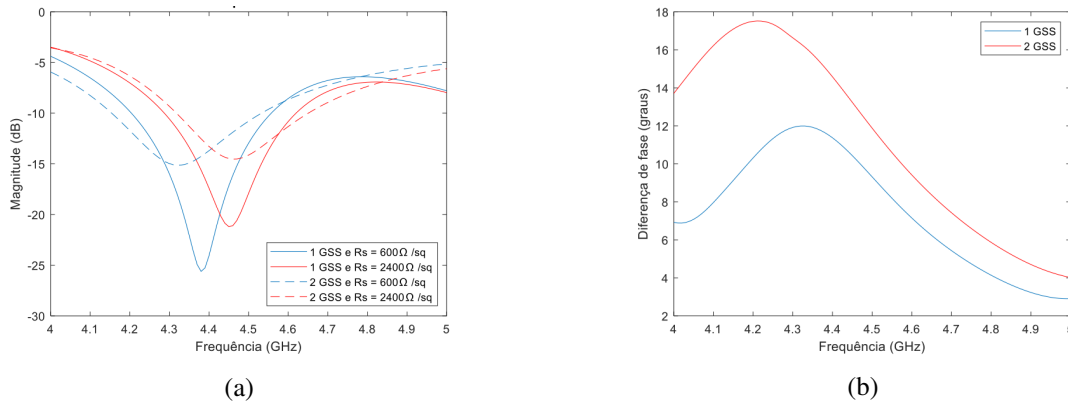


Figura 3.17: Gráfico da magnitude de $S_{(1,1)}$ do *phase shifter* híbrido (a) e a diferença de fase na saída do híbrido (b) segundo a frequência para uso de apenas uma GSS ou uso de duas GSS

Através dos gráficos em 3.17 confirma-se que a utilização de duas GSS permite obter um valor maior de diferença de fase e uma magnitude menos degradada. É notável referir que a utilização de duas GSS ao invés de uma, garante valores mais próximos do ensaio em estudo, onde só foi utilizado uma GSS no braço refletor 2. Face a esta informação, doravante será utilizado um elemento perturbador em cada um dos braços refletores do híbrido.

3.3 Exploração do intervalo de grafeno vs estrutura GSS

Nesta secção do capítulo 3, explora-se o desempenho que o grafeno tem conjugado noutras estruturas, testando novas técnicas entrelaçadas descobrindo potenciais desenhos que apresentem um melhor comportamento e se se consegue extrair uma maior diferença de fase e maior estabilidade de magnitude. Neste ponto será abordado um estudo retirando o elemento de grafeno do ensaio apresentado em 3.1 e aplicando numa linha de transmissão simples e também será introduzida no híbrido, substituindo a GSS. Posteriormente, analisam-se os resultados e comparam-se os mesmos, conservando-se portanto o desenho mais benéfico a aplicar no contexto da dissertação.

3.3.1 No contexto de linhas de transmissão

Inicializando a abordagem desta técnica, uma linha de transmissão adaptada a 50Ω , com um porto de entrada e uma via ligada à massa, tem de comprimento 30 mm e largura 2.34 mm numa fase inicial, tendo o modelo como frequência de operação de 3.6 GHz. É então inserido um intervalo de grafeno a meio da linha, que dispõe de não apenas um único valor mas sim de um conjunto de valores, dando destaque de [0.5 mm a 6 mm]. Significa isto que, recorrendo à ferramenta de varrimento do HFSS, recolhe-se dados para cada um dos valores de 0.5 mm a 6 mm, igualmente espaçados de 0.1 mm.

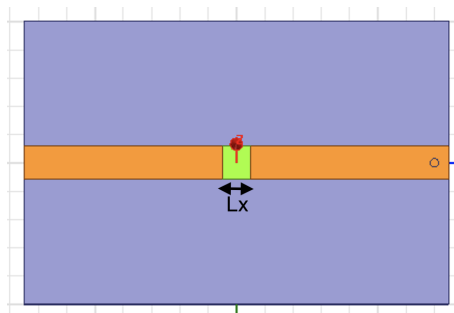


Figura 3.18: Linha de transmissão com um intervalo de grafeno de comprimento variável

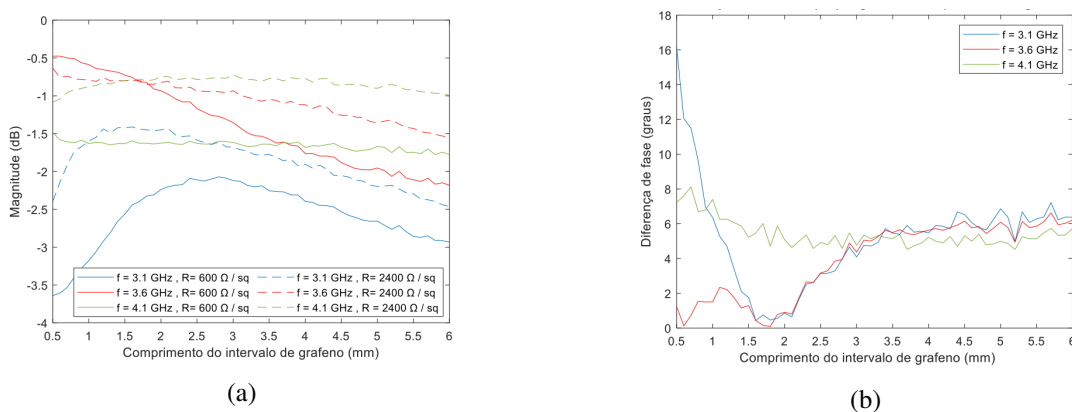


Figura 3.19: Gráficos da magnitude de $S_{(1,1)}$ (a) e diferença de fase (b) da linha de transmissão curto-circuitada com um intervalo de grafeno segundo comprimento de L_x do grafeno

Os gráficos gerados são referentes a uma frequência central de 3.6 GHz e um incremento de ± 0.5 GHz. A ΔF a partir dos 3 mm de comprimento do grafeno começa a estabilizar para as 3 frequências em estudo. No que concerne à amplitude, obteve-se valores razoáveis. Como é de notar, o intervalo em que se destacam melhor valores de ΔF correspondem a um comprimento de grafeno menor do que 0.5 mm. Assim, realizou-se um novo varrimento, desta vez a partir do valor 0.1 mm, com o intuito de verificar com maior detalhe as variações desse intervalo, face a outras frequências.

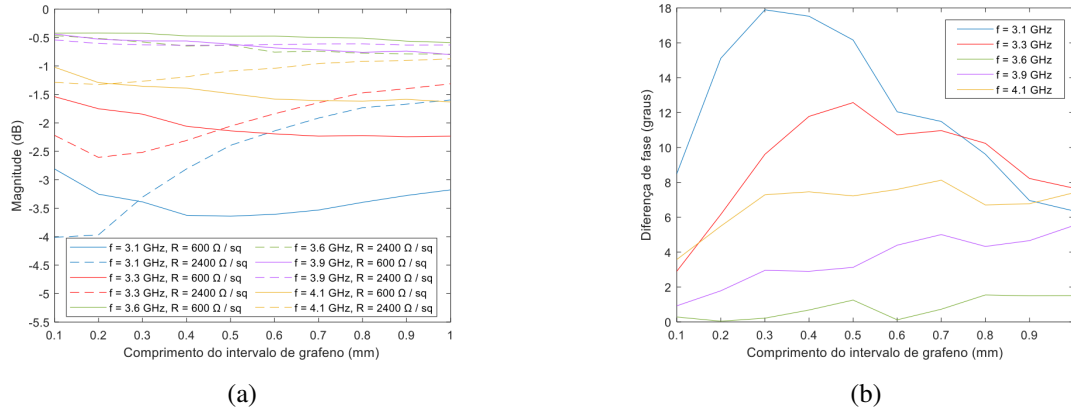


Figura 3.20: Gráficos da magnitude de $S_{(1,1)}$ (a) e diferença de fase (b) da linha de transmissão curto-circuitada com um intervalo de grafeno segundo comprimento L_x do grafeno, com destaque no intervalo a [0.1, 1] mm

Perante a nova simulação, verifica-se um valor máximo de ΔF quando o grafeno atinge o comprimento de 0.3 mm e frequência 3.1 GHz. Contudo, a estes valores a magnitude não é das melhores, e a esta frequência é o caso que apresenta pior comportamento ao longo do varrimento do comprimento do grafeno. Pode-se aferir que quanto maior foi a diferença de fase entre as resistividades do grafeno, pior será a sua evolução de magnitude, não podendo ser extraído o melhor dos dois mundos.

Numa outra análise, segue-se um estudo semelhante ao anteriormente debatido, com a exceção que é utilizado uma estrutura GSS na qual é realizada um varrimento quer da largura quer do comprimento da mesma, numa linha de transmissão curto-circuitada. A frequência de operação deste modelo rege-se de novo nos 3.6 GHz.

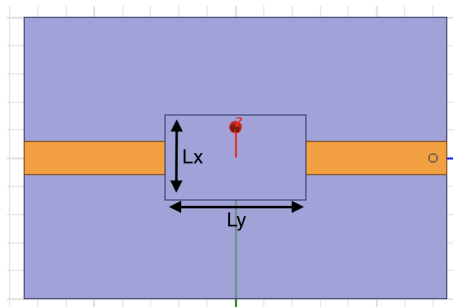


Figura 3.21: Linha de transmissão com uma estrutura GSS de comprimento e largura variável

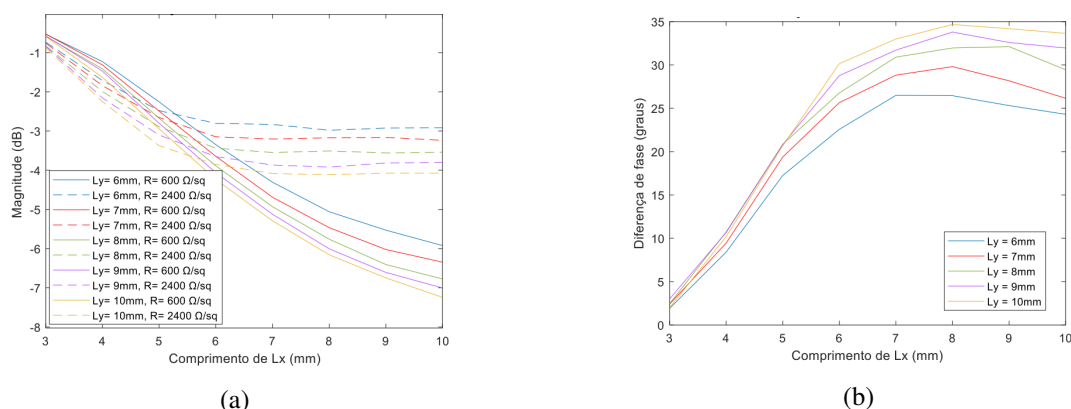


Figura 3.22: Gráficos da magnitude de $S_{(1,1)}$ (a) e diferença de fase (b) da linha curto-circuitada com uma estrutura GSS segundo comprimento L_x para vários valores de L_y

Para valores baixos de comprimento e largura da GSS, obtém-se uma pequena variação de ΔF , quase linear até 6 mm de comprimento. A partir deste comprimento, a variação ocorre de forma muito menos acentuada, chegando a inverter o sentido a partir de $L_x = 8$ mm. Quanto maior a largura da GSS, maior é a diferença de fase, contudo menor será a sua magnitude. A magnitude para $R_S = 2400 \Omega / \text{sq}$ estabiliza logo a partir de $L_x = 5$ mm, enquanto que para $R_S = 600 \Omega / \text{sq}$ tende a diminuir continuamente.

Num contexto de linha de transmissão, os resultados mais proeminentes advêm da utilização da estrutura GSS, a qual garante uma maior ΔF , apesar das grandes perdas de magnitude apresentadas para os dois valores de resistividade. Contudo, não basta executar esta análise, é necessário abordar estes dois métodos inseridos no enquadramento do *phase shifter* híbrido.

3.3.2 No contexto de *phase shifter* do tipo refletor

Deu-se sequência à implementação destas duas técnicas de grafeno, o intervalo de grafeno e a estrutura de GSS, num híbrido do tipo refletor conforme apresentado no artigo da secção 3.2. Este modelo é constituído por um dispositivo *phase shifter*, cujos braços refletores 2 e 3 apresentam um intervalo de grafeno, que por sua vez é dinâmico, de forma a verificar o impacto do tamanho deste material.

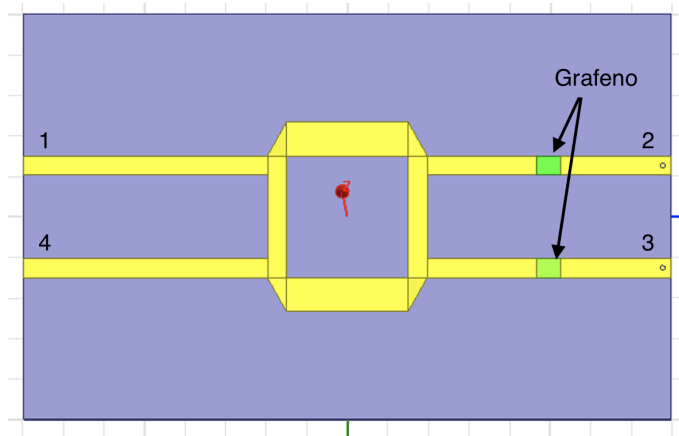


Figura 3.23: Híbrido com intervalo de grafeno nos braços refletor

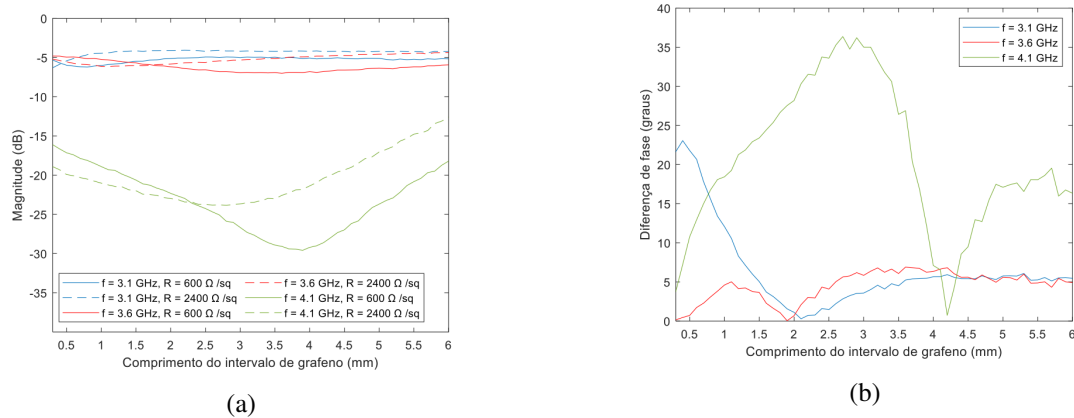


Figura 3.24: Gráficos da magnitude de $S_{4,1}$ (a) e diferença de fase (b) do *phase shifter* híbrido com intervalo de grafeno segundo o comprimento L_x do grafeno

A diferença de fase máxima à frequência central de 3.6 GHz, segundo o comprimento do intervalo de grafeno, atinge um pico de 7° perto dos 3.5 mm, como se confirma através dos gráficos em 3.24. Quanto à magnitude, esta mantém-se constante em torno dos -5 a -6 dB, à medida que aumenta o comprimento do grafeno. Contudo, esta ΔF não é satisfatória para uso no modelo final. Já a 4.1 GHz alcança-se um ΔF de 36° a 3 mm, porém as perdas de inserção a esta frequência são elevadíssimas e geram um comportamento instável, logo este resultado não poderá ser aproveitado. No limite inferior da frequência, a 3.1 GHz é onde persistem os bons resultados de magnitude e diferença de fase, quando o intervalo de grafeno apresenta um valor de 0.3 mm.

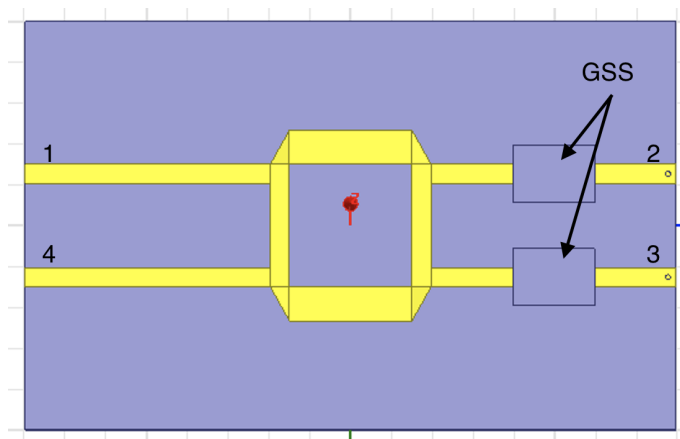
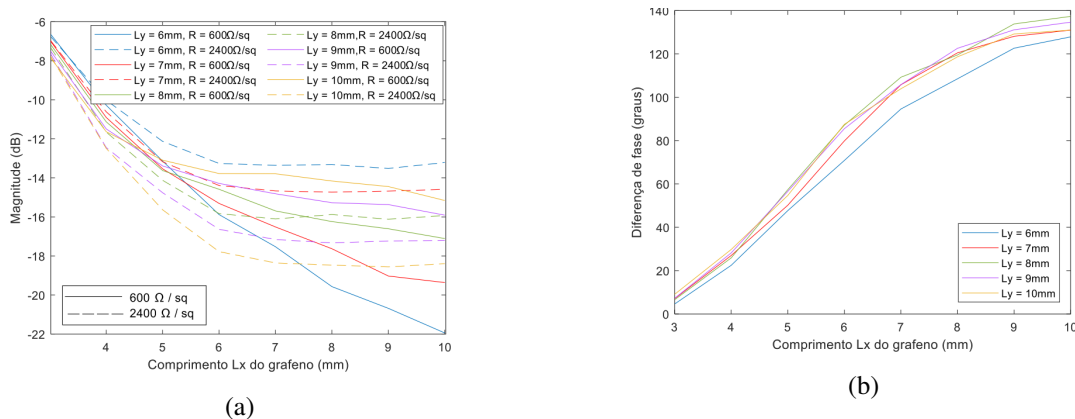


Figura 3.25: Híbrido com estrutura GSS nos braços refletor

Relativamente à configuração do híbrido com a estrutura GSS seguindo o modelo 3.25, os valores obtidos são peculiares, denotados na figura 3.26. Primeiramente, quanto à magnitude verifica-se um comportamento pobre, com amplitudes a regredir com o aumento do comprimento e da largura da *sandwich* de grafeno. Aliás, com maior pormenor verifica-se que ocorre uma inversão do desempenho aquando a utilização de uma resistividade mais baixa face ao aumento da largura. No que concerne a diferença de fase, a sua elevação acompanha o aumento do comprimento L_x da GSS. Contudo, a evolução da diferença de fase de saída releva-nos valores interessantes, atingindo um pico de 137° . Após uma breve reflexão, toma-se como valor ótimo $L_x = 8\text{mm}$ e $L_y = 10\text{mm}$, pois através destes dois valores retém-se grande parte de ΔF e é um ponto onde a magnitude não apresenta os seus piores resultados.

Figura 3.26: Gráficos da magnitude de $S_{(4,1)}$ (a) e diferença de fase (b) do *phase shifter* híbrido com estrutura GSS segundo o comprimento L_x para vários valores de L_y

Discutidos ambos os modelos, comprova-se que o caso do *phase shifter* híbrido com GSS e valor ótimo tem maior potencial e deve ser esse o projeto a explorar. Dá-se prioridade à estrutura GSS face ao intervalo de grafeno, pois obteve-se uma maior variação de fase das resistividades porque um dos fatores mais importantes é a maximização desse ΔF , visto que é o que permite à

antena mudar o seu padrão de radiação e controlar o feixe, e garantir uma melhor reconfigurabilidade da antena.

Capítulo 4

Desenho da antena

No presente capítulo apresentar-se o desenvolvimento da antena perturbada por um elemento de grafeno. Será apreciado o desenho gradualmente, aquando a inserção de um novo elemento na placa de circuito impresso, isto é, começa-se pelo desenho da antena em microstrip apresentando os resultados obtidos devidamente justificados e progredir-se-á à medida que se for colocando mais elementos junto da antena.

4.1 Fase inicial

Dado à flexibilidade da proposta da dissertação, foi decidido começar pela caracterização de uma antena patch em microstrip. A frequência de operação escolhida é de 3.6 GHz, como já foi mencionado anteriormente neste trabalho.

No projeto desta antena patch retangular, recorreu-se aos cálculos abaixo segundo [18]:

$$W = \frac{c}{2 \times f_r \times \sqrt{\frac{\epsilon_r + 2}{2}}} \quad (4.1)$$

onde W corresponde à largura da antena, c à velocidade de propagação da luz no vazio e ϵ_r a permitividade elétrica relativa

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \times \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \times \frac{h}{W}}} \quad (4.2)$$

cujas variáveis ϵ_{eff} é a permitividade elétrica efetiva do dielétrico e h é a largura do substrato

$$L_{\text{eff}} = \frac{c}{2 \times f_r \times \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (4.3)$$

onde L_{eff} corresponde ao comprimento efetivo da antena

$$\Delta L = 0.412 \times h \times \frac{(\epsilon_{\text{eff}} + 0.3)(\frac{W}{h} + 0.264)}{(\epsilon_{\text{eff}} + 0.258)(\frac{W}{h} + 0.8)} \quad (4.4)$$

e ΔL que é usado na fórmula abaixo

$$L = L_{\text{eff}} + 2 \times \Delta L \quad (4.5)$$

Para o plano de *ground*, este deve corresponder às dimensões resultantes das expressões 4.6 e 4.7, para o comprimento e largura respetivamente. Posto isto, trata-se da alimentação da antena, onde a mesma é alimentada por um *inset feed* atendendo sempre à adaptação de 50Ω na entrada. Simulada a antena, obteve-se uma frequência ligeiramente afastada do pretendido, assim, recorreu-se ao *optimetrics*, uma ferramenta de otimização com o objetivo de variar as medidas da antena de forma a coincidir com a frequência de estudo, ou muito perto dela (3.59 GHz), como se pode averiguar pelo $S_{(1,1)}$ na figura 4.2.

$$L_g = 6 \times h + L \quad (4.6)$$

$$W_g = 6 \times h + W \quad (4.7)$$

onde L_g é o comprimento e W_g é a largura do plano de *ground* que se encontra na parte debaixo do substrato.

Segue-se uma tabela com os valores resultantes das equações anteriormente apresentadas.

W	32.9 mm
L	27.9 mm
ϵ_{eff}	2.28
L_{eff}	27.59 mm
ΔL	0.315 mm
L_g	31.53 mm
W_g	34.47 mm

Tabela 4.1: Valores dos parâmetros da antena

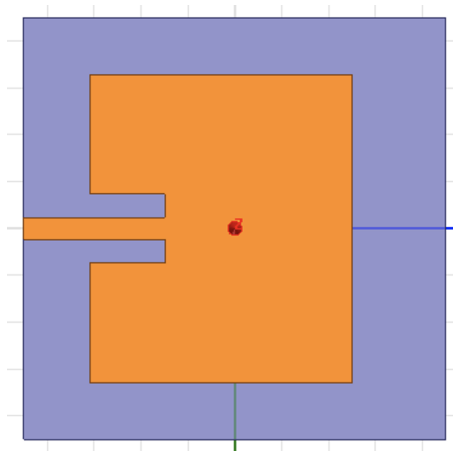


Figura 4.1: Modelo da antena patch projetada para $f = 3.6$ GHz

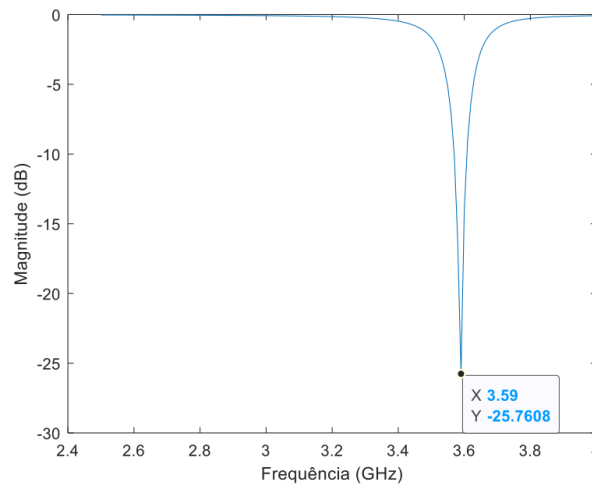


Figura 4.2: Gráfico da magnitude de $S_{(1,1)}$ da antena a $f = 3.6$ GHz

Já na figura 4.3 o ganho é apresentado sob forma de padrão de radiação em dBi, para um valor de $\phi = 0^\circ$ e $\phi = 90^\circ$. O ganho apresenta o valor esperado, uma vez que a antena foi projetada especificamente para operar à frequência de 3.6 GHz.

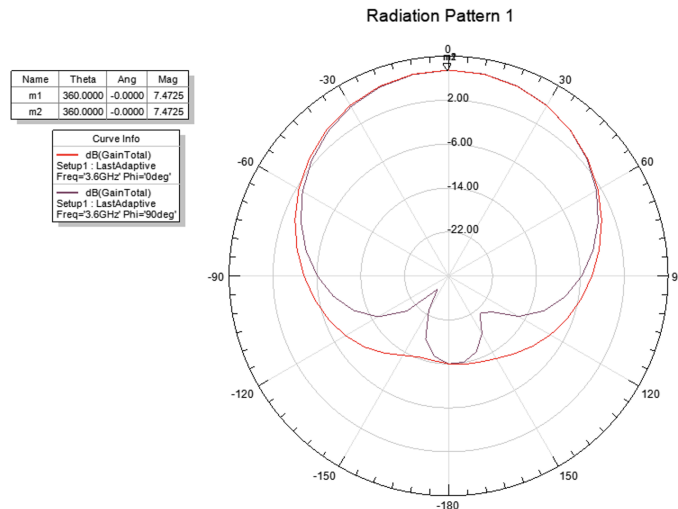


Figura 4.3: Ganho da antena para $\phi=0^\circ$ e $\phi=90^\circ$

Na fase seguinte do desenho, projetou-se um divisor de potência. Os divisores de potência são componentes passivos cujo papel reside na divisão de potência, como o seu nome indica. Pelo porto de entrada, entra um sinal que se decompõe em dois sinais iguais com menor potência para os portos de saída. Idealmente, os divisores de tensão geram sinais na saída que se encontram em fase e com menos 3 dB de magnitude. [3] A finalidade deste componente no contexto em estudo, serve para que se conduza até à entrada do híbrido, e posteriormente à antena, a mesma quantidade de energia, de maneira que na simulação, estejam ambas igualmente equilibradas.

Dos vários divisores de tensão referidos na literatura, foi seleccionado o divisor de potência de Wilkinson uma vez que é bastante comum deparar-se com este componente aquando na utilização de microstrip e devido também à sua simplicidade de configuração.

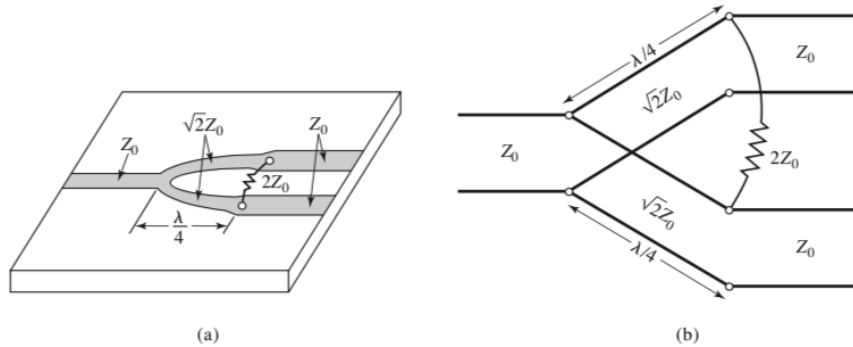


Figura 4.4: Divisor de potência de Wilkinson num substrato (a) e o circuito equivalente (b), citado em Pozar [3]

A impedância característica Z_0 , de forma a assegurar a entrada adaptada - porto 1 - apresenta um valor de 50Ω , assim como os segmentos 2 e 3 - portos de saída, possível observar na figura 4.5. A secção central em forma de meia lua, cujo comprimento é de quarto comprimento de onda, é calculado a partir do λ e permitividade relativa efectiva do substrato ROGERS RT/duroid 5880. Segundo a fórmula de 4.2, obtém-se um $\epsilon_{\text{eff}} = 2.28$ e consequentemente $\frac{\lambda_g}{4} = 19.76 \text{ mm}$.

Em conexão aos dois limites desta secção, junta-se um *shunted resistor* Z_0 multiplicado por um fator de 2, garantindo assim que as saídas coincidem como é pretendido.

É possível aferir pelo gráfico de 4.6 que a magnitude nos portos de saída 2 e 3 têm o valor de -3.5 dB, o que é relativamente perto do valor ideal de -3 dB. Daqui se pode afirmar que o divisor de potência Wilkinson se encontra equilibrado e bem desenhado para a frequência de operação.

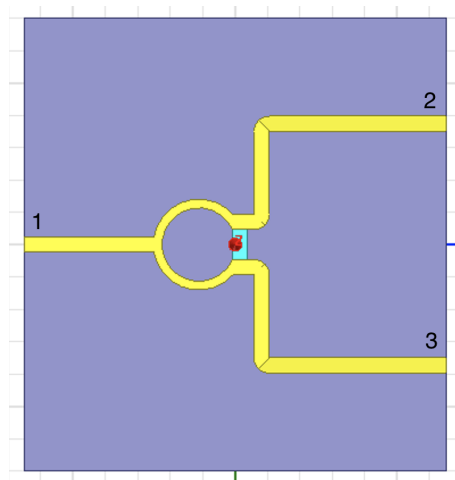


Figura 4.5: Divisor de potência de Wilkinson no *software* HFSS

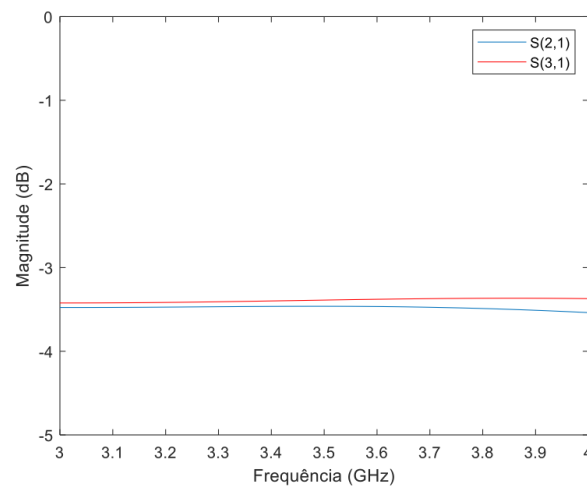


Figura 4.6: Magnitude de $S_{(2,1)}$ e $S_{(3,1)}$, portas de saída do divisor de potência

4.2 Fase intermédia

Numa fase posterior, conjuga-se a antena com o *phase shifter* híbrido e mostra-se o seu comportamento como um todo. O primeiro braço corresponde ao porto de entrada, os braços refletos 2 e 3 são os que possuem a estrutura GSS sobreposta e por último, o braço 4 - de saída - é o que faz conexão entre o *phase shifter* e a antena, através de uma linha de transmissão dobrada.

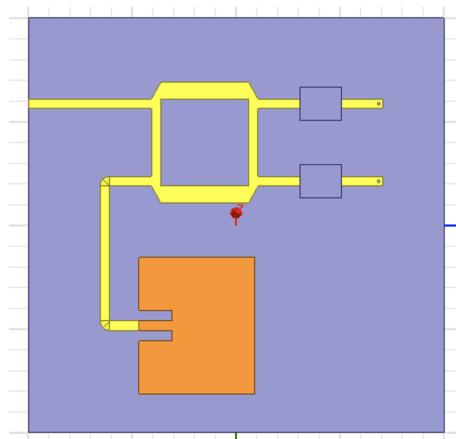


Figura 4.7: Antena patch juntamente com o *phase shifter*

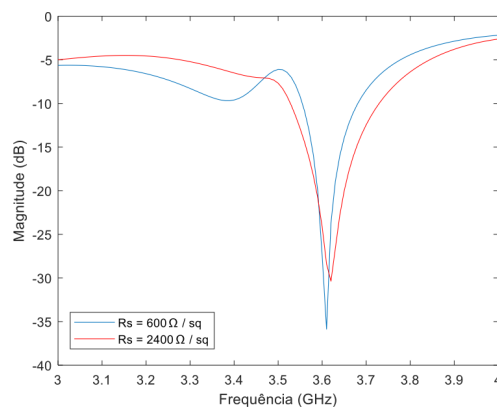


Figura 4.8: Magnitude de $S_{(1,1)}$ da antena e *phase shifter* híbrido a 3.6 GHz

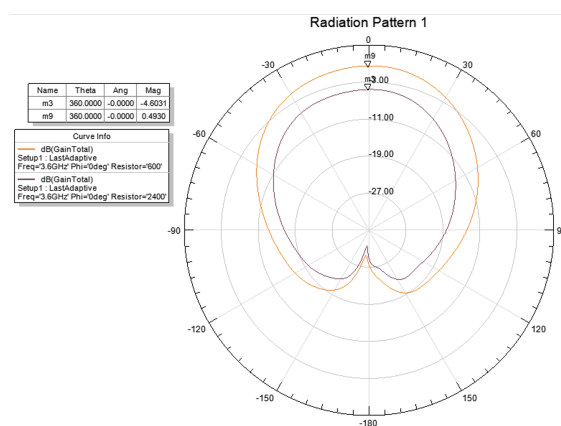


Figura 4.9: Ganho da antena com o *phase shifter* para $\phi = 0^\circ$ para dois valores de R_s

Discutindo os resultados obtidos em 4.8 e 4.9, os mesmos vão de encontro ao esperado. Quer o ganho, quer o deslocamento do feixe principal, com a análise do produto final, enquadram-se no contexto. Se reparar, o ganho da antena para os dois valores de resistividade varia, apresentando um decréscimo de cerca de -5 dBi da resistividade standard - 600 Ω / sq - para o valor de 2400 Ω / sq. Conforme a figura 4.11, nota-se que, estando o híbrido de baixo fixo em 600 Ω / sq e o de cima de valor de resistividade variável, a diferença de magnitude de ambos atinge um valor de -10 dBi, que se traduz por metade no padrão de radiação. Quanto ao deslocamento do feixe principal, o mesmo não acontece devido ao facto de à frequência 3.6 GHz a diferença de fase ser muito baixa.

Em seguida, acrescenta-se o divisor de potência, o segundo *phase shifter* e a segunda antena. Fez-se um corte na placa, de modo a poder manter os comprimentos das linhas de transmissão dos portos de saída, colocando nos extremos portos de forma a conseguir obter resultados nos portos de saída e daí ser possível gerar os gráficos $S_{(2,1)}$ e $S_{(3,1)}$ da diferença de fase e as perdas de inserção. Este ΔF é medido através da diferença entre um ponto fixo e ponto dinâmico, tendo sido atribuído às estruturas GSS do híbrido de baixo o valor fixo de 600 Ω / sq e às estruturas GSS do híbrido de cima um valor de resistividade variável de 600 Ω / sq e 2400 Ω / sq.

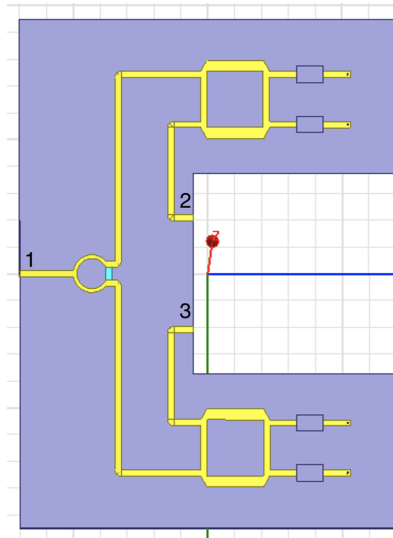
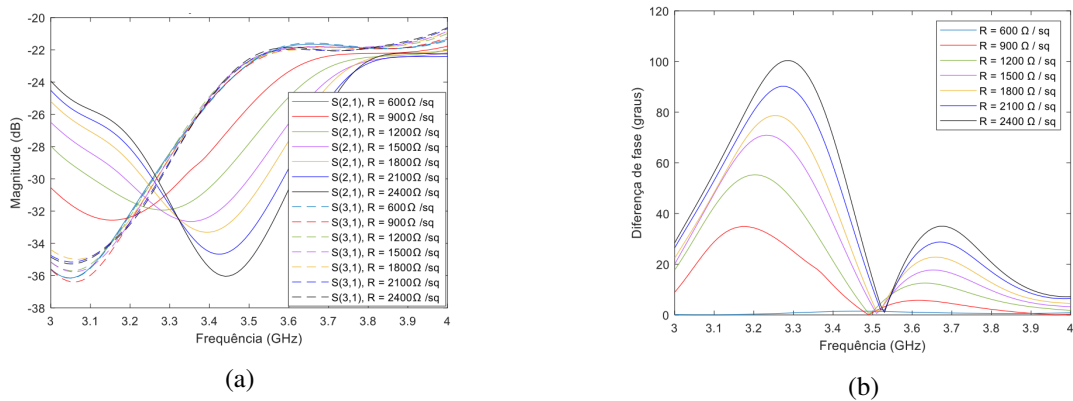


Figura 4.10: Desenho do corte da placa para colocação dos portos 2 e 3

Figura 4.11: Gráficos da magnitude de $S_{(2,1)}$ e $S_{(3,1)}$, de cima e baixo, respetivamente, (a) e ΔF de saída do híbrido (b)

As magnitudes nestes pontos são muito baixas, em todo o conjunto de frequências, o que se reflete no ganho baixo (a comprovar com os gráficos seguintes) e nota-se que a 3.6 GHz não é o melhor ponto de diferença de fase, mas sim em 3.26 GHz, 4.11. Daqui, optou-se por se transitar para esta nova frequência de forma a aproveitar o um máximo ΔF , e também com o intuito de se tentar aproximar as amplitudes das duas antenas, ficando mais estabilizadas e garantindo que ao variar a resistividade do grafeno, o ganho para $R = 600 \Omega / \text{sq}$ e $R = 2400 \Omega / \text{sq}$ se mantenha o mais possível do constante. Regista-se um $\Delta F = 98^\circ$ à nova frequência. Esta mudança de frequência implica o reajuste da antena patch.

Desfazendo o corte da antena (que era obrigatório perante a disposição atual da PCB e servia apenas para colocar os portos e fazer as medições), colocam-se as antenas nos respetivos lugares. Simulando o programa, obtém-se as perdas de retorno e o ganho total, nos gráficos 4.13 e 4.14. O ganho do desenho proposto apresenta duas dificuldades que devem ser ultrapassadas: em primeiro

lugar está a discrepância entre o resultado gerado para os dois valores de resistividade do grafeno, facto que é explicado através do gráficos 4.11. À frequência de 3.6 GHz, nota-se que a curva correspondente à $R_s = 600 \Omega / \text{sq}$ e $2400 \Omega / \text{sq}$ não possuem a mesma magnitude, estando desfasadas de cerca de -10 dBi. Já o outro problema está na reduzida variação do feixe principal, que é explicada pelo pouco ΔF presente na figura 4.11.

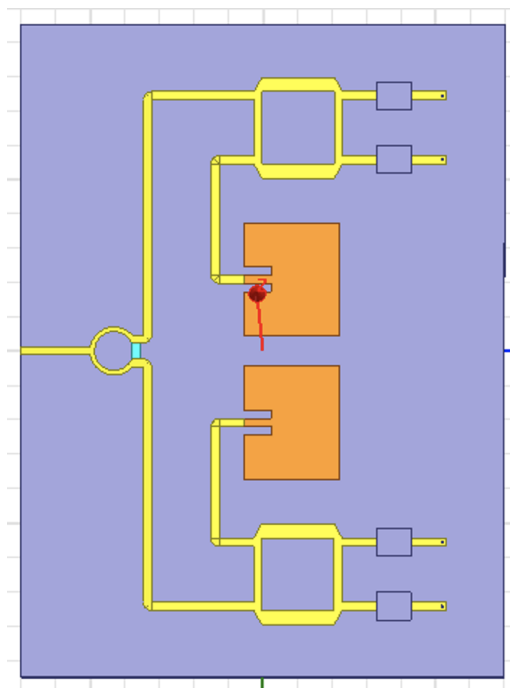


Figura 4.12: Modelo com duas antenas e dois híbridos

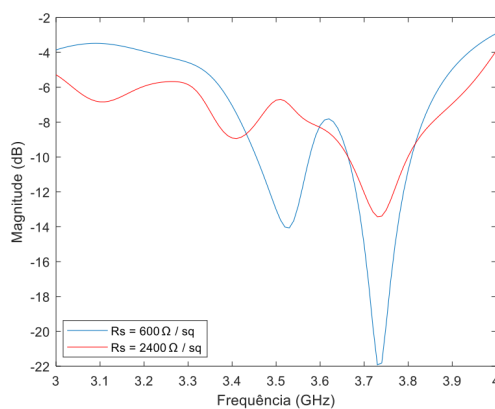


Figura 4.13: Gráfico da magnitude de $S_{(1,1)}$ do modelo com duas antenas e dois híbridos

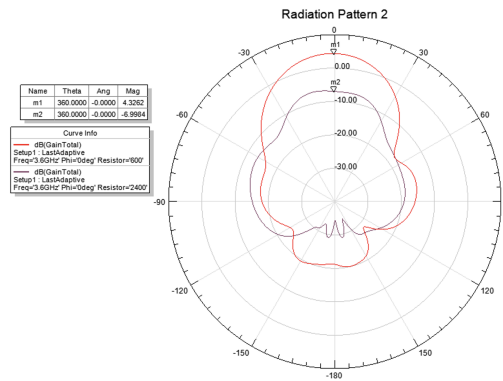


Figura 4.14: Ganho do modelo com duas antenas e dois híbridos

Com o objetivo de serem ultrapassados estas adversidades, na próxima secção será apresentada um ajuste, nomeadamente da antena patch estar projetada para a nova frequência de operação de 3.26 GHz.

4.3 Ajustes e melhoramento do desenho

Nesta secção do capítulo 4, aproveita-se para tornar o modelo mais compacto, e eficiente no que concerne à organização do espaço para mais à frente seja possível torná-lo escalável para N elementos. Por enquanto, foca-se na reorganização dos elementos desta placa de circuito impresso. Em primeiro lugar, foi acrescentado um novo substrato de iguais dimensões que foi utilizado até ao momento, ocorrendo a translação das antenas para a sua parte superior. No meio dos substratos de ROGERS RT/duroid 5880, é colocado o plano de *ground*, com uma abertura que servirá como alimentação para as antenas via coaxial. O último andar servirá para o divisor de potência, assim como os híbridos e estruturas de grafeno.

Face à nova disposição dos elementos, foi necessário alterar a alimentação das antenas patch. Quando anteriormente foi utilizado o *inset feed*, agora apresenta-se a alimentação via cabo coaxial. Na superfície da antena, recorta-se um círculo, que para estar adaptado a 50Ω , segue as seguintes equações [28]

$$X_f = \frac{L}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (4.8)$$

$$Y_f = \frac{W}{2} \quad (4.9)$$

onde X_f é o ponto a partir do início do comprimento L da placa e Y_f é o ponto a partir do início da largura W da placa, seguindo um referencial cartesiano (X_f, Y_f) . A partir deste círculo, é colocado um cilindro de igual raio, com uma altura de $2 \times \text{SubsH}$ (altura do substrato) de modo a perfurar ambos os substratos. É importante referir que este mesmo cilindro não poderá estar em contacto com o plano de *ground*, havendo uma folga para assim o permitir.

Repetiram-se os cálculos das dimensões da antena, usufruindo a ferramenta de otimização do *software*. As novas medidas da antena são $L = 29.8$ mm e $W = 36.3$ mm, correspondendo ao comprimento e largura respetivamente.

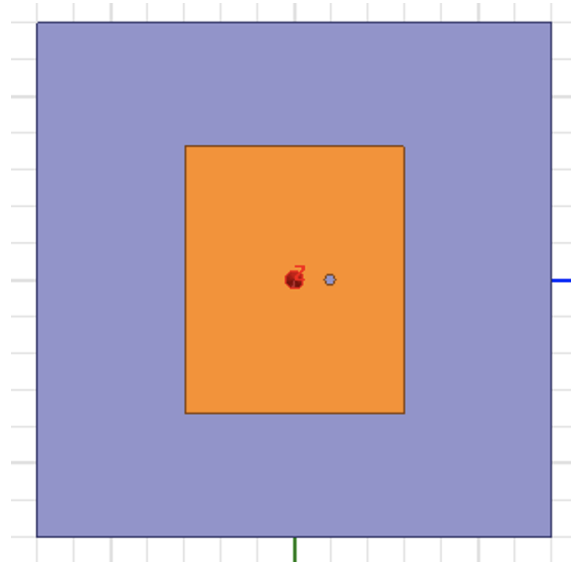


Figura 4.15: Antena patch redenhada para $f = 3.26$ GHz e com alimentação coaxial

Apresenta-se a magnitude de $S_{(1,1)}$ desta antena em microstrip para nova frequência e o respetivo ganho sob forma de padrão de radiação em dBi para o plano em uso de $\phi = 0^\circ$. Uma vez mais verifica-se um ganho esperado à frequência de estudo devido à otimização da antena.

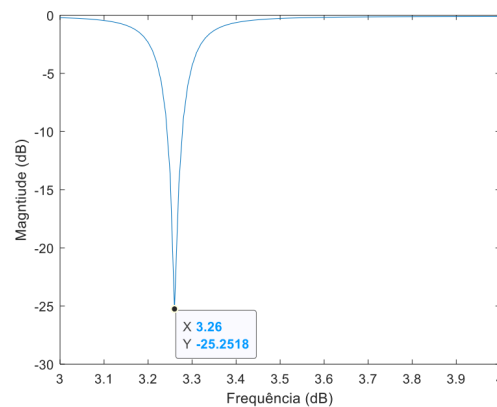


Figura 4.16: Gráfico da magnitude de $S_{(1,1)}$ da antena a 3.26 GHz

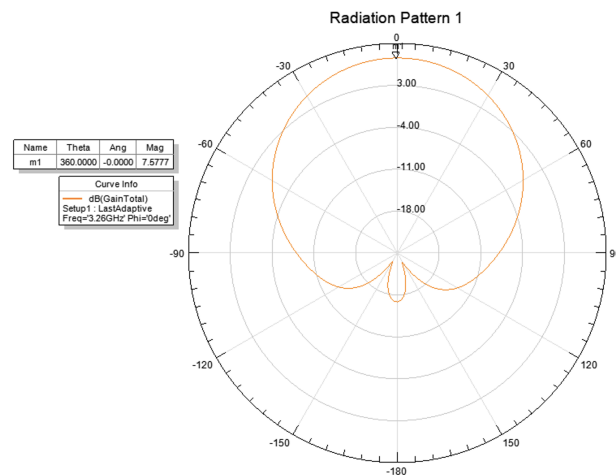


Figura 4.17: Ganho da antena a 3.26 GHz no plano $\phi = 0^\circ$

Relativamente ao divisor de potência, este não sofreu qualquer alteração, mantendo a funcionalidade atrás apresentada. Quanto ao híbrido, o mesmo se sucede, sem mudança a mencionar. Neste design, as antenas patch encontram-se centrada no substrato e o mesmo foi colocado com transparência de forma a ser possível visualizar tanto a parte superior como inferior. As perdas de retorno de $S_{(1,1)}$ apresentam valor abaixo de -10 dB à frequência em questão, em ambos os casos mantendo um comportamento irregular.

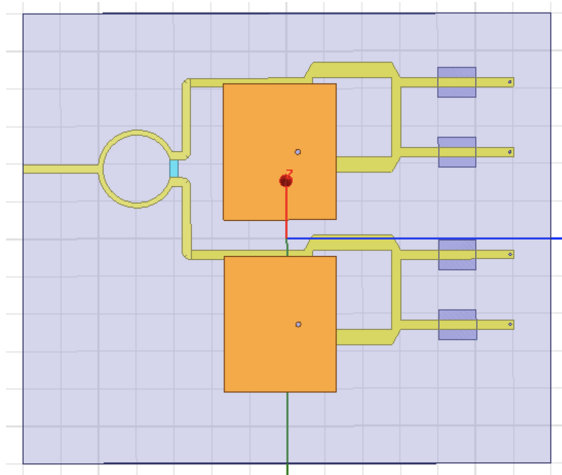


Figura 4.18: Modelo de $N = 2$ elementos a 3.26 GHz

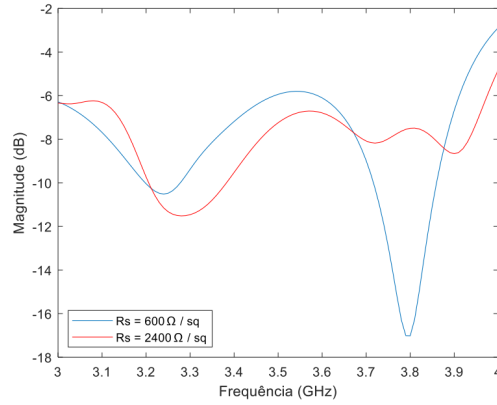


Figura 4.19: Gráfico da magnitude de $S_{(1,1)}$ do modelo de $N = 2$ elementos a 3.26 GHz

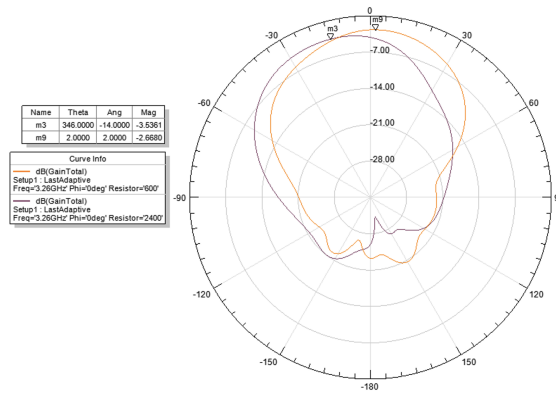


Figura 4.20: Ganho do modelo de $N = 2$ elementos a 3.26 GHz no plano $\phi = 0^\circ$

Na configuração apresentada, aplica-se à estrutura de grafeno do *phase shifter* de baixo um valor de $R_s = 600 \, \Omega / \text{sq}$ e no de cima um valor dinâmico, que assume os valores de $600 \, \Omega / \text{sq}$ e $2400 \, \Omega / \text{sq}$, obtendo em primeiro lugar o diagrama padrão e de seguida o padrão ligeiramente deslocado para um dos lados, neste caso o lado esquerdo. No plano de $\phi = 0^\circ$, é possível medir os graus θ do deslocamento do feixe principal da antena, através da diferença dos máximos, que resulta num valor de 16° , valor que está afastado do previsto teoricamente, segundo a fórmula abaixo [4]

$$\Delta\phi = \pi \sin\theta \implies \theta = \arcsin\left(\frac{\Delta\phi}{\pi}\right) = 33^\circ \quad (4.10)$$

em que $\Delta\phi = 98^\circ$ apresentado na figura 4.11, que no entanto pode ser explicado por esta equação tender para o valor aquando a utilização de N elementos > 2 .

4.4 Escalabilidade do projeto

Na última secção do capítulo, o objetivo é garantir a escalabilidade para $N = 4$ elementos, graças à reorganização que foi apresentada em 4.3. De forma a garantir que chega a mesma energia à entrada de cada um dos híbridos, é necessário acrescentar mais dois divisores de tensão ao esquemático.

Nesta topologia, cada elemento N é espaçado de $\lambda/2$ a partir do ponto central das antenas, assim como na secção anterior, mas com a particularidade de que cada par de estruturas GSS apresenta um valor estimativo de espaçamento ΔF face ao elemento anterior.

A regressão quadrática é um método matemático que permite estabelecer ligação entre duas variáveis, que através de dois conjuntos de números retorna uma expressão do tipo $y = A+Bx+Cx^2$. A principal utilidade desta metodologia neste contexto está em estimar o valor das resistividades para qual o ângulo de ΔF avança de igual forma para os 4 elementos. Acede-se ao documento excel dos valores que permitiu a elaboração dos gráficos, e retiram-se os valores da diferença de fase e respetiva resistividade (que foi definida previamente com um intervalo de $300 \Omega / \text{sq}$) e foca-se na frequência de 3.26 GHz.

R_s	ΔF
600	0°
900	29.713°
1200	51.558°
1500	69.814°
1800	78.657°
2100	89.871°
2400	98.952°

Tabela 4.2: Valores da Resistividade e ΔF

A tabela 4.2 demonstra os valores da resistividade do grafeno e a ΔF gerado através da diferença entre o valor R_s e o valor mínimo de $600 \Omega / \text{sq}$. A equação da regressão quadrática reproduzida é

$$y = A + Bx + Cx^2 \iff y = -63.324357 + 0.1223898x - 2.3166799 \times 10^{-5}x^2 \quad (4.11)$$

onde x é o valor da resistividade e y é o valor da diferença de fase. Este método permite obter a aproximação do conjunto de valores para um curva com um coeficiente de correlação de 0.998. Uma vez que é conhecido o máximo de $\Delta F = 98.952^\circ$, basta dividir este valor por $(N - 1)$ elementos, resultando 32.98° de intervalo desde o primeiro elemento ao seguinte. Para finalizar, mediante a utilização de (4.11) resultam $R_s = 962 \Omega / \text{sq}$ e $R_s = 1459 \Omega / \text{sq}$.

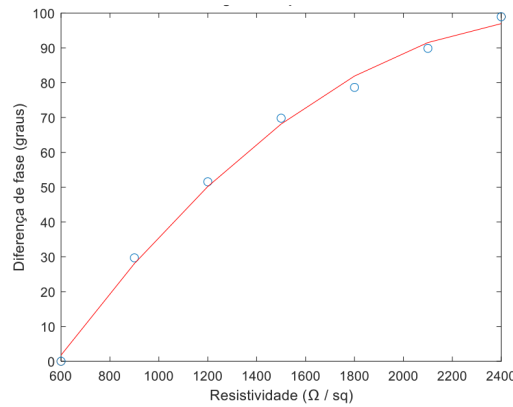


Figura 4.21: Regressão quadrática para estimativa de valores das resistividades

A partir do elemento de grafeno de cima até baixo, foram atribuídos os valores de Resistor3 = 2400 Ω / sq, Resistor2 = 1459 Ω / sq, Resistor1 = 962 Ω / sq e Resistor0 fixo = 600 Ω / sq. O feixe de cada patch antena tem uma diretividade diferente da anterior e a análise em estudo tem incidência sobretudo no caso *standard* onde todos os elementos de grafeno possuem o valor de 600 Ω / sq e no caso com os valores logo acima enumerados.

Em primeiro lugar, observa-se em 4.22 o acréscimo dos componentes necessários para a escalabilidade do modelo para 4 N . De seguida, o gráfico de $S_{(1,1)}$, em 4.23 denota um comportamento mais estável quando comparado ao caso de apenas 2 elementos, embora a frequência esteja deslocada para valores a 3.4 GHz e 3.45 GHz, e que infelizmente não foi possível recuar para a frequência de operação.

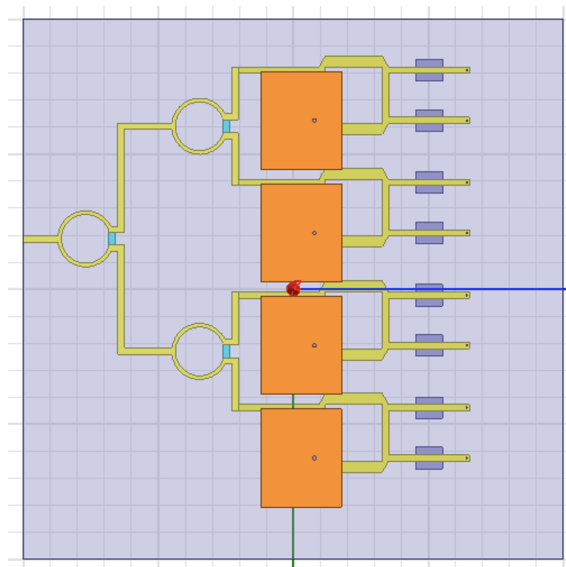


Figura 4.22: Modelo escalado para $N = 4$ elementos

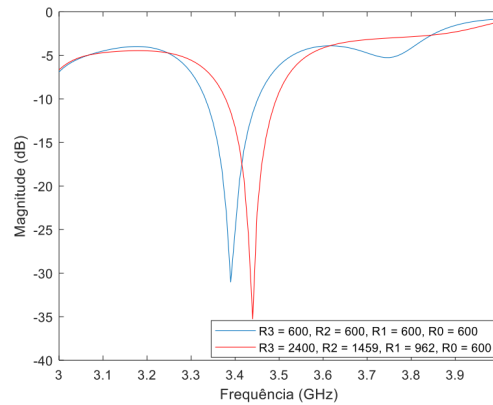


Figura 4.23: Perdas de inserção do modelo com 4 elementos

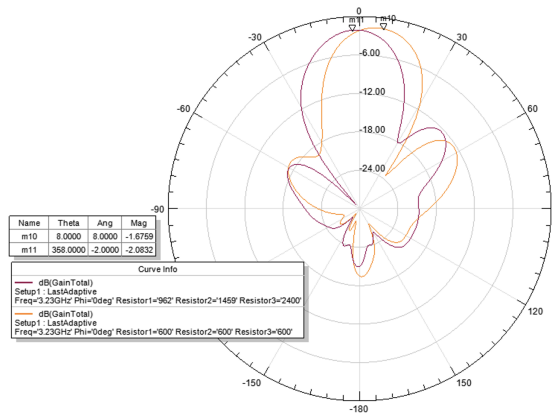


Figura 4.24: Ganho do modelo com 4 elementos

Face a esta configuração, repara-se que o ganho atinge valores ligeiramente melhores do que os revelados na secção 4.3, ainda que continuem a apresentar um ganho total reduzido. Pelo diagrama de radiação do ganho 4.24 afere-se que a transição de valores de resistividade gerou neste caso dois padrões de valor de magnitude quase constante, mais próximos um do outro, com uma diferença entre eles de apenas -0.4 dBi. O próprio comportamento do ganho mantém a sua forma aquando estas transições. O ganho total é maior neste caso de 4N, porque apesar da introdução de novos componentes com perdas elevadas (os *phase shifters* híbridos e divisores de tensão), este é compensado pela combinação das 4 antenas igualmente espaçadas que induzem a um maior ganho final.

No que concerne à reconfigurabilidade do feixe principal da antena, o mesmo não obteve melhorias comparado ao modelo constituído por apenas 2 elementos. Não foi possível atingir um elevado deslocamento do feixe como é indicado pela equação 4.10, tendo o presente caso alcançado um valor máximo de 10° , o que uma vez mais, não segue a aproximação teórica. Prevvia-se um maior $\Delta \theta$, ou no mínimo, um $\Delta \theta = 16^\circ$, valor obtido na secção anterior, mas esta implementação não foi totalmente satisfatória.

Geometricamente, pode-se considerar que o modelo é escalável, no sentido literal da palavra, que com facilidade se multiplicam e organizam os componentes pela placa de circuito impresso. Porém, esta escalabilidade não é viável de ponto de vista de obtenção de resultados, pois a utilização de múltiplos *phase shifters* tem um impacto negativo na reconfigurabilidade do protótipo.

Capítulo 5

Conclusões e Trabalho Futuro

5.1 Satisfação dos Objetivos

A presente dissertação teve como objetivo o desenho e análise de uma antena perturbada por um elemento em grafeno, cuja mudança de resistividade deste material resulta num deslocamento do feixe principal da antena e garantir escalabilidade para um modelo de 4 elementos. Parte dos objetivos do trabalho foram alcançados, principalmente a característica de reconfigurabilidade do feixe da antena, contudo apresenta algumas limitações.

O material bidimensional, que na banda de operação de microondas, se comporta como uma resistência permite de facto o controlo da diretividade máxima, porém verificou-se uma ligeira perda de ganho ao variar do valor mínimo de $R_g = 600 \, \Omega / \text{sq}$ para máximo $2400 \, \Omega / \text{sq}$. Ambos os modelos sofreram grandes perdas de inserção, que se traduzem numa queda do ganho total das antenas.

Houve sempre um impasse que não foi ultrapassado entre a relação magnitude - fase, quer isto dizer que nunca foi possível obter bons resultados em ambos os parâmetros. Uma maior ΔF implicava sempre uma pior magnitude, havendo sempre necessidade de suprimir um dos critérios em prol da obtenção do outro.

Tendo em consideração a extensão do modelo para 4 elementos, a mesma não foi tão benéfica como pretendido. Primeiro, porque o ganho, embora permaneça quase constante ao variar as resistividades, no final apresenta valores reduzidos, o que num contexto real não demonstra interesse e utilidade. Nesta topologia verificou-se uma perda ligeira de reconfigurabilidade, quando comparada ao modelo de 2 elementos, não satisfazendo os requisitos teóricos, com um ΔF apenas de 10° .

Desde cedo que houve interesse em dar vida ao modelo projetado, isto é, passar de ambiente de simulação para contexto experimental. Contudo, o mesmo não foi possível devido à complexidade do trabalho, onde se levantavam vários problemas relativos à construção dos elementos em grafeno, bem como à alimentação destes e por fim à falta de tempo aquando da elaboração desta dissertação.

5.2 Trabalho Futuro

O trabalho desenvolvido nesta dissertação não pode ser dado como concluído. Existe espaço para aperfeiçoamento no modelo com 2 antenas patch, principalmente para encontrar uma metodologia, quer seja através de cálculos ou introdução de um componente, com a finalidade de conservar a magnitude e evitar perdas de inserção elevadas. Acredita-se que a utilização dessas técnicas possa vir a fazer a diferença para deste modo se proceder à impressão da PCB e consequentemente caracterização laboratorial.

Referencia-se que o modelo de 4 elementos tem alguma viabilidade, contudo requer algumas alterações e aperfeiçoamento, de modo a maximizar o $\Delta \theta$ formado pela polarização elétrica do grafeno, para que assim possa tender para o valor apontado pela equação teórica 4.10. De momento, apesar de ser possível obter alguma reconfigurabilidade, não se encontra totalmente otimizado, alcançando apenas 10° , que na prática é pouco. Uma vez mais, esta topologia deverá sofrer calibrações antes que possa ser usada em contexto real. Assim como o modelo de 2 antenas, a esta configuração seria proveitoso o uso de técnicas de retenção de perdas - de modo que a antena não perca muito ganho.

Referências

- [1] Alisson Cadore. Influência de impurezas ionizadas e moléculas adsorvidas no mecanismo de transporte elétrico de grafeno. 2013.
- [2] J. Perruisseau-Carrier, M. Tamagnone, J. S. Gomez-Diaz, e E. Carrasco. Graphene antennas: can integration and reconfigurability compensate for the loss. *European Microwave Conference*. 2013.
- [3] David M. Pozar. *Microwave Engineering*. Don Fowley, quarta edição, 2012.
- [4] Constantine A. Balanis. *Antenna Theory – Analysis and Design*. John Wiley Sons, Inc, 1997.
- [5] M. Tamagnone, J. S. Gómez-Díaz, J. R. Mosig, e J. Perruisseau-Carrier. Analysis and design of Terahertz antennas based on plasmonic resonant graphene sheets. *Journal of Applied Physics* 112, 114915. Dezembro 2012.
- [6] Marc Esquiús-Morote, Juan Sebastian Gómez-Díaz, e Julien Perruisseau-Carrier. Sinusoidally-Modulated Graphene Leaky-Wave Antenna for Electronic Beamscanning at THz, *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology* 4 1305.4774. Maio 2013.
- [7] Eduardo Carrasco, Michele Tamagnone, e Julien Perruisseau-Carrier. Tunable graphene reflective cells for THz reflectarrays and generalized law of reflection. *Applied Physics Letters*, 1212.3158. 2012.
- [8] Muhammad Yasir, Silvia Bistarelli, Antonino Cataldo, Maurizio Bozzi, Luca Perreggini, e Stefano Bellucci. Tunable Phase Shifter Based on Few-Layer Graphene Flakes. *IEEE Microwave and Wireless Components Letter*, vol. 29, no. 1. 2019.
- [9] Jian Wang, Wei-Bing Lu, Zhen-Guo Liu, An-Qi Zhang, e Hao Chen. Graphene-Based Microwave Antennas With Reconfigurable Pattern. *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. 68, no. 4. Abril 2020.
- [10] Muhammad Yasir e Patrizia Savi. Microstrip Tunable Antenna Based on Commercial Graphene Nanoplatelets. *14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. Março 2020.
- [11] A.K. Geim e K.S. Novoselov. The rise of graphene. *Nanoscience and Technology*, pp. 11-19. 2009.
- [12] Diego Correias-Serrano e J. Sebastian Gomez-Diaz. Graphene-based Antennas for Terahertz Systems: A Review. *Mesoscale and Nanoscale Physics*. Abril 2017.

- [13] ACS MATERIAL LLC. Graphene: A Complete Chemical History. disponível em <https://www.acsmaterial.com/blog-detail/graphene-a-complete-chemical-history.html>.
- [14] The University of Manchester. Discovery of Graphene. disponível em <https://www.graphene.manchester.ac.uk/learn/discovery-of-graphene.html>.
- [15] Diana Vilela, Agostino Romeo, e Samuel Sánchez. Flexible Sensors for Biomedical Technology. *Pubmed* 16(3): 402-8. Fevereiro 2016.
- [16] Processos de Fabrico. disponível em <https://www.intechopen.com/chapters/71818.html>.
- [17] Junxi Zhang, Lide Zhang, e Wei Xu. Surface plasmon polaritons: Physics and Applications. *Journal of Physics D: Applied Physics*, 45 113001. 2012.
- [18] Constantine A. Balanis. *Modern Antenna Handbook*. John Wiley Sons, Inc, 2007.
- [19] Artur Moura. Antenas e Propagação. disponível em https://paginas.fe.up.pt/~amoura/APROWEB/AAM_Param_Fundamentais.pdf.
- [20] Microwaves101. History of Microstrip. disponível em <https://www.microwaves101.com/encyclopedias/history-of-microstrip.html>.
- [21] B. D. Patel, Tanisha Narang, e Shubhangi Jain. Microstrip Patch Antenna - A Historical Perspective of the Development. *Conference on Advances in Communication and Control Systems*. 2013.
- [22] M. Tamagnone, J. S. Gómez-Díaz, J. R. Mosig, e J. Perruisseau-Carrier. Reconfigurable Terahertz plasmonic antenna concept using a graphene stack. *AIP Applied Physics Letters* 101, 214102. 2012.
- [23] Giacomo Reina, José Miguel González-Domínguez, Alejandro Criado, Ester Vázquez, Alberto Bianco, e Maurizio Prato. Promises, facts and challenges for graphene in Biomedical applications. *Journal: Chemical Society Reviews*. 46, 4400-4416. 2017.
- [24] Jingquan Liu, Liang Cui, e Dusan Losic. Graphene and graphene oxide as new nanocarriers for drug delivery applications. *Acta Biomaterialia* 9(12):9243-57. Dezembro 2013.
- [25] A.G.Olabi, Mohammad Ali Abdelkareem, Tabbi Wilberforce, e Enas Taha Sayed. Application of graphene in energy storage device – A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 135, 110026. Janeiro 2021.
- [26] Libei Huang, Siyu Xu, Zhaoyu Wang, Ke Xue, Jianjun Su, Yun Song, Sijie Chen, Chunlei Zhu, Ben Zhong Tang, e Ruquan Ye. Self-Reporting and Photothermally Enhanced Rapid Bacterial Killing on a Laser-Induced Graphene Mask. *ACS Nano* 14, 9, 12045–12053. Agosto 2020.
- [27] Mianmian Huang. Dielectric Properties of Ionic Liquids. 2011.
- [28] Alak Majumder. Rectangular Microstrip Patch Antenna Using Coaxial Probe Feeding Technique to Operate in S-Band, *International Journal of Engineering Trends and Technology (IJETT)*. Abril 2013.