



Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Gustavo Gonçalves de Sousa Forte

Técnica de Detecção da Polarização de Ondas
Eletromagnéticas em Ambiente Aberto

Campina Grande - PB

Dezembro, 2018

Gustavo Gonçalves de Sousa Forte

Técnica de Detecção da Polarização de Ondas
Eletromagnéticas em Ambiente Aberto

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Informação

Glauco Fontgalland, Dr.

Orientador

Adolfo Fernandes Herbster, Dr.

Orientador

Campina Grande - PB

Dezembro, 2018

F737t Forte, Gustavo Gonçalves de Sousa.
Técnica de detecção da polarização de ondas eletromagnéticas em ambiente aberto / Gustavo Gonçalves de Sousa Forte. – Campina Grande, 2018.
66 f.: il. color.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2018.
"Orientação: Prof. Dr. Glauco Fontgalland, Prof. Dr. Adolfo Fernandes Herbster."
Referências.

1. Polarização. 2. Antenas. 3. Razão axial. 4. Divisor de Wilkinson. I. Fontgalland, Glauco. II. Herbster, Adolfo Fernandes. III. Título.

CDU 535.51(043)

"TÉCNICA DE DETECÇÃO DA POLARIZAÇÃO DE ONDA ELETROMAGNÉTICA EM AMBIENTE ABERTO"

GUSTAVO GONÇALVES DE SOUSA FORTE

DISSERTAÇÃO APROVADA EM 05/12/2018


GLAUCO FONTGALLAND, Dr., UFCG

Orientador(a)



ADOLFO FERNANDES HERBSTER, , UFCG

Orientador(a)


WAMBERTO JOSÉ LIRA DE QUEIROZ, D.Sc., UFCG

Examinador(a)


ALFREDO GOMES NETO, D.Sc., IFPB

Examinador(a)

CAMPINA GRANDE - PB

*A meus pais, Sebastião e Erival, por todo o
amor e educação que sempre deram a seus
filhos.*

Agradecimentos

À minha família, em especial a meus pais Sebastião e Erival, a meus irmãos Franklin, Márlon, Marcus e Rodolfo, e a meus sobrinhos Gabriel e Laura, por serem fontes de inspiração para minha vida.

Ao professor Glauco Fontgalland e família, não só pela orientação e pelos conhecimentos compartilhados, mas também pelo carinho com o qual sempre fui recebido.

Ao professor Adolfo Herbster pela orientação e pelas importantes contribuições para o trabalho.

Aos professores Rômulo do Valle e Raquel Aline, pelos ensinamentos e pela disponibilidade em ajudar sempre que precisei.

Aos professores Alfrêdo Gomes, com o qual posso contar desde a graduação, e Wamberto Queiroz, pelas valiosas contribuições.

Aos amigos Frank Brunno e Tiago Augusto, pela confiança e amizade que me deram suporte nos bons e maus momentos.

Aos amigos Ádan Miller, Gabriel Daltro e Rafael Pontes, por serem minha família em Campina Grande.

A todos os amigos que conheci em Campina Grande, em especial a Joaquim Neto e Kyara Pires, pelos bons momentos e conversas compartilhados.

Aos colegas do Laboratório de Eletromagnetismo e Micro-ondas Aplicados (LEMA): Alexandre de Oliveira, Andrécia Pereira, Fabrício Batista, Galba Falcão, Glauco Filho, Haslan Pedro, João Rubens, Lucas Sales, Luciana de Medeiros, Luis Alves, Maciel Oliveira, Mateus Marques, Nieremberg Ramos, Pedro Paulo, Priscilla Kadja, Raymundo de Amorim Jr., Samuel Vinicius, Tagleorge Marques, Thamyris Evangelista, Vinícius Uchôa e Yves Dantas.

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001.

Resumo

Neste trabalho é apresentada uma nova técnica de medição da polarização de ondas eletromagnéticas, que permite uma simplificação em comparação com métodos já conhecidos. Um circuito com divisores de potência de Wilkinson em cascata é desenvolvido para realizar operações de divisão, de defasagem e de soma de sinais, de modo que os principais parâmetros de polarização possam ser determinados apenas por meio de medições de amplitudes, sendo necessárias duas antenas de polarização linear como receptoras. O uso desse circuito simplifica o sistema, pois torna-se desnecessário o uso de um dispositivo defasador, além de evitar o procedimento de rotação de antenas presente em alguns métodos. A estrutura do circuito proposto, seus parâmetros S e seu funcionamento são analisados. São descritas antenas de polarização circular, tanto planares como helicoidais, bem como são apresentados seus coeficientes de reflexão simulados e medidos. Experimentos com diferentes métodos de medição, tais como o método da componente linear e o método com analisador de redes (*Vector Network Analyzer*, VNA), são descritos e realizados para validação da técnica de medição proposta. Resultados para medição da diferença de fase, razão axial e ângulo de inclinação são apresentados, para os diferentes métodos e diferentes antenas. São feitas comparações entre os resultados, o que permite verificar a concordância das respostas e que valida a técnica proposta.

Palavras-chave: Polarização. Antenas. Razão axial. Divisor de Wilkinson.

Abstract

This work presents a new technique for polarization measurements of electromagnetic waves, which allows for a simplification if compared to other known methods. A circuit with cascaded Wilkinson power dividers is developed to perform division, phase-shifting and sum operations of input signals, in order to allow the main parameters of the polarization to be determined from amplitude measurements only, in which two linearly polarized antennas are used for reception. The use of this circuit simplifies the overall system, since a phase-shifting device is no more needed, besides avoiding the procedure of antenna rotation as seen in some methods. The structure of the proposed circuit, its S-parameters and its operation are analyzed. Circularly polarized antennas of planar and helical-type are described, and their simulated and measured reflection coefficients are presented. Experiments with different measurement methods, such as linear component method and vector network analyzer method, are described in order to validate the proposed technique. Results for phase difference, axial ratio and tilt angle measurements are presented for the different methods and different antennas. Comparisons between the results are made, which allows to verify the agreement between results and to validate the proposed technique.

Keywords: Polarization. Antennas. Axial ratio. Wilkinson divider.

Sumário

1	Introdução	12
1.1	Objetivos	14
1.2	Organização do trabalho	14
2	Fundamentação Teórica	16
2.1	Polarização	16
2.1.1	Razão axial (AR)	19
2.1.2	Ângulo de inclinação (τ)	19
2.1.3	Sentido de polarização	19
2.2	Métodos de medição da polarização de antenas	20
2.2.1	Método da componente linear (MCL)	20
2.2.2	Método das medições de amplitude	20
2.2.3	Método da componente circular	20
2.2.4	Método do padrão de polarização	21
2.3	Deteção da diferença de fase entre dois sinais	21
3	Projeto de Antenas com Polarização Circular	23
3.1	Antenas de microfita quase quadradas	23
3.2	Antenas helicoidais	26
4	Circuito para Determinação da Polarização	30
4.1	Divisor de potência de Wilkinson	30
4.2	Projeto do circuito de divisores de Wilkinson em cascata	31
4.3	Resultados obtidos para o divisor de Wilkinson em cascata	33
5	Experimentos e Resultados	39
5.1	Caracterização de componentes e dispositivos	39
5.1.1	Caracterização do defasador DST-13-480/1S	39

5.1.2	Caracterização de cabos e adaptadores	40
5.2	Experimentos com o método da componente linear (MCL)	41
5.3	Experimentos utilizando VNA	43
5.4	Experimentos com o circuito divisor de Wilkinson	44
5.5	Resultados para a antena <i>patch</i> RHCP	46
5.5.1	Método da componente linear	46
5.5.2	Método utilizando VNA	48
5.5.3	Método com o circuito WPD	49
5.6	Resultados para a antena <i>patch</i> LHCP	50
5.6.1	Método da componente linear	50
5.6.2	Método utilizando VNA	52
5.6.3	Método com o circuito WPD	53
5.7	Resultados para a antena helicoidal RHCP	54
5.7.1	Método utilizando VNA	54
5.7.2	Método com o circuito WPD	56
5.8	Resultados para a antena helicoidal LHCP	56
5.8.1	Método utilizando VNA	56
5.8.2	Método com o circuito WPD	58
5.9	Comparação dos resultados	59
5.9.1	Comparação para antena <i>patch</i> RHCP	59
5.9.2	Comparação para antena <i>patch</i> LHCP	59
5.9.3	Comparação para antena helicoidal RHCP	60
5.9.4	Comparação para antena helicoidal LHCP	60
6	Conclusão	61
	Referências Bibliográficas	63
A	Demonstração da Equação (2.18)	65

Lista de Figuras

2.1	Tipos de polarização.	16
2.2	Análise do sentido de polarização pela regra da mão direita.	17
2.3	Elipse de polarização e seus parâmetros.	18
2.4	Diagrama de blocos representando as operações realizadas.	22
3.1	Antenas planares construídas.	24
3.2	Gráfico dos coeficientes de reflexão ($ S_{1,1} $).	25
3.3	Hélice e parâmetros associados.	26
3.4	Antenas helicoidais construídas.	27
3.5	Dimensões das capacitâncias para as antenas helicoidais construídas.	28
3.6	Coefficientes de reflexão das antenas helicoidais construídas.	28
4.1	Estrutura e dimensionamento de um divisor de potência de Wilkinson.	31
4.2	Diagrama do sistema para determinação da polarização.	32
4.3	Desenho do circuito proposto (dimensões em mm).	32
4.4	Vista de ambos os lados do circuito construído.	33
4.5	Resultados dos parâmetros $ S_{1,1} $ e $ S_{2,2} $	34
4.6	Resultados dos parâmetros $ S_{3,3} $ e $ S_{4,4} $	35
4.7	Resultados dos parâmetros $ S_{5,5} $ e $ S_{6,6} $	35
4.8	Resultados teóricos e medidos para a resposta na porta P5.	37
5.1	Esquema da montagem para a caracterização do defasador.	40
5.2	Curvas de defasagem teórica e medida do defasador para a frequência de 2,45 GHz.	40
5.3	Configuração da medição pelo MCL.	42
5.4	Configuração montada para o experimento com o MCL.	42
5.5	Exemplo de configuração para o experimento com o VNA.	44
5.6	Tensão (mV) x defasagem ($^{\circ}$) para a antena RHCP.	47

Lista de Figuras

5.7	Resultados do $ S_{2,1} $ para a antena <i>patch</i> RHCP.	48
5.8	Resultados da medição de fase para a antena <i>patch</i> RHCP.	49
5.9	Tensão (mV) x defasagem ($^{\circ}$) para a antena LHCP.	51
5.10	Resultados do $ S_{2,1} $ para a antena <i>patch</i> LHCP.	52
5.11	Resultados da medição de fase para a antena <i>patch</i> LHCP.	53
5.12	Resultados do $ S_{2,1} $ para a antena helicoidal RHCP.	55
5.13	Resultados da medição de fase para a antena helicoidal RHCP.	55
5.14	Resultados do $ S_{2,1} $ para a antena helicoidal LHCP.	57
5.15	Resultados da medição de fase para a antena helicoidal RHCP.	57

Capítulo 1

Introdução

A polarização de ondas eletromagnéticas é um dos parâmetros fundamentais na caracterização destas ondas. Em aplicações de sistemas de comunicações, o descasamento de polarização pode ocasionar perdas significativas na recepção dos sinais. Atualmente, novas tecnologias, tal como a quinta geração de sistemas de telecomunicações sem fio (5G), visam o aumento da taxa de transferência de dados, que varia conforme a potência recebida do sinal. Portanto, cuidado com a polarização não só pode melhorar a taxa de transferência, como também proporcionar economia de energia, o que é interessante, principalmente no contexto de dispositivos móveis, identificação por radiofrequência (RFID), sensores, aplicações biomédicas, sistemas de integração do tipo internet das coisas (*Internet of Things*, IoT), dentre outras tecnologias que requerem baixo consumo de energia.

Se um sistema possuir informação da polarização de um sinal recebido, ele poderia se adaptar para evitar perdas por descasamento de polarização, ou se adaptar com o objetivo de reduzir a recepção de sinais indesejados, ou ainda se adaptar para reduzir o nível de potência necessária para transmissão/recepção do sinal desejado. Uma outra possível aplicação é em radares, visto que a polarização também é um parâmetro que pode ser usado para identificação de alvos (MOTT, 1986).

Existem diversos métodos conhecidos para medição de polarização, tais como o método da polarização padrão, método da componente linear, método das componentes circulares, método das três antenas, método das múltiplas amplitudes, método da amplitude-fase, entre outros (YUGUO; PANPAN; SHUJI, 2016). Alguns desses métodos estão descritos em Kraus (1997) e IEEE (1979). No entanto, esses métodos apresentam algumas limitações sejam mecânicas, tempo de execução, complexidade e/ou número grande de estruturas. Por exemplo, alguns métodos necessitam que antenas sejam rotacionadas em torno de seu eixo, enquanto outros requerem múltiplas antenas, ou que possuem complicações relativas

à medição de diferença de fase entre dois sinais. Os métodos que utilizam mais de uma antena geralmente requerem que as antenas possuam características semelhantes. Na prática, porém, para o perfeito funcionamento desses sistemas de medição da polarização são necessários compensações de ganho e de fase.

Uma outra limitação do uso de múltiplas antenas é a disposição espacial das mesmas. Se as antenas não estiverem alinhadas, a frente de onda será recebida em tempos diferentes por cada antena, ocasionando, assim, uma diferença de fase e, conseqüentemente, erros de medição. Uma possível solução é o desenvolvimento de antenas reconfiguráveis em polarização. Essas antenas estão ganhando popularidade com o desenvolvimento dos sistemas de comunicações e de tecnologias de semicondutores (GAO; SAMBELL; ZHONG, 2006). No entanto, se apenas uma antena reconfigurável for utilizada, não existirá problemas de alinhamento, visto que sua orientação espacial permanece igual.

Nascimento (2011) propôs uma modificação no Método da Componente Linear em que, na ausência de um defasador, este elemento é substituído por diferentes linhas de transmissão com atrasos conhecidos. Com a troca discreta dessas linhas de transmissão, consegue-se estimar a diferença de fase entre as duas componentes ortogonais de campo e, com medições também da amplitude, é possível estimar a polarização da onda eletromagnética. A utilização de um defasador digital torna o método mais prático e mais exato, visto que não há substituição das linhas de transmissão, como também proporciona uma quantidade maior de defasagens. A desvantagem, no entanto, está na determinação da linearidade da resposta do defasador digital, bem como o seu alto preço.

Em Aumann e Tuttle (2016) é apresentado um método que combina a técnica de medição de ganho de duas antenas com a técnica de medição de polarização que utiliza uma antena polarizada circularmente. A técnica é ilustrada com a medição da razão axial e do ângulo de inclinação de uma antena helicoidal, tendo uma outra antena helicoidal utilizada como receptora. O método apresenta a desvantagem de uma antena precisar ser rotacionada 360°, além de não ser capaz de detectar o sentido de polarização.

Wang et al. (2017) descreve a caracterização de antenas de polarização circular por meio de medições de amplitudes, não precisando de medições de fase. No entanto, são necessárias seis medições diferentes, além de serem utilizadas três antenas distintas, uma de polarização linear e duas de polarização circular.

A maior parte dos métodos de medição de polarização já é conhecida há décadas. Na

literatura são poucas as propostas de novas técnicas ou de melhoramentos nos métodos existentes, mesmo sendo comprovadas as limitações desses métodos.

1.1 Objetivos

O objetivo desta pesquisa é desenvolver um sistema de determinação da polarização de ondas eletromagnéticas que seja robusto, simples e compacto. Portanto, propõe-se construir um circuito que promova melhorias nos métodos de detecção da polarização de uma onda eletromagnética pela redução do número de elementos, da exigência de semelhança das antenas e de alinhamento das mesmas, bem como da independência da exigência de simetria.

Tendo isso em vista, o trabalho foi desenvolvido considerando os seguintes objetivos específicos:

- Projetar e construir antenas de referência com polarizações conhecidas;
- Realizar medições de polarização das antenas de referência utilizando métodos conhecidos como o método da componente linear (MCL) e método com analisador de redes (*Vector Network Analyzer*, VNA);
- Identificar as limitações dos métodos de medição conhecidos;
- Propor um circuito de micro-ondas que simplifique a medição de polarização;
- Realizar medições utilizando o sistema proposto e comparar os resultados dos diferentes experimentos;

1.2 Organização do trabalho

O trabalho está organizado em cinco capítulos. O Capítulo 1 apresenta as motivações para o desenvolvimento do trabalho, além de descrever seus objetivos gerais e específicos.

O Capítulo 2, a Fundamentação Teórica, fornece os conceitos abordados no trabalho. São apresentadas definições importantes para o desenvolvimento do trabalho, tais como o conceito de polarização e os parâmetros relacionados à elipse de polarização. Além disso, são listados alguns métodos de medição de polarização, como o método da componente linear, método da componente circular, entre outros.

No Capítulo 3 são apresentados o projeto, a construção e a medição de antenas de polarização circular utilizadas neste trabalho.

No Capítulo 4 é demonstrado o sistema proposto para medição de polarização, que utiliza um circuito com divisores de Wilkinson em cascata.

No Capítulo 5 são descritos os experimentos realizados e seus respectivos resultados, além da comparação entre os resultados dos métodos da componente linear, método com VNA e o método com o circuito de Wilkinson em cascata, para cada antena.

Por fim, no Capítulo 6 são apresentadas as considerações finais e indicadas sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

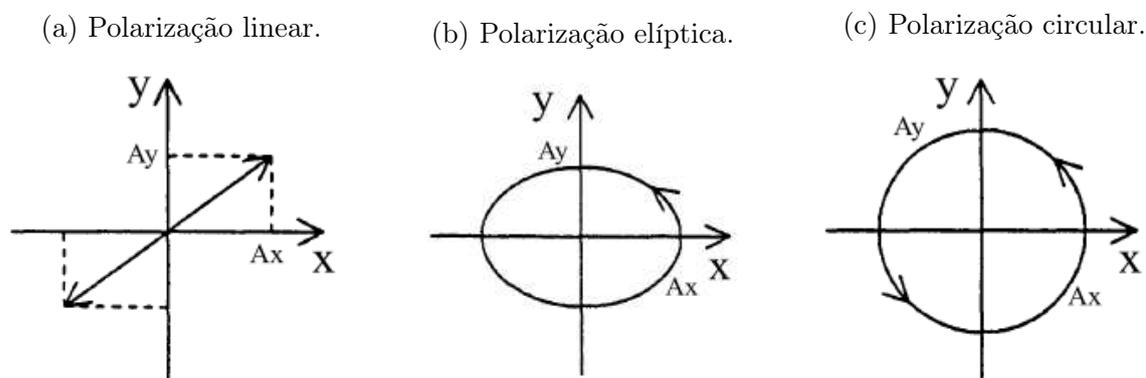
Fundamentação Teórica

Neste capítulo são apresentados os conceitos e parâmetros usados na determinação da polarização de uma onda eletromagnética. Em seguida, são discutidas as vantagens e limitações dos métodos de determinação da polarização. Por fim, é demonstrado como a diferença de fase pode ser calculada a partir de informações de amplitudes.

2.1 Polarização

A polarização de uma onda eletromagnética descreve a orientação espacial do vetor de campo (geralmente do vetor campo elétrico \mathbf{E}) (KRAUS, 1997). Essa orientação pode variar em uma reta ao longo do tempo, caso em que é considerada polarização linear. Pode, também, variar em um formato de elipse ou de circunferência, sendo então denominada, respectivamente, de polarização elíptica e circular. Para estes últimos casos, a polarização possui um parâmetro a mais: o sentido de rotação, podendo ser à direita ou à esquerda. Na Figura 2.1 estão ilustrados os três tipos de polarização.

Figura 2.1: Tipos de polarização.

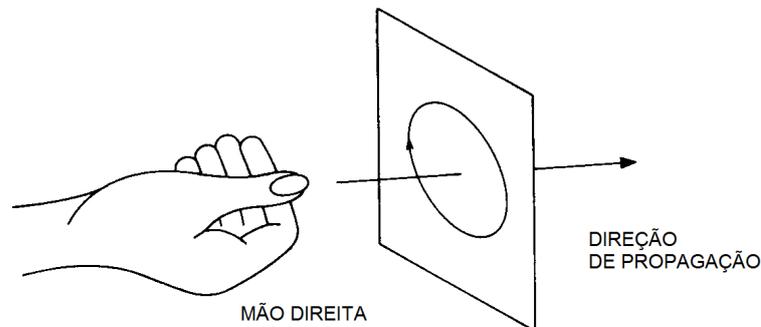


Fonte: adaptada de Kong (1986).

Em IEEE (1979) são definidos os sentidos de polarização como sendo à direita quando

a rotação é horária, e à esquerda quando a rotação é anti-horária, considerando a regra da mão direita em que o polegar indica a direção de propagação, como mostrado na Figura 2.2.

Figura 2.2: Análise do sentido de polarização pela regra da mão direita.



Fonte: adaptada de IEEE (1979).

O vetor campo elétrico de uma onda eletromagnética, $\mathbf{E}(t)$, pode ser decomposto em duas componentes ortogonais à direção de propagação (KONG, 1986).

$$\mathbf{E}(t) = \hat{\mathbf{x}}E_x(t) + \hat{\mathbf{y}}E_y(t), \quad (2.1)$$

em que $E_x(t)$ e $E_y(t)$ são as componentes ortogonais, que podem ser escritas em função de suas amplitudes e fases, A_x , ϕ_x , A_y , ϕ_y , respectivamente:

$$\mathbf{E}(t) = \hat{\mathbf{x}}A_x \cos(\omega t + \phi_x) + \hat{\mathbf{y}}A_y \cos(\omega t + \phi_y), \quad (2.2)$$

Tomando $E_x(t)$ como referência para a fase, pode-se definir $\Delta\phi = \phi_y - \phi_x$ como sendo a diferença de fase entre $E_y(t)$ e $E_x(t)$, e a Equação (2.2) pode ser reescrita como:

$$\mathbf{E}(t) = \hat{\mathbf{x}}A_x \cos(\omega t) + \hat{\mathbf{y}}A_y \cos(\omega t + \Delta\phi), \quad (2.3)$$

Sabendo que $E_x(t) = A_x \cos(\omega t)$, são encontradas expressões para $\cos(\omega t)$ e $\sin(\omega t)$:

$$\cos(\omega t) = \frac{E_x(t)}{A_x}, \quad (2.4)$$

$$\sin(\omega t) = \sqrt{1 - \left(\frac{E_x(t)}{A_x}\right)^2}. \quad (2.5)$$

Expandindo a expressão $E_y(t) = A_y \cos(\omega t + \Delta\phi)$, tem-se que:

$$\frac{E_y(t)}{A_y} = \cos(\omega t)\cos(\Delta\phi) - \sin(\omega t)\sin(\Delta\phi). \quad (2.6)$$

Substituindo as Equações (2.4) e (2.5) na Equação (2.6):

$$\frac{E_y(t)}{A_y} - \frac{E_x(t)}{A_x}\cos(\Delta\phi) = -\sin(\Delta\phi)\sqrt{1 - \left(\frac{E_x(t)}{A_x}\right)^2}. \quad (2.7)$$

Elevando ambos os lados da Equação (2.7) ao quadrado:

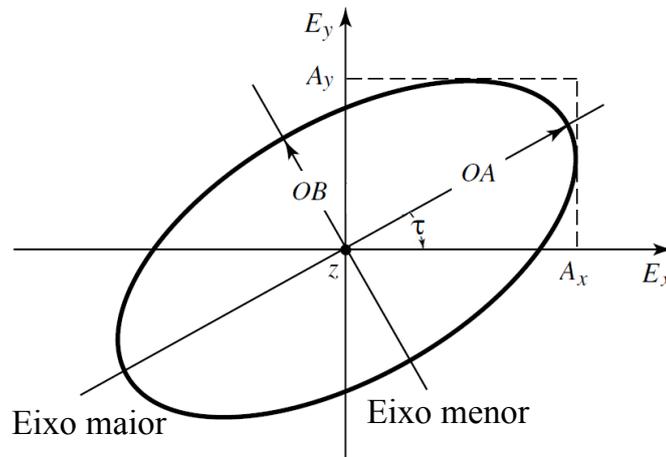
$$\frac{E_y^2(t)}{A_y^2} + \frac{E_x^2(t)}{A_x^2}\cos^2(\Delta\phi) - \frac{2E_x(t)E_y(t)}{A_x A_y}\cos(\Delta\phi) = \sin^2(\Delta\phi) - \frac{E_x^2(t)}{A_x^2}\sin^2(\Delta\phi). \quad (2.8)$$

Simplificando a Equação (2.8), é encontrada uma expressão em termos de $E_x(t)$, $E_y(t)$, A_x , A_y e $\Delta\phi$ (KONG, 1986):

$$\frac{E_x^2(t)}{A_x^2} + \frac{E_y^2(t)}{A_y^2} - \frac{2E_x(t)E_y(t)}{A_x A_y}\cos(\Delta\phi) = \sin^2(\Delta\phi). \quad (2.9)$$

A Equação (2.9) descreve uma elipse centrada na origem. A Figura 2.3 ilustra uma elipse de polarização, de modo que seus principais parâmetros podem ser visualizados: os eixos maior (OA) e menor (OB), o ângulo de inclinação (τ), e as amplitudes A_x e A_y .

Figura 2.3: Elipse de polarização e seus parâmetros.



Fonte: adaptada de Balanis (2005).

2.1.1 Razão axial (AR)

A razão axial é definida como a relação entre os eixos maior (OA) e menor (OB) da elipse de polarização, sendo calculada por (BALANIS, 2005):

$$AR = \frac{OA}{OB}, \quad 1 \leq AR \leq \infty, \quad (2.10)$$

em que

$$OA = \sqrt{\frac{1}{2}\{A_x^2 + A_y^2 + [A_x^4 + A_y^4 + 2A_x^2A_y^2\cos(2\Delta\phi)]^{\frac{1}{2}}\}}, \quad (2.11)$$

$$OB = \sqrt{\frac{1}{2}\{A_x^2 + A_y^2 - [A_x^4 + A_y^4 + 2A_x^2A_y^2\cos(2\Delta\phi)]^{\frac{1}{2}}\}}. \quad (2.12)$$

Destaca-se que, em certos casos, pode-se deduzir informações da polarização apenas com o valor da razão axial. Por exemplo, para o caso em que $AR \rightarrow \infty$, sabe-se que a polarização é linear, pois uma componente é muito maior do que a outra. Para o caso de polarização circular, é necessário (mas não suficiente) que $AR = 1$. Para todos os outros valores de AR, a polarização é considerada elíptica.

2.1.2 Ângulo de inclinação (τ)

Neste trabalho o ângulo de inclinação é definido como o ângulo que o eixo maior da elipse forma com o eixo x , como ilustrado na Figura 2.3, sendo expresso por (WILLIAMS, 1966):

$$\tau = \frac{1}{2}\tan^{-1} \left[\frac{2A_xA_y}{A_x^2 - A_y^2}\cos(\Delta\phi) \right]. \quad (2.13)$$

2.1.3 Sentido de polarização

O sentido de polarização é o sentido para o qual o vetor campo elétrico rotaciona com o tempo, sendo válido apenas para polarizações elípticas ou circulares. O sentido de rotação pode ser à esquerda (*left-handed*, LH) ou à direita (*right-handed*, RH).

2.2 Métodos de medição da polarização de antenas

2.2.1 Método da componente linear (MCL)

Com a obtenção de informações das amplitudes das componentes ortogonais da Equação (2.1), assim como da diferença de fase entre elas, a polarização da onda pode ser identificada. No MCL, o objetivo é identificar esses parâmetros com a utilização de antenas de polarização linear, sendo uma orientada no eixo x e a outra no eixo y . As antenas devem possuir boa pureza de polarização, além de terem propriedades semelhantes.

Inicialmente as amplitudes recebidas por cada antena, isto é, A_x e A_y , são registradas com o auxílio de um analisador de espectro. Em seguida, ambos os sinais são somados e um circuito defasador é utilizado para que, defasando um dos sinais, seja encontrada a defasagem para a qual o nulo ocorre e, assim, a diferença de fase $\Delta\phi$ entre as componentes seja calculada (KRAUS, 1997).

2.2.2 Método das medições de amplitude

O método das medições de amplitude consegue identificar os parâmetros de polarização sem a necessidade de medições de fase. Quatro medições de amplitude com antenas de polarização linear em orientações diferentes, como por exemplo: horizontal, vertical, diagonal a 45° e diagonal a 135° , são suficientes para recuperar informações da polarização. No entanto, se apenas antenas de polarização linear forem utilizadas, o método não é capaz de identificar o sentido de rotação, nos casos de polarização circular e elíptica. Para identificar o sentido de rotação, devem ser também utilizadas antenas com polarização circular à direita e à esquerda (IEEE, 1979). Algumas redundâncias nas medições podem ser aproveitadas, de modo que esse método requer no mínimo quatro antenas para a determinação da polarização.

2.2.3 Método da componente circular

Proposto por Kraus (1997), o método da componente circular utiliza duas antenas polarizadas circularmente, uma circular à esquerda e outra à direita. Utiliza-se do fato de que uma onda eletromagnética pode ser decomposta em duas componentes circulares de sentidos contrários (WILLIAMS, 1966). A razão axial é calculada pela Equação (2.14).

$$AR = \frac{E_R + E_L}{E_R - E_L}, \quad (2.14)$$

em que E_R e E_L são as amplitudes recebidas pelas antenas circulares à direita e à esquerda, respectivamente. Um resultado positivo indicaria uma polarização à direita, enquanto que um resultado negativo indicaria polarização à esquerda.

O ângulo de inclinação pode ser encontrado rotacionando uma antena polarizada linearmente. Uma dificuldade desse método é a construção de antenas de polarização circular que possuam o mesmo ganho e a mesma impedância (MOTT, 1986). Esse método requer um mínimo de duas antenas para a determinação da polarização.

2.2.4 Método do padrão de polarização

No método do padrão de polarização, uma antena de polarização linear é rotacionada e sua resposta é analisada em um receptor. O ângulo de inclinação τ equivale ao ângulo no qual a antena está orientada no momento em que se obtém o máximo valor de amplitude. Já a razão axial pode ser calculada fazendo a relação entre as amplitudes máxima e mínima obtidas. Esse método é útil para caracterização da razão axial e do ângulo de inclinação, não sendo capaz de determinar o sentido da polarização (IEEE, 1979). Além do que, esse método requer um sistema automatizado para a rotação da antena linear.

2.3 Detecção da diferença de fase entre dois sinais

Um dos problemas na medição de polarização é a identificação da diferença de fase entre duas componentes. Nesta seção é demonstrado como a diferença de fase ($\Delta\phi$) pode ser recuperada a partir de informações de amplitude com a utilização de apenas duas antenas de polarização linear.

Seja considerado, por exemplo, dois sinais cossenoidais $E_x(t)$ e $E_y(t)$, estando $E_y(t)$ defasado de $E_x(t)$ em $\Delta\phi$ graus, ou seja:

$$E_x(t) = A_x \cos(\omega t), \quad (2.15)$$

$$E_y(t) = A_y \cos(\omega t + \Delta\phi). \quad (2.16)$$

Seja definido também um sinal $E_s(t)$ como a soma de $E_x(t)$ e $E_y(t)$, como:

$$E_s(t) = E_x(t) + E_y(t) = A_x \cos(\omega t) + A_y \cos(\omega t + \Delta\phi) = A_s \cos(\omega t + \phi_s), \quad (2.17)$$

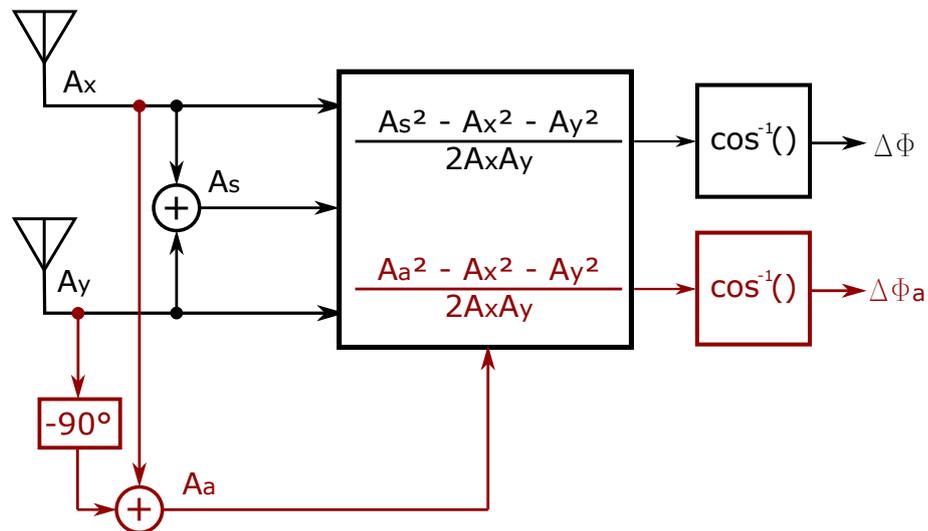
em que A_x , A_y e A_s são as amplitudes de $E_x(t)$, $E_y(t)$ e $E_s(t)$, ω é a frequência angular e t uma variável temporal.

Pode-se relacionar as amplitudes A_x , A_y e A_s com a diferença de fase entre $E_x(t)$ e $E_y(t)$ (Apêndice A):

$$\Delta\phi = \cos^{-1} \left(\frac{A_s^2 - A_x^2 - A_y^2}{2A_x A_y} \right). \quad (2.18)$$

No entanto, como o $\cos(x)$ é uma função par, isto é, $\cos(\Delta\phi) = \cos(-\Delta\phi)$, não há como saber se $\Delta\phi$ é positivo ou negativo e, portanto, se $E_y(t)$ está adiantado ou atrasado em relação a $E_x(t)$. Como solução, pode-se realizar a soma de $E_x(t)$ com $E_y(t)$ defasado adicionalmente em -90° . A amplitude dessa soma auxiliar (A_a) indicará o valor correto de $\Delta\phi$, visto que $\cos(\Delta\phi - 90^\circ) \neq \cos(-\Delta\phi - 90^\circ)$. A Figura 2.4 ilustra as operações realizadas para obtenção dos valores de diferença de fase.

Figura 2.4: Diagrama de blocos representando as operações realizadas.



Fonte: elaborada pelo autor.

Capítulo 3

Projeto de Antenas com Polarização Circular

Foram construídas quatro antenas de polarização circular para serem utilizadas nos experimentos, tendo em vista que esse tipo de antena possui mais características a serem medidas, tais como diferença de fase e sentido de polarização, contrastando, nesses aspectos, com antenas de polarização linear. Neste capítulo são descritos o projeto e as propriedades dessas antenas. Foi escolhida a frequência de 2,45 GHz por ela pertencer a uma banda reservada para aplicações industriais, científicas e médicas (ISM), abrangendo aplicações como Wi-Fi, Bluetooth, dentre outras aplicações de comunicação sem fio. Uma outra justificativa é a disponibilidade de antenas dipolo para essa frequência no Laboratório de Micro-ondas e Eletromagnetismo Aplicado (LEMA) e no Laboratório de Antenas e Sensoriamento (LASen), além de um defasador digital (2 GHz a 4 GHz).

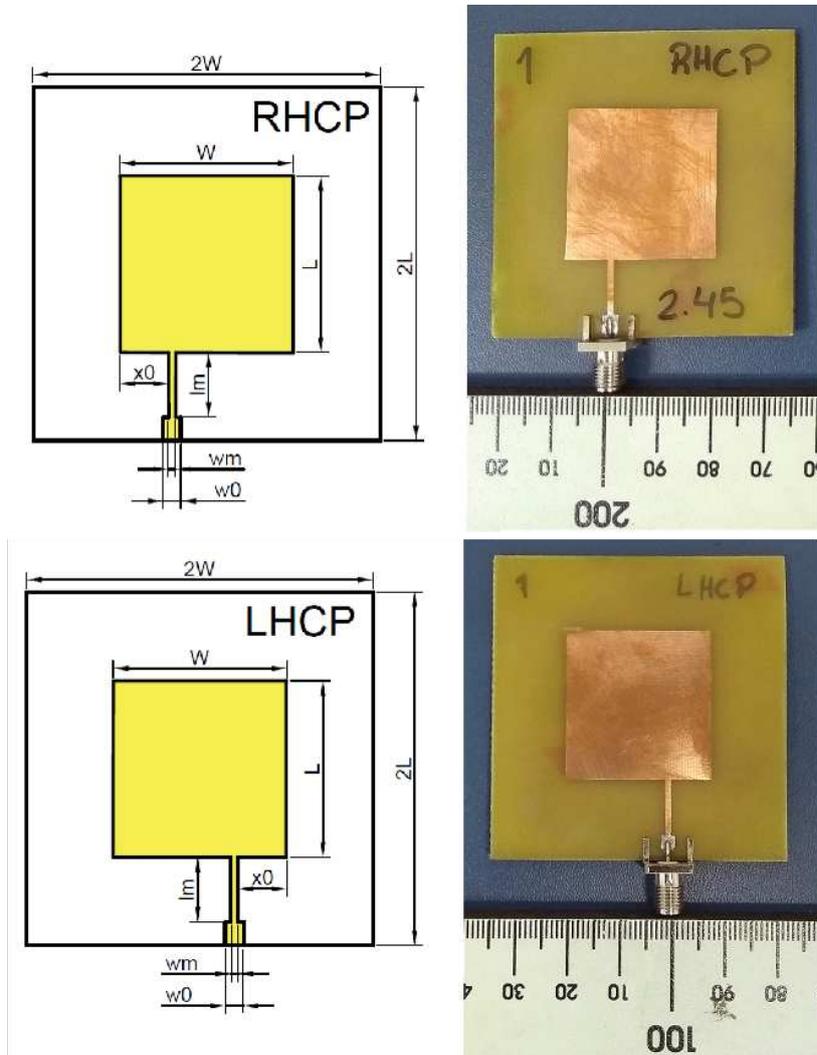
3.1 Antenas de microfita quase quadradas

Dentre as diferentes estruturas que podem fornecer polarização circular, foi dada inicialmente preferência para antenas do tipo *patch*, por permitirem um projeto simples, um fácil casamento de impedância e uma construção rápida.

As antenas *patch*, se acompanhadas de algumas modificações, podem irradiar em polarização circular (BALANIS, 2005). Com base nessas informações, foram projetadas e construídas duas antenas, uma com polarização circular à esquerda (LHCP) e outra circular à direita (RHCP), com a configuração em *patch* quase quadrado, como descrito em Lee et al. (2005). O substrato utilizado foi FR-4, com $\epsilon_r = 4,2$, com altura $h = 1,6 \text{ mm}$ e espessura do cobre de $T = 0,03 \text{ mm}$. Na Figura 3.1 são vistas as estruturas das antenas,

em que suas dimensões são destacadas. É importante notar a posição da alimentação de cada antena, em que o deslocamento mais à esquerda ou à direita influencia no sentido da polarização obtida.

Figura 3.1: Antenas planares construídas.



Fonte: elaborada pelo autor.

Na Tabela 3.1 são descritos os valores das dimensões destacadas na Figura 3.1. O parâmetro W representa a largura do *patch*, L representa o comprimento do *patch*, w_0 indica o deslocamento da linha de alimentação, l_m e w_m representam o comprimento e a largura do trecho de casamento de impedância, respectivamente, e w_0 indica a largura para uma linha de impedância 50Ω .

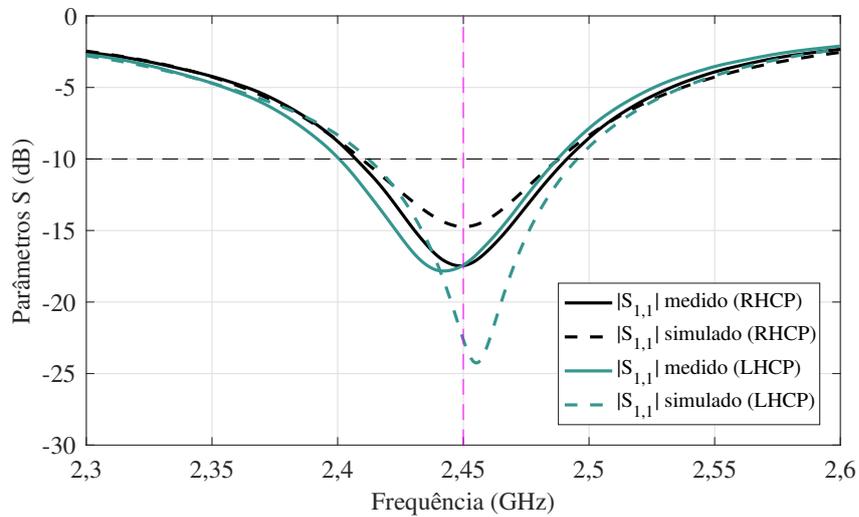
Tabela 3.1: Dimensões das antenas planares.

Parâmetro	Patch RHCP	Patch LHCP
W	28,8 mm	28,8 mm
L	29,6 mm	29,6 mm
x_0	8,04 mm	8,01 mm
l_m	10,8 mm	10,8 mm
w_0	2,98 mm	2,98 mm
w_m	1,2 mm	1,2 mm

Fonte: dados do autor.

Essas antenas foram simuladas com a utilização do programa CST Studio. Os coeficientes de reflexão simulados e medidos, para cada antena, são ilustrados na Figura 3.2, bem como as larguras de banda (*bandwidth*, BW) que estão destacadas. Percebe-se também que elas possuem um bom casamento de impedância ($|S_{1,1}| < -10$ dB) para a frequência de 2,45 GHz. As desigualdades entre os resultados simulados e medidos podem ser justificadas por diferenças na constante dielétrica do substrato, como também por pequenas diferenças nas dimensões do cobre após sua construção.

Figura 3.2: Gráfico dos coeficientes de reflexão ($|S_{1,1}|$).



Fonte: elaborada pelo autor.

Tabela 3.2: Características das antenas planares construídas.

Parâmetro	Antena planar RHCP	Antena planar LHCP
$ S_{1,1} $ para 2,45 GHz	-17,46 dB	-17,42 dB
BW	84 MHz	86 MHz

Fonte: dados do autor.

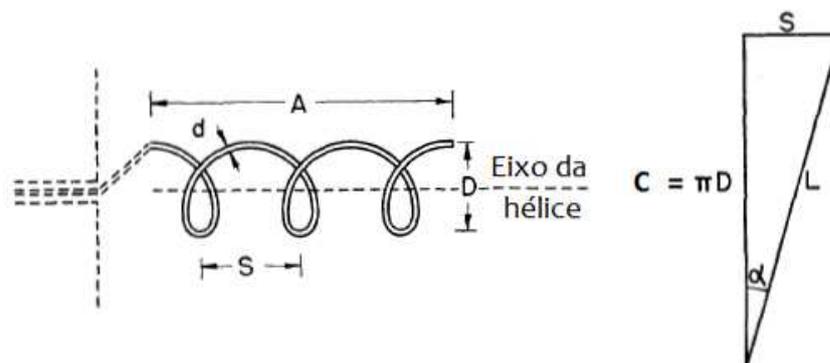
3.2 Antenas helicoidais

Além das antenas quase quadradas, foram construídas duas antenas helicoidais com o objetivo de se obter polarizações mais circulares possível.

Antenas helicoidais podem irradiar em diversos modos, dos quais destacam-se o modo normal e o modo axial, sendo estes obtidos por meio da variação da circunferência (C) da hélice. No modo normal, o campo é máximo na direção normal ao eixo da hélice, e ocorre quando a circunferência é pequena se comparada ao comprimento de onda ($C \ll \lambda$). Já no modo axial o campo é máximo na direção do eixo da hélice, sendo este modo obtido quando a circunferência é da ordem do comprimento de onda ($C \approx \lambda$). O modo normal é pouco aplicável na prática (KRAUS, 1997) e, portanto, o modo axial foi escolhido para as antenas deste trabalho.

Outros parâmetros são importantes no projeto desse tipo de antena: diâmetro da hélice (D), espaçamento entre espiras (S), ângulo de passo (α), comprimento de uma espira (L), número de espiras (N), comprimento axial (A), diâmetro do condutor da hélice (d), diâmetro do refletor (D_r). Esses parâmetros podem ser visualizados na Figura 3.3.

Figura 3.3: Hélice e parâmetros associados.



Fonte: adaptada de Kraus (1949).

A polarização de uma antena helicoidal depende do ângulo de inclinação e, consequentemente, do espaçamento entre as espiras. Quanto menor o espaçamento, mais a antena irradia na polarização horizontal. Quanto maior o espaçamento, mais a antena irradia na polarização vertical. Portanto, foram escolhidos valores intermediários de α e S que satisfazem a condição de polarização circular. As dimensões das antenas construídas estão listadas na Tabela 3.3.

Tabela 3.3: Dimensões das hélices construídas.

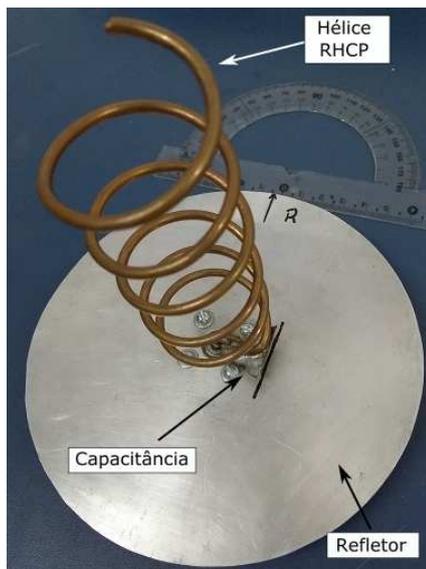
Parâmetro	Hélice RHCP	Hélice LHCP
C	125,66 mm	125,66 mm
α	13°	13°
S	29,01 mm	29,01 mm
D	40 mm	40 mm
A	203 mm	203 mm
N	6	6
D_r	150 mm	150 mm
d	3 mm	3 mm

Fonte: dados do autor.

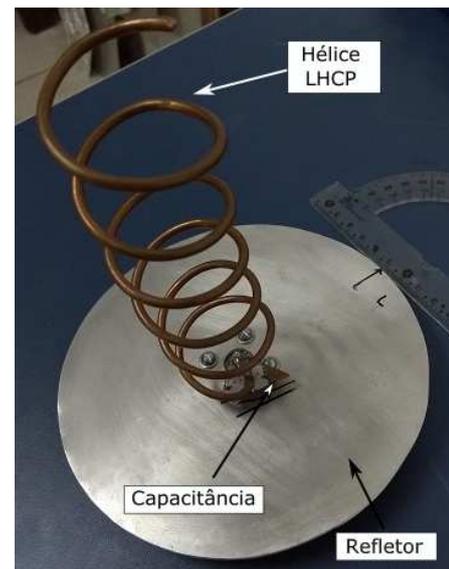
Na Figura 3.4 são ilustradas as antenas construídas.

Figura 3.4: Antenas helicoidais construídas.

(a) Antena helicoidal RHCP.



(b) Antena helicoidal LHCP.



Fonte: elaborada pelo autor.

Os refletores utilizados são de alumínio, em formato circular e com espessura de 1 mm. A alimentação das antenas é feita por meio de conectores do tipo N painel (impedância de 50 Ω). Kraus (1997) indica que antenas helicoidais possuem impedâncias entre 100 Ω e 200 Ω . Já Djordjevic et al. (2006) obtiveram valores entre 90 Ω e 270 Ω , e realizam o casamento de impedância adicionando uma placa metálica ao longo da primeira espira da hélice. Kraus (1997) demonstra um método de adaptação da impedância com o uso de um trecho de condutor mais espesso perto da alimentação. Neste trabalho, a impedância foi adaptada com o acréscimo de uma placa de cobre em formato trapezoidal na transição conector-hélice, criando uma capacitância em conjunto com o plano refletor (FONTGAL-

LAND, 1993). As dimensões desses adaptadores foram encontradas empiricamente, e estão descritos na Figura 3.5 (dimensões em milímetros).

Figura 3.5: Dimensões das capacitâncias para as antenas helicoidais construídas.

(a) Capacitância da hélice RHCP.

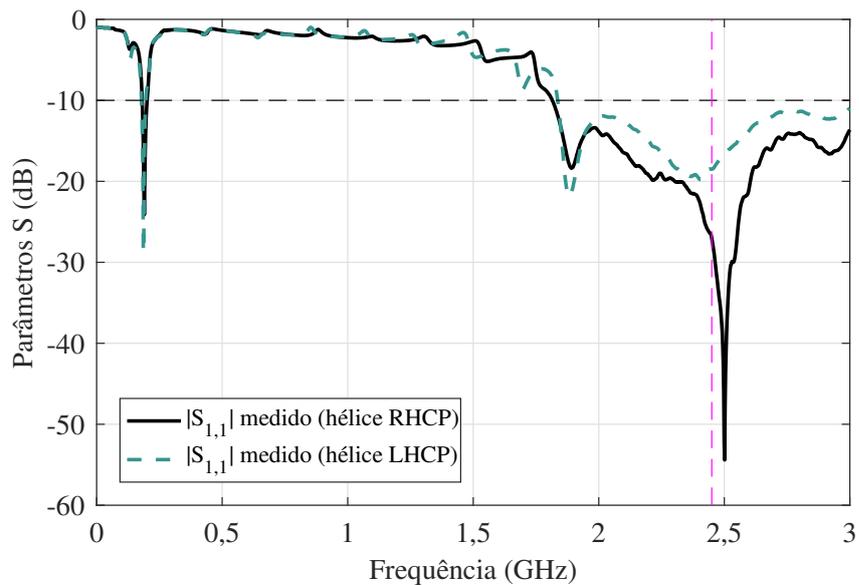
(b) Capacitância da hélice LHCP.



Fonte: elaborada pelo autor.

Na Figura 3.6 são apresentados os coeficientes de reflexão medidos para cada antena. Essas antenas não foram simuladas, visto que sua construção se mostrou mais simples e menos demorada do que seu desenho e sua simulação no computador. Além do que, os detalhes de sua construção podem ser encontrados em Kraus (1997) e Fontgalland (1993).

Figura 3.6: Coeficientes de reflexão das antenas helicoidais construídas.



Fonte: elaborada pelo autor.

Os valores de $|S_{1,1}|$ para a frequência de interesse estão descritos na Tabela 3.4. Percebe-se uma ressonância em torno de 186 MHz, mas que possui uma largura de banda

muito pequena, além de não estar situada em uma frequência de interesse. Nota-se também que as antenas possuem uma banda larga para a frequência de interesse, variando de 1,8 GHz a mais de 3 GHz.

Tabela 3.4: $|S_{1,1}|$ medido de cada antena helicoidal para a frequência de 2,45 GHz.

Parâmetro	Hélice RHCP	Hélice LHCP
$ S_{1,1} $	-26,16 dB	-17,50 dB

Fonte: dados do autor.

Deste modo, foi construído um total de quatro antenas de polarização circular para serem utilizadas nos experimentos. As antenas apresentam bons resultados de coeficiente de reflexão na faixa de frequências desejada.

Capítulo 4

Circuito para Determinação da Polarização

Tendo como base o método da componente linear para medição de polarização, este trabalho propõe um novo método para detecção da diferença de fase entre dois sinais recebidos. De acordo com a Equação 2.18, a diferença de fase pode ser calculada se tivermos informações de três amplitudes: a da componente horizontal (A_x), a da componente vertical (A_y) e a da soma de ambas (A_s). Para que seja eliminada a ambiguidade de fase, uma amplitude auxiliar (A_a) também é medida: a soma na qual a diferença de fase é $\Delta\phi - 90^\circ$.

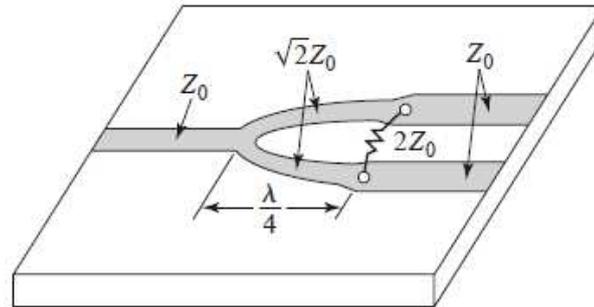
Dessa forma, não é mais necessário um defasador variável. Foi desenvolvido um circuito passivo de micro-ondas que possibilita a detecção de todas as características necessárias para determinação da polarização. O projeto e os resultados obtidos para este circuito são descritos neste capítulo.

4.1 Divisor de potência de Wilkinson

O divisor de potência de Wilkinson (*Wilkinson Power Divider*, WPD) é um dispositivo que pode ser usado tanto para divisão como para combinação de potências, pois trata-se de um componente bidirecional. Outros componentes podem ser utilizados para essa função, tais como junções T ou divisores resistivos, porém o divisor de Wilkinson possui as vantagens de ter todas as portas casadas e das portas de saída serem isoladas (POZAR, 2012).

Na Figura 4.1 é ilustrada a estrutura de um divisor de potência de Wilkinson na forma de circuito de microfita, apresentando uma entrada e duas portas de saída iguais, as quais recebem cada uma metade da potência do sinal de entrada.

Figura 4.1: Estrutura e dimensionamento de um divisor de potência de Wilkinson.



Fonte: Pozar (2012).

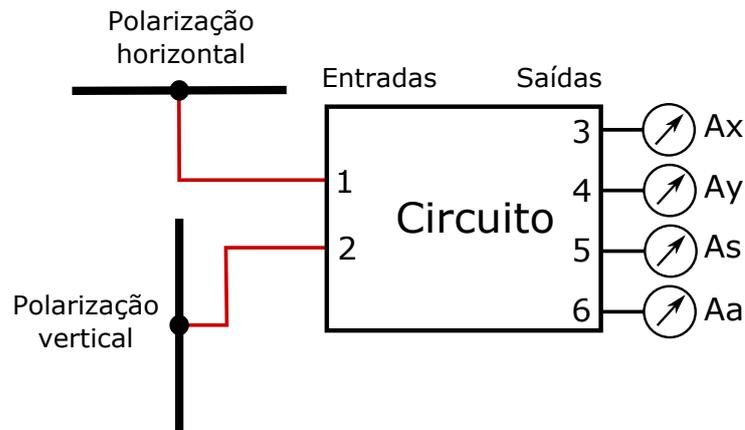
Neste trabalho são utilizados divisores deste tipo em cascata, de modo que possam ser realizadas operações entre os sinais, mas que também as propriedades dos sinais originais possam ser identificadas.

4.2 Projeto do circuito de divisores de Wilkinson em cascata

Este circuito possui seis portas, sendo duas de entrada e quatro de saída, que são enumeradas de 1 a 6 (denominadas de P1 a P6). As portas P1 e P2 são conectadas às antenas e, conseqüentemente, recebem os sinais medidos pelas duas antenas lineares posicionadas ortogonalmente (componente horizontal \mathbf{E}_x e componente vertical \mathbf{E}_y). Na saída P3 há um sinal proporcional a \mathbf{E}_x , e em P4 há um sinal proporcional a \mathbf{E}_y . Na saída P5 está presente um sinal proporcional à soma de \mathbf{E}_x e \mathbf{E}_y , e em P6 a componente \mathbf{E}_x é somada à componente \mathbf{E}_y defasada adicionalmente de -90° .

As portas de saída são conectadas em equipamentos medidores de tensão, nos quais as amplitudes A_x , A_y , A_s e A_a podem ser detectadas. Essas medições de amplitude podem ser realizadas todas simultaneamente ou uma de cada vez, contanto que as outras saídas estejam casadas. Na Figura 4.2 é visto um diagrama representativo do sistema proposto.

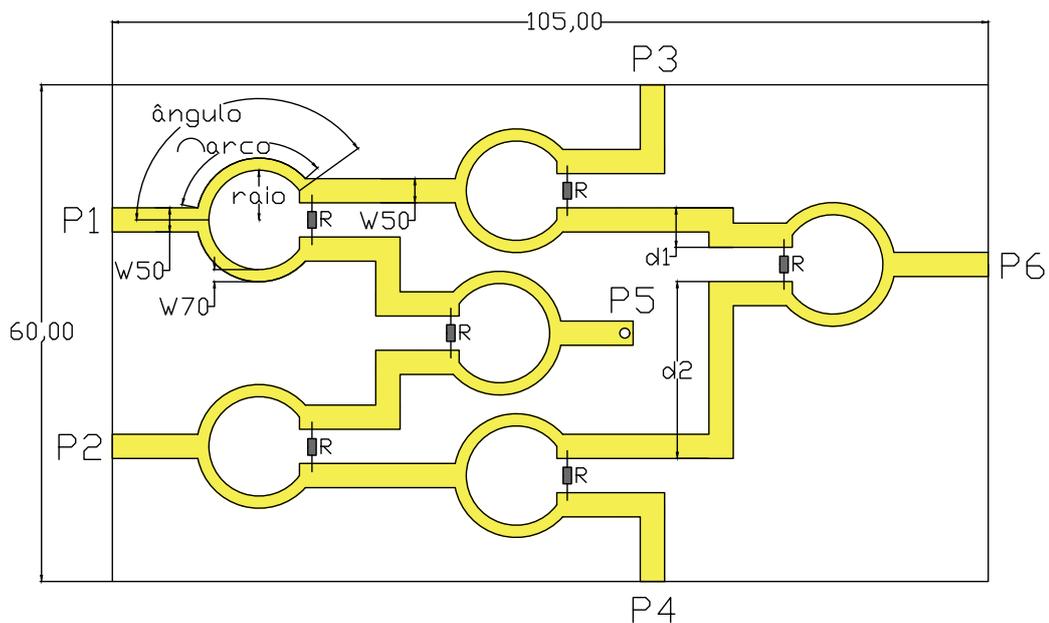
Figura 4.2: Diagrama do sistema para determinação da polarização.



Fonte: elaborada pelo autor.

O circuito com divisores de Wilkinson foi construído em substrato FR-4 com constante dielétrica $\epsilon_r = 4,2$, altura $h = 1,6 \text{ mm}$, espessura do cobre de $T = 0,03 \text{ mm}$. Na Figura 4.3 é visto o desenho do circuito. As espessuras W_{50} e W_{70} foram calculadas para resultarem em impedâncias de 50Ω e $70,7 \Omega$, respectivamente, considerando a frequência de $2,45 \text{ GHz}$. O comprimento do *arco* é aproximadamente um quarto de comprimento de onda ($\lambda/4$). A diferença entre d_2 e d_1 foi projetada para fornecer uma diferença de fase de -90° no sinal proveniente da porta P2. Os valores dos resistores R são idênticos e fornecem o desacoplamento entre os dois terminais de saída de cada divisor.

Figura 4.3: Desenho do circuito proposto (dimensões em mm).



Fonte: elaborada pelo autor.

Na Tabela 4.1 estão listadas as variáveis e seus respectivos valores utilizados no projeto

do circuito apresentado na Figura 4.3.

Tabela 4.1: Valores dos parâmetros dos circuito proposto.

Parâmetro	Valor
$W50$	2,92 mm
$W70$	1,47 mm
<i>raio</i>	6 mm
<i>arco</i>	16,54 mm
<i>ângulo</i>	144°
$d1$	4,77 mm
$d2$	21,37 mm
R	100 Ω

Fonte: dados do autor.

Na Figura 4.4 estão mostrados os dois lados do circuito de divisores de Wilkinson construído, podendo ser vistas as indicações das portas, bem como sua estrutura como um todo.

Figura 4.4: Vista de ambos os lados do circuito construído.

(a) Vista de um lado do circuito construído.

(b) Vista do lado oposto do circuito.



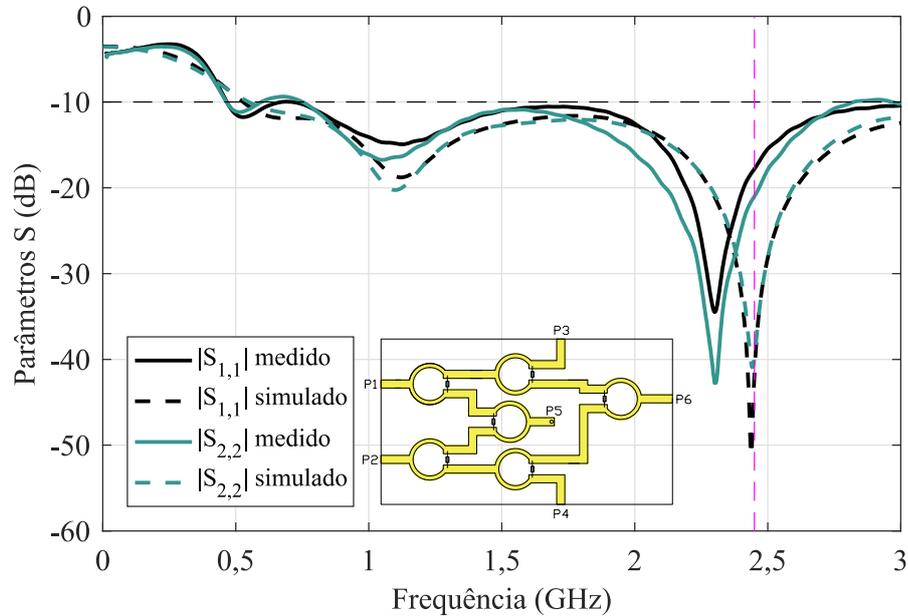
Fonte: elaborada pelo autor.

4.3 Resultados obtidos para o divisor de Wilkinson em cascata

Após sua construção, foram realizadas medições dos parâmetros S do circuito utilizando um VNA Agilent 8753ET. Os resultados estão descritos nesta seção. Na Figura 4.5 são apresentados os parâmetros $|S_{1,1}|$ e $|S_{2,2}|$ medidos e simulados, tendo sido utilizado o programa CST Studio para simulação. Percebe-se que as curvas possuem boa concordância, exceto por um deslocamento na frequência de ressonância ($f_r = 2,3 \text{ GHz}$) em comparação com os resultados simulados ($f_r = 2,436 \text{ GHz}$), que podem ser justificados por diferenças

na constante dielétrica do substrato, como também por pequenas diferenças nas dimensões das linhas de transmissão após sua construção. Apesar disso, P1 e P2 possuem um bom casamento de impedância (menor que -10 dB) para a frequência desejada.

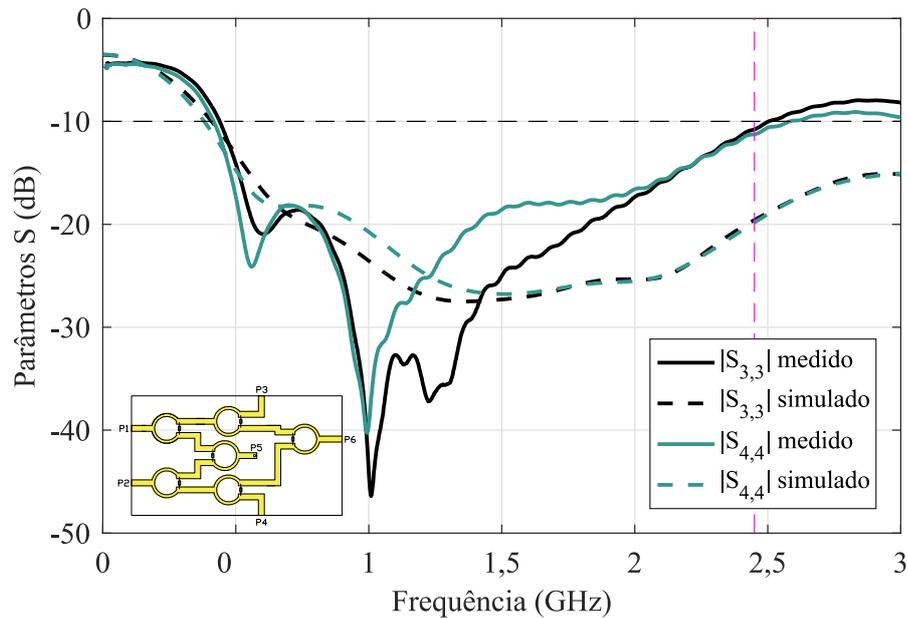
Figura 4.5: Resultados dos parâmetros $|S_{1,1}|$ e $|S_{2,2}|$.



Fonte: elaborada pelo autor.

Os coeficientes de reflexão para as portas 3 e 4 são apresentados na Figura 4.6. Vê-se que estas portas possuem curvas semelhantes desse parâmetro, e que há mais reflexão do que a simulação indica. No entanto, os níveis para a frequência de 2,45 GHz estão abaixo do limite aceitável, que é de -10 dB.

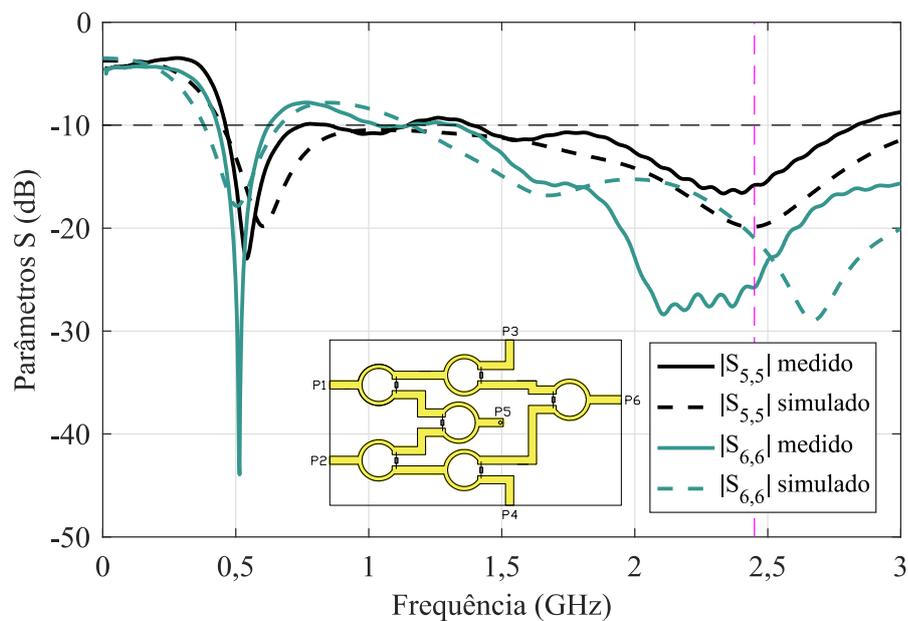
Figura 4.6: Resultados dos parâmetros $|S_{3,3}|$ e $|S_{4,4}|$.



Fonte: elaborada pelo autor.

Na Figura 4.7 são apresentados os resultados para o $|S_{5,5}|$ e o $|S_{6,6}|$. Também é visível um deslocamento na frequência de ressonância medida em comparação com os resultados simulados, mas os níveis são satisfatórios para a frequência desejada de 2,45 GHz.

Figura 4.7: Resultados dos parâmetros $|S_{5,5}|$ e $|S_{6,6}|$.



Fonte: elaborada pelo autor.

Na Tabela 4.2 são apresentados os resultados para os coeficientes de reflexão de cada porta do circuito proposto, para a frequência de 2,45 GHz. Percebe-se que os valores são

aceitáveis, o que torna desnecessário um redimensionamento do circuito.

Tabela 4.2: Coeficientes de reflexão de cada porta, medidos para a frequência de 2,45 GHz.

Parâmetro S	Magnitude
$ S_{1,1} $	-17,79 dB
$ S_{2,2} $	-20,98 dB
$ S_{3,3} $	-10,77 dB
$ S_{4,4} $	-11,25 dB
$ S_{5,5} $	-15,82 dB
$ S_{6,6} $	-25,75 dB

Fonte: dados do autor.

Na Tabela 4.3 encontram-se os valores dos principais coeficientes de transmissão do circuito, que representam tanto as divisões de potência próximas dos valores desejados, bem como o isolamento significativo entre algumas portas.

Tabela 4.3: Principais coeficientes de transmissão, medidos para a frequência de 2,45 GHz.

Parâmetro S	Magnitude	Magnitude desejada
$ S_{3,1} $	-6,78 dB	-6,02 dB
$ S_{4,2} $	-6,80 dB	-6,02 dB
$ S_{5,1} $	-7,34 dB	-6,02 dB
$ S_{5,2} $	-7,46 dB	-6,02 dB
$ S_{6,1} $	-10,18 dB	-9,03 dB
$ S_{6,2} $	-9,81 dB	-9,03 dB
$ S_{2,1} $	-35,85 dB	Menor possível
$ S_{4,1} $	-40,04 dB	Menor possível
$ S_{3,2} $	-43,58 dB	Menor possível

Fonte: dados do autor.

Para análise da defasagem obtida na porta P6, na Tabela 4.4 são apresentados os valores das fases dos parâmetros $S_{6,1}$ e $S_{6,2}$. Percebe-se que o sinal proveniente de P2 é defasado de $-89,05^\circ$ em comparação com o sinal proveniente de P1, o que se aproxima da defasagem desejada de -90° .

Tabela 4.4: Fases dos parâmetros $S_{6,1}$ e $S_{6,2}$, medidas para a frequência de 2,45 GHz.

Parâmetro S	Fase ($^\circ$)
$S_{6,1}$	$18,82^\circ$
$S_{6,2}$	$-70,23^\circ$

Fonte: dados do autor.

Com o objetivo de testar o circuito, foram aplicados sinais senoidais nas duas entradas e foi analisado o sinal resultante nas saídas. Um dos sinais de entrada foi defasado com

o auxílio de um defasador digital DST-13-480/1S. A amplitude medida na porta P3 foi $A_x = 4,095 \text{ mV}$, e na porta P4 foi de $A_y = 2,77 \text{ mV}$. Dessa forma, conhecendo os valores de coeficientes de transmissão (vistos na Tabela 4.3), podem ser feitas compensações para calcular as amplitudes das componentes na porta P5. Como o $|S_{5,1}|$ é 0,56 dB menor do que o $|S_{3,1}|$, a tensão da componente x na porta P5 ($A_{x,P5}$) é 0,938 vezes menor do que em P3. Assim, pode-se calcular $A_{x,P5}$ por:

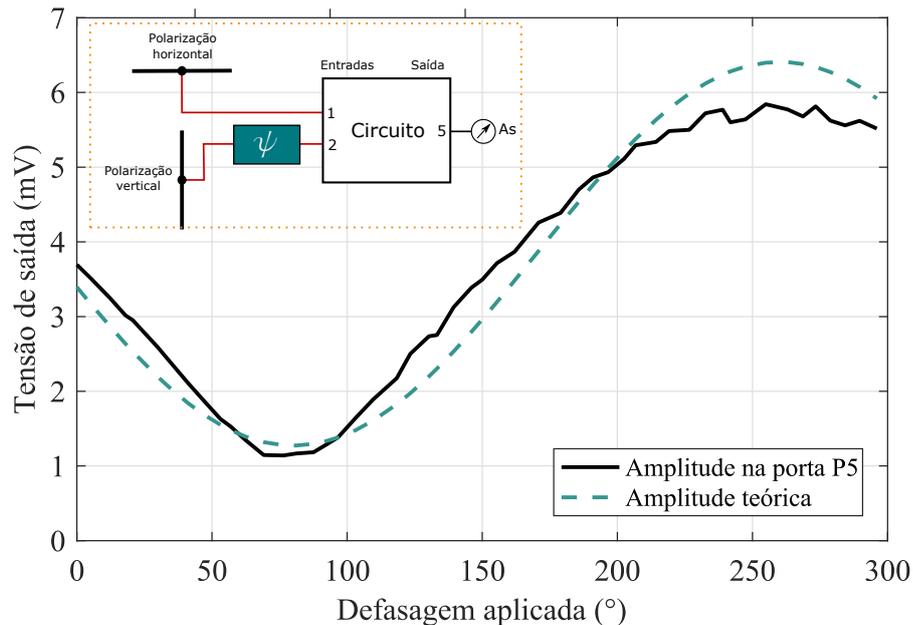
$$A_{x,P5} = 0,937562 \cdot A_x = 3,839 \text{ mV}. \quad (4.1)$$

Da mesma forma, a amplitude da componente y na porta P5 ($A_{y,P5}$) é 0,66 dB menor do que na porta P4. Pode-se encontrar $A_{y,P5}$ por:

$$A_{y,P5} = 0,927 \cdot A_y = 2,568 \text{ mV}. \quad (4.2)$$

Na Figura 4.8 estão ilustradas as curvas teórica e medida para a saída na porta P5, considerando dois sinais cossenoidais com as amplitudes encontradas. É importante notar que foi aplicada uma defasagem de no máximo 296° , pois é o máximo valor que o defasador consegue fornecer.

Figura 4.8: Resultados teóricos e medidos para a resposta na porta P5.



Fonte: elaborada pelo autor.

Vê-se que o circuito funciona como esperado, possuindo uma resposta que depende

da diferença de fase entre os dois sinais. Dessa forma, pode-se encontrar a diferença de fase se forem obtidas as informações das amplitudes. É natural que existam erros nessa medição, como é notável na Figura 4.8, mas estes podem ser minimizados caso sejam realizadas medições nas portas P3 e P4 para cada defasagem aplicada.

Capítulo 5

Experimentos e Resultados

Neste capítulo são descritos os experimentos de medição realizados, tanto de caracterização como de medição de polarização das antenas. São apresentados os resultados para cada antena, e são feitas comparações entre os resultados obtidos com cada método, ou seja, com o método da componente linear, método utilizando VNA e o método com o circuito WPD.

5.1 Caracterização de componentes e dispositivos

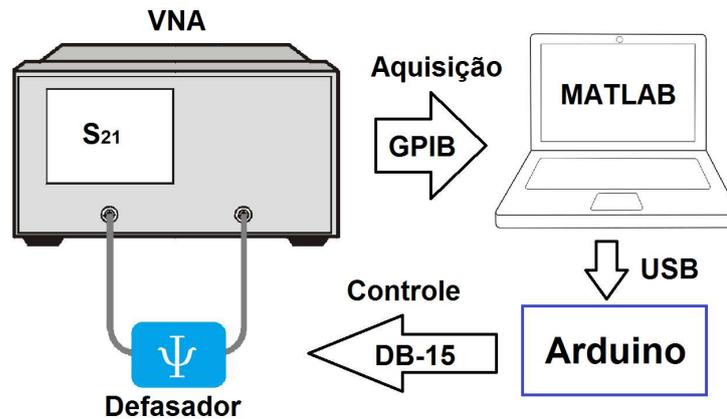
Foram utilizados componentes disponíveis no LASen cujas perdas e defasagens precisam ser conhecidas. Por esse motivo, são necessárias caracterizações de alguns componentes, que são realizadas com a utilização de um VNA Agilent 8753ET.

5.1.1 Caracterização do defasador DST-13-480/1S

Foi caracterizado o defasador DST-13-480/1S, da fabricante Pulsar Microwave, disponível no LASen. O defasador possui frequência de trabalho na faixa de 2 GHz a 4 GHz. Por meio de 8 pinos de entrada, pode ser escolhida uma defasagem dentre as 256 possibilidades, em que cada *bit* menos significativo adiciona $1,4^\circ$ à defasagem. Segundo o fabricante, esse é o funcionamento para a frequência central de 3 GHz. Para a frequência desejada, de 2,45 GHz, foi necessário medir as defasagens fornecidas pelo equipamento.

O procedimento foi realizado com um VNA 8753ET, da Agilent, por meio de medições da fase do coeficiente de transmissão S_{21} . Na Figura 5.1 é apresentado o esquema dos equipamentos para essa medição. Um computador foi utilizado para comunicação com o defasador e para o armazenamento das informações de fase adquiridas pelo VNA.

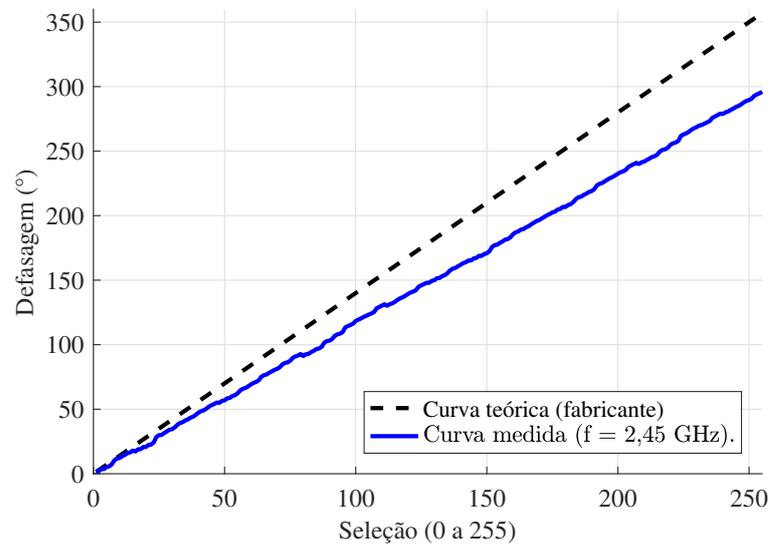
Figura 5.1: Esquema da montagem para a caracterização do defasador.



Fonte: elaborada pelo autor.

Na Figura 5.2 são vistas a curva teórica (dados do fabricante para a frequência de 3 GHz) e a curva medida (frequência de 2,45 GHz), em que se destaca o limite de defasagem de 296° para a frequência desejada.

Figura 5.2: Curvas de defasagem teórica e medida do defasador para a frequência de 2,45 GHz.



Fonte: elaborada pelo autor.

5.1.2 Caracterização de cabos e adaptadores

Os cabos e adaptadores também foram caracterizados. As perdas e defasagens para cada dispositivo estão dispostas na Tabela 5.1.

Tabela 5.1: Características dos componentes medidos.

Componente	Perda (dB)	Defasagem (°)
Cabo SMA branco 1 (M-M)	1,612	5,04
Cabo SMA branco 2 (M-M)	1,64	9,27
Cabo SMA <i>pigtail</i> (M-M) 22 cm	0,349	-178,3
Junção T (entrada 1)	3,5088	-84,447
Junção T (entrada 2)	3,6157	-83,619
Adaptador SMA (M-M)	0,0662	-58,94
Defasador (desligado)	4,74	163,3

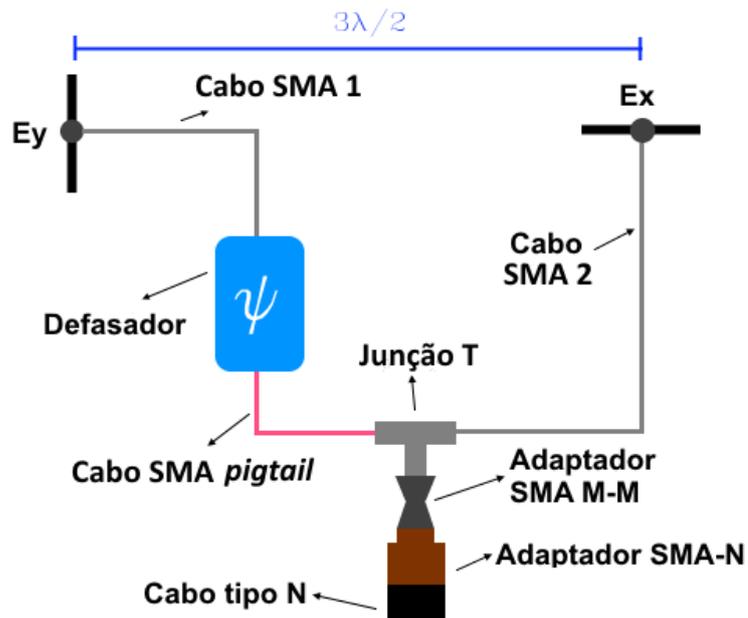
Fonte: dados do autor.

5.2 Experimentos com o método da componente linear (MCL)

A configuração da medição foi montada conforme visto nas Figuras 5.3 e 5.4. Percebe-se a presença da antena sob teste (*Antenna Under Test*, AUT), assim como dois dipolos, estando um orientado na horizontal e outro na vertical.

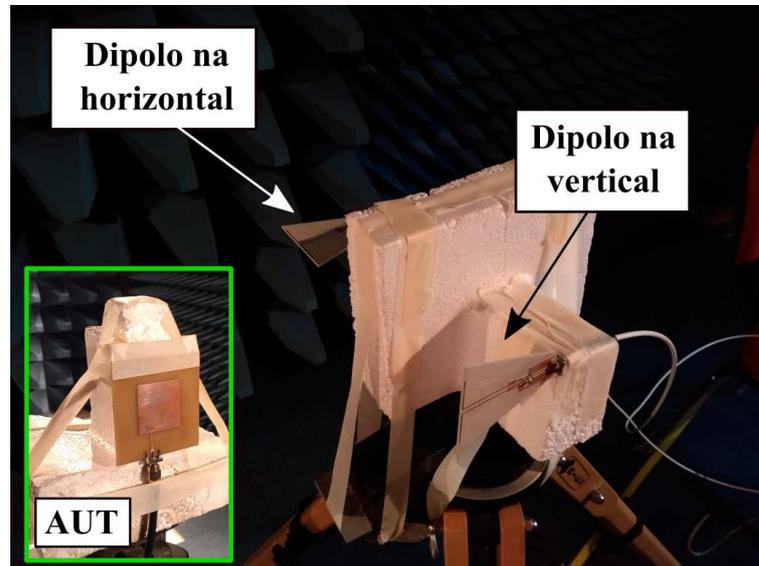
As medições foram realizadas em uma câmara anecoica, de modo que interferências e reflexões fossem evitadas. Um gerador de sinais Rohde & Schwarz SM300 foi ligado à AUT, sendo gerado um sinal de 2,45 GHz e 10 dBm de potência. Foram utilizados os dipolos na recepção, distanciados entre si de $\frac{3\lambda}{2}$, distância suficiente para uma boa isolamento entre eles. A distância entre a AUT e os dipolos foi de 50 cm, que obedece às condições de região de campo distante na frequência de 2,45 GHz. Na recepção foi utilizado um analisador de espectro Rohde & Schwarz FSL6.

Figura 5.3: Configuração da medição pelo MCL.



Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 5.4: Configuração montada para o experimento com o MCL.



Fonte: elaborada pelo autor.

As medições das amplitudes A_x e A_y foram realizadas ligando cada dipolo separadamente ao analisador de espectro. Para a medição da diferença de fase, foi utilizado o defasador digital DST-13-480/1S. Foi realizada uma varredura de 0° a 296° , pois é a faixa de defasagens que o defasador consegue fornecer tendo a frequência de 2,45 GHz como frequência central. Como mostrado na Figura 5.3, o sinal da antena vertical é defasado,

enquanto que o da antena horizontal é tomado como referência. Esses sinais são então conectados a uma junção T, que tem a função de somá-los. Como as componentes são senoidais, quando estão defasadas de 180° entre si, a soma é mínima e, dessa forma, ao encontrar o mínimo, a diferença de fase pode ser deduzida.

5.3 Experimentos utilizando VNA

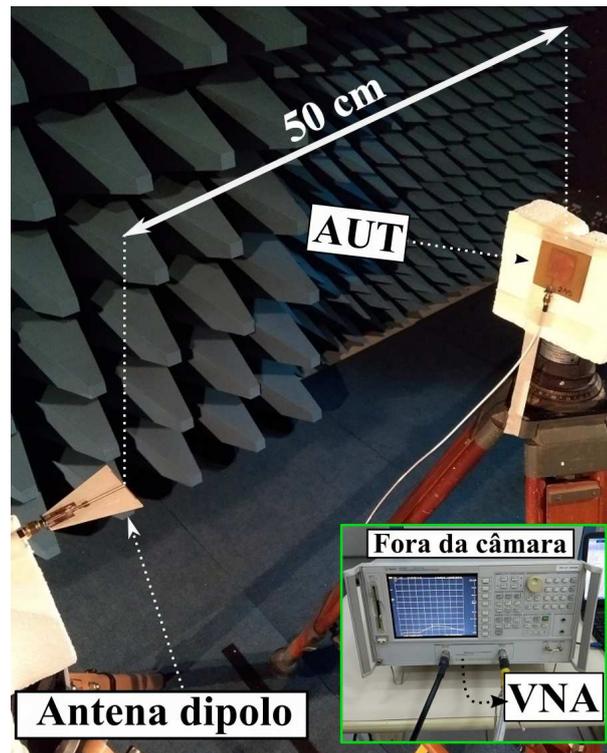
Além de experimentos com o MCL, foi utilizada uma técnica que faz uso do VNA como equipamento para medição de amplitudes e fases, por meio da análise do coeficiente de transmissão (S_{21}) entre a AUT e uma antena receptora de polarização linear (RODENBECK; CHANG, 2006; HSU; CHANG, 2007). Neste método, a antena receptora é orientada em três direções diferentes, sendo duas delas ortogonais. Por meio da comparação entre as magnitudes e fases obtidas, essa técnica permite identificar os parâmetros de polarização. Esse método apresenta algumas vantagens (FORTE; FONTGALLAND; BARBIN, 2018):

- Como apenas uma antena receptora é necessária, não é preciso realizar compensações de ganhos;
- A análise pode ser feita para toda a largura de faixa da antena, e não apenas para uma frequência única como no caso do MCL;
- O sentido de rotação é identificado diretamente, sem a necessidade do uso de antenas de polarização circular;

A desvantagem desse método é a necessidade de acesso à AUT. Portanto, trata-se de uma técnica mais adequada para caracterização de antenas em laboratórios. Uma outra desvantagem é que uma das antenas precisa ser rotacionada entre pelo menos três orientações diferentes.

A montagem do experimento é ilustrada na Figura 5.5, no qual as antenas estão separadas a uma distância que satisfaz o critério da região de campo distante. O equipamento utilizado foi um VNA Agilent 8753ET.

Figura 5.5: Exemplo de configuração para o experimento com o VNA.



Fonte: elaborada pelo autor.

As três orientações da antena receptora foram: vertical, diagonal (qualquer valor de ângulo intermediário) e horizontal. A medição na diagonal pode ser realizada em qualquer angulação intermediária entre a vertical e a horizontal, visto que essa é apenas uma medição auxiliar para indicar o sentido de rotação da polarização. As componentes ortogonais, ou seja, vertical e horizontal, são as mais relevantes para a identificação dos outros parâmetros de polarização (AR , τ e $\Delta\phi$).

5.4 Experimentos com o circuito divisor de Wilkinson

A montagem desse experimento se assemelha à configuração para o MCL, sendo posicionada uma AUT como transmissora (Tx) e duas antenas dipolo ortogonais como receptoras (Rx). Um gerador de sinais e um analisador de espectro são utilizados. A distância entre as antenas Tx e Rx foi de 1 metro, e as medições foram realizadas em uma câmara anecoica. No entanto, esse método não utiliza defasador e nem necessita de junção T. As entradas são ligadas ao circuito divisor de Wilkinson e as amplitudes são analisadas individualmente nas quatro saídas, como mostra o diagrama da Figura 4.2.

As amplitudes medidas nas portas P3 e P4 ($A_{x,P3}$ e $A_{y,P4}$, respectivamente) são pro-

porcionais às amplitudes de entrada, denominadas A_x (na entrada P1) e A_y (na entrada P2). Se soubermos os valores de $A_{x,P3}$ e $A_{y,P4}$, os valores de A_x e A_y podem ser calculados se considerarmos a perda entre as respectivas portas. Da mesma forma, as amplitudes em P5, $A_{x,P5}$ e $A_{y,P5}$, e em P6, $A_{x,P6}$ e $A_{y,P6}$ podem ser encontradas. Na Tabela 5.2 estão descritas as perdas em dB e em razão de tensão.

Tabela 5.2: Perdas entre as portas em dB e em razão de tensão.

Parâmetro S	Magnitude	Razão de tensão
$ S_{3,1} $	-6,78 dB	0,458
$ S_{4,2} $	-6,80 dB	0,457
$ S_{5,1} $	-7,34 dB	0,430
$ S_{5,2} $	-7,46 dB	0,424
$ S_{6,1} $	-10,18 dB	0,310
$ S_{6,2} $	-9,81 dB	0,323

Fonte: dados do autor.

Sendo assim, podemos descrever as amplitudes de A_x e A_y como expressas nas Equações (5.1) e (5.2).

$$A_x = \frac{A_{x,P3}}{\text{perda}_{3,1}}, \quad (5.1)$$

$$A_y = \frac{A_{y,P4}}{\text{perda}_{4,2}}. \quad (5.2)$$

Da mesma maneira, as amplitudes nas portas P5 e P6 são calculadas pelas Equações (5.3) a (5.6).

$$A_{x,P5} = \frac{A_{x,P3} \cdot \text{perda}_{5,1}}{\text{perda}_{3,1}}, \quad (5.3)$$

$$A_{y,P5} = \frac{A_{y,P4} \cdot \text{perda}_{5,2}}{\text{perda}_{4,2}}, \quad (5.4)$$

$$A_{x,P6} = \frac{A_{x,P3} \cdot \text{perda}_{6,1}}{\text{perda}_{3,1}}, \quad (5.5)$$

$$A_{y,P6} = \frac{A_{y,P4} \cdot \text{perda}_{6,2}}{\text{perda}_{4,2}}. \quad (5.6)$$

Com estes valores, a diferença de fase pode ser encontrada levando em consideração as amplitudes das componentes na porta P5 e a amplitude da soma, A_s , que é medida diretamente. A diferença de fase é calculada por:

$$\Delta\phi = \cos^{-1} \left(\frac{A_s^2 - A_{x,P5}^2 - A_{y,P5}^2}{2A_{x,P5}A_{y,P5}} \right). \quad (5.7)$$

A porta P6 também nos fornece uma segunda diferença de fase ($\Delta\phi_a$), sendo esta -90° defasada de $\Delta\phi$. Esta diferença de fase auxiliar é calculada pela Equação (5.8).

$$\Delta\phi_a = \cos^{-1} \left(\frac{A_a^2 - A_{x,P6}^2 - A_{y,P6}^2}{2A_{x,P6}A_{y,P6}} \right). \quad (5.8)$$

Por último, a razão axial e o ângulo de inclinação podem ser encontrados pelas Equações (2.10) e (2.13), levando em consideração os parâmetros A_x , A_y e $\Delta\phi$ encontrados.

5.5 Resultados para a antena *patch* RHCP

5.5.1 Método da componente linear

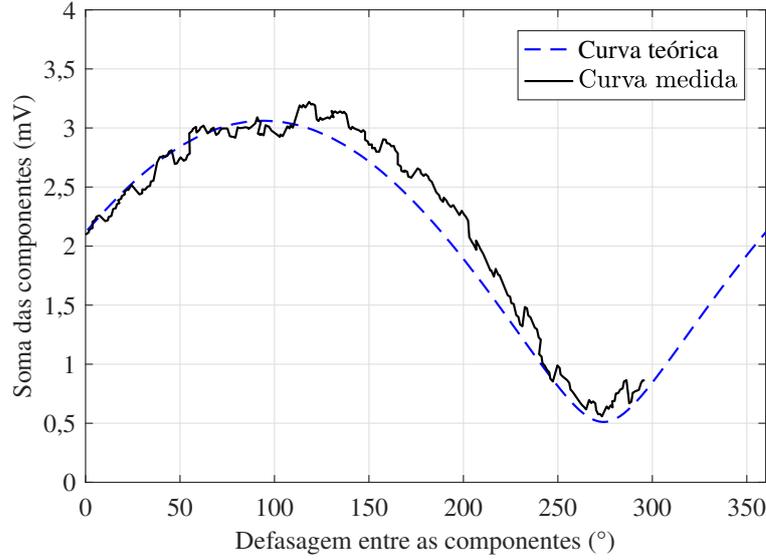
As amplitudes medidas para a antena RHCP são apresentados na Tabela 5.3. A antena polarizada verticalmente recebeu um sinal maior em potência.

Tabela 5.3: Resultados das medições de amplitude (RHCP).

Eixo	Tensão ($dB\mu V$)	Potência (dBm)	Tensão (mV)
A_x	68,71	-38,27	2,73
A_y	70,46	-36,56	3,33

Fonte: dados do autor.

Para a medição de $\Delta\phi$, foi realizada a varredura de todas as defasagens possíveis oferecidas pelo defasador. O gráfico da amplitude da soma das componentes, em função da defasagem inserida pelo defasador, é ilustrado na Figura 5.6.

Figura 5.6: Tensão (mV) x defasagem ($^{\circ}$) para a antena RHCP.

Fonte: elaborada pelo autor.

Ressalta-se que nesta montagem existem mais componentes (defasador, cabo, junção T, adaptador SMA M-M) do que na montagem para medição das amplitudes, na qual o sinal de cada antena é conectado ao analisador de espectro por meio de um cabo apenas. Assim, as perdas nesses componentes adicionais devem ser levadas em consideração para o desenho da curva teórica. Para a componente horizontal, foram acrescentadas as perdas na junção T (entrada 2) e no adaptador SMA M-M.

$$A_{x(perdas)} = 68,71 - perda_{T2} - perda_{adaptador}, \quad (5.9)$$

$$A_{x(perdas)} = 68,71 - 3,6157 - 0,0662 = 65,0281 dB\mu V. \quad (5.10)$$

$$A_{y(perdas)} = 70,46 - perda_{defasador} - perda_{T1} - perda_{pigtail} - perda_{adaptador}, \quad (5.11)$$

$$A_{y(perdas)} = 70,46 - 4,74 - 0,349 - 3,5588 - 0,0662 = 61,746 dB\mu V. \quad (5.12)$$

Na Figura 5.6, percebe-se que o mínimo ocorreu para uma defasagem de $273,3^{\circ}$, o que indica que já existe uma defasagem de $-93,3^{\circ}$ entre as componentes vertical e horizontal. Levando as defasagens dos outros componentes em consideração, temos que a diferença de fase real é de:

$$\phi_y - \phi_x = 180 - 273,3 - (\Delta\phi_{defasador} + \Delta\phi_{pigtail} + \Delta\phi_{SMA1} - \Delta\phi_{SMA2}), \quad (5.13)$$

$$\phi_y - \phi_x = 180 - 273,3 - (-15 - 4,23) = -74,07^\circ. \quad (5.14)$$

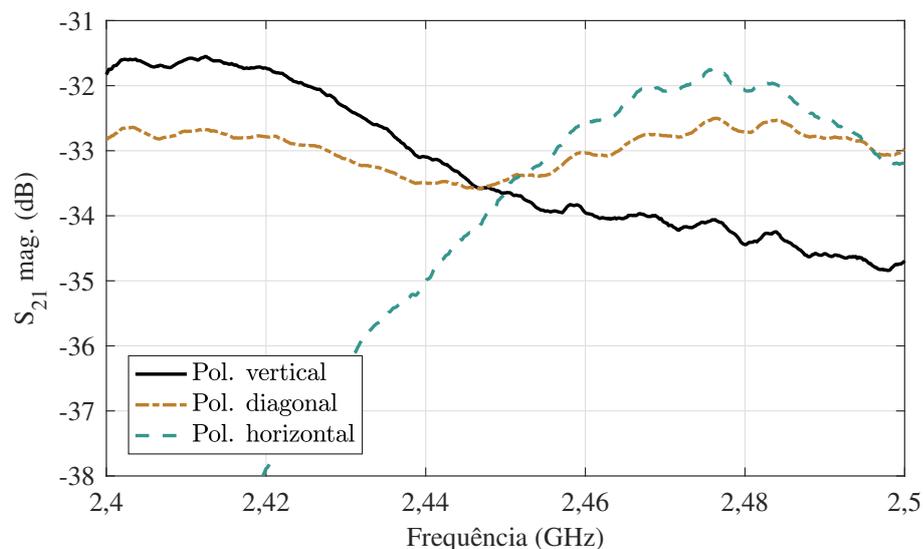
Portanto, há uma diferença de fase de $-74,07^\circ$ entre a componente vertical e a horizontal. Uma diferença de fase negativa indica rotação à direita, ou seja, a antena é RHCP.

De posse das informações de amplitude e diferença de fase, a razão axial e o ângulo de inclinação podem ser calculados, respectivamente, pelas Equações (2.10) e (2.13). Os resultados deste experimento indicam que os valores são $AR = 1,504 \text{ dB}$ e $\tau = -26,961^\circ$. Assim, a antena pode ser considerada de polarização circular, pois sua razão axial está abaixo de 3 dB, que é considerado aceitável (VARSHNEY; PANDEY; YADUVANSHI, 2018; LI et al., 2017).

5.5.2 Método utilizando VNA

Os resultados de magnitude do $|S_{2,1}|$ estão apresentados na Figura 5.7, na qual nota-se que em 2,45 GHz as magnitudes são próximas, como desejado para uma polarização circular. É interessante destacar que cada componente irradia em uma frequência ligeiramente diferente, tendo a componente vertical o máximo para uma frequência mais baixa, enquanto a componente horizontal possui o máximo em uma frequência mais alta, de forma que em 2,45 GHz ambas tenham mesma amplitude, mas uma diferença de fase próxima de 90° .

Figura 5.7: Resultados do $|S_{2,1}|$ para a antena *patch* RHCP.

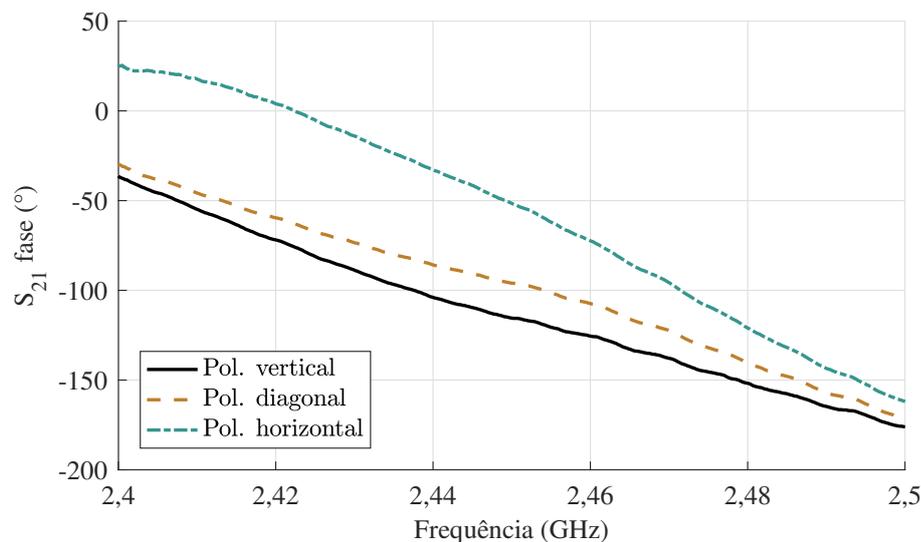


Fonte: elaborada pelo autor.

Os resultados de fase para a antena *patch* RHCP estão apresentados na Figura 5.8.

Percebe-se que há uma diferença de fase significativa em uma ampla faixa de frequências. A curva da componente diagonal é importante para indicar que a fase aumenta quando a polarização é mudada da vertical para a horizontal. Caso essa medição não fosse apresentada, não haveria como afirmar se a fase aumentou ou diminuiu.

Figura 5.8: Resultados da medição de fase para a antena *patch* RHCP.



Fonte: elaborada pelo autor.

A diferença de fase, $\Delta\phi$, pode ser calculada diretamente pela subtração das fases. No caso, $\Delta\phi = -63,93^\circ$. O sinal negativo indica que a polarização possui rotação à direita.

Para a antena *patch* RHCP, na frequência de 2,45 GHz, os resultados deste experimento indicam que os parâmetros da antena são $AR = 2,0481 \text{ dB}$ e $\tau = -44,6922^\circ$, o que significa que a polarização dessa antena é elíptica, mas está dentro do limite aceitável de 3 dB para a razão axial.

5.5.3 Método com o circuito WPD

Este experimento seguiu o procedimento explicado na Seção 5.4. Na Tabela 5.4 estão exibidas as amplitudes medidas para a antena *patch* RHCP.

Tabela 5.4: Medições de amplitude para antena *patch* RHCP utilizando o circuito WPD.

Amplitude	Tensão
$A_{x,P3}$	0,676 mV
$A_{y,P4}$	0,711 mV
A_s	1,138 mV
A_a	0,315 mV

Fonte: dados do autor.

Desses valores, podem ser encontradas as amplitudes das componentes nas portas P5 e P6, e em seguida calculadas as diferenças de fase, como mostrado na Seção 5.4. Os resultados estão dispostos na Tabela 5.5.

Tabela 5.5: Resultados calculados para a antena *patch* RHCP.

Parâmetro	Valor
$A_{x,P5}$	0,634 mV
$A_{y,P5}$	0,659 mV
$A_{x,P6}$	0,457 mV
$A_{y,P6}$	0,503 mV
$\Delta\phi$	$\pm 56,80^\circ$
$\Delta\phi_a$	$\pm 142,07^\circ$

Fonte: dados do autor.

Como $\Delta\phi = \pm 56,80^\circ$ e $\Delta\phi_a = \pm 142,07^\circ$, e sabendo que $\Delta\phi_a = \Delta\phi - 90^\circ$, a única possibilidade de sinais que nos fornece valores próximos é quando $\Delta\phi = -56,80^\circ$ e $\Delta\phi_a = -142,07^\circ$, portanto sabe-se que a antena possui polarização com sentido à direita.

Além disso, podem ser calculadas a razão axial e o ângulo de inclinação, que resultam em: $AR = 2,682 \text{ dB}$ e $\tau = -42,26^\circ$.

5.6 Resultados para a antena *patch* LHCP

5.6.1 Método da componente linear

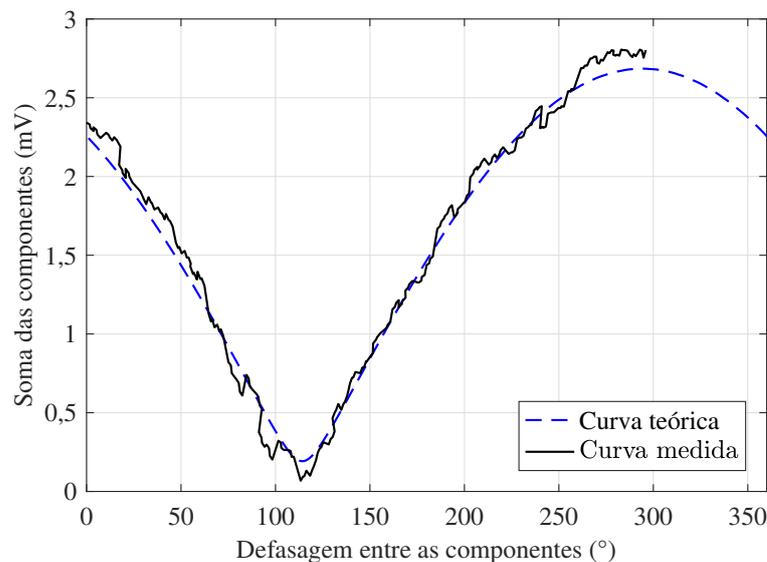
As amplitudes medidas para a antena LHCP se encontram Tabela 5.6. Nota-se que a antena polarizada verticalmente recebeu um nível de sinal maior.

Tabela 5.6: Resultados das medições de amplitude (LHCP).

Eixo	Tensão ($dB\mu V$)	Potência (dBm)	Tensão (mV)
A_x	66,84	-40,15	2,2
A_y	70,26	-36,76	3,26

Fonte: dados do autor.

Para a medição de $\Delta\phi$, o procedimento foi o mesmo utilizado para a antena RHCP. O gráfico da amplitude da soma dos sinais, em função da defasagem inserida pelo defasador, está exibido na Figura 5.9.

Figura 5.9: Tensão (mV) x defasagem ($^{\circ}$) para a antena LHCP.

Fonte: elaborada pelo autor.

Para o desenho da curva teórica, foram utilizadas as amplitudes levando em consideração as perdas nos componentes, da mesma forma como no caso da antena RHCP.

$$A_{x(perdas)} = 66,84 - perda_{T2} - perda_{adaptador}, \quad (5.15)$$

$$A_{x(perdas)} = 66,84 - 3,6157 - 0,0662 = 63,1581 dB\mu V. \quad (5.16)$$

Para a amplitude da antena vertical, foram acrescentadas as perdas no defasador, no cabo *pigtail*, na junção T (entrada 1) e no adaptador SMA M-M.

$$A_{y(perdas)} = 70,26 - perda_{defasador} - perda_{T1} - perda_{pigtail} - perda_{adaptador}, \quad (5.17)$$

$$A_{y(perdas)} = 70,26 - 4,74 - 0,349 - 3,5588 - 0,0662 = 61,546 dB\mu V. \quad (5.18)$$

Nota-se na Figura 5.9 que o mínimo ocorreu para uma defasagem de 113° , o que indica que já existe uma defasagem de 67° entre as componentes vertical e horizontal, dado que o mínimo deveria ocorrer em 180° . No entanto, essa fase ainda não é a da antena, pois os dois sinais percorrem diferentes cabos e componentes, então as diferenças devem ser compensadas.

A defasagem fornecida pelo defasador e o cabo *pigtail* é de -15° no sinal da componente vertical. Já os cabos SMA brancos fornecem defasagens que diferem entre si de -4.23° . Levando essas defasagens em consideração, temos que a diferença de fase real entre a

componente vertical e a componente horizontal da antena LHCP é:

$$\phi_y - \phi_x = 180 - 113 - (\Delta\phi_{defasador} + \Delta\phi_{pigtail} + \Delta\phi_{SMA1} - \Delta\phi_{SMA2}), \quad (5.19)$$

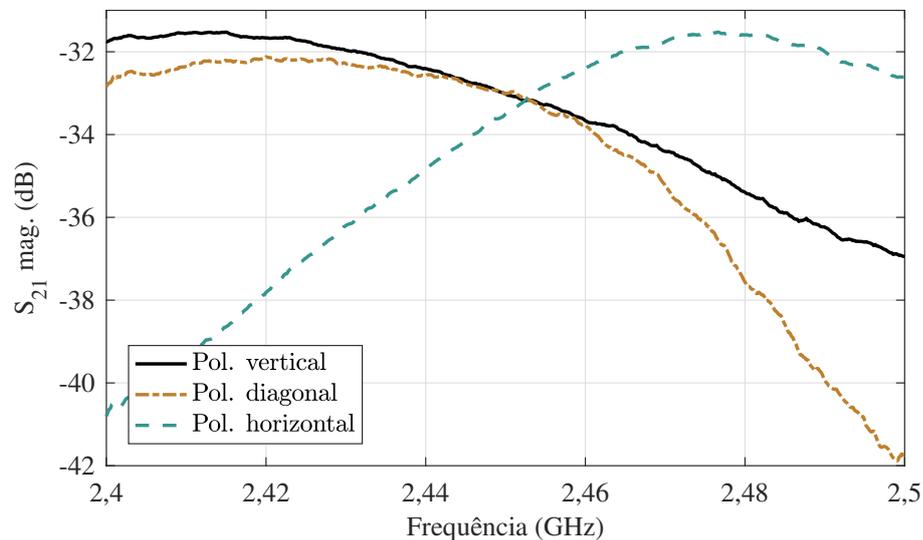
$$\phi_y - \phi_x = 180 - 113 - (-15 - 4,23) = 86,23^\circ \quad (5.20)$$

Portanto, há uma diferença de fase de $86,23^\circ$ entre a componente vertical e a horizontal. Uma diferença de fase positiva indica rotação à esquerda, ou seja, a antena é LHCP. Para essa antena na frequência de 2,45 GHz, os resultados indicam que os parâmetros da antena são $AR = 1,7329 \text{ dB}$ e $\tau = -4,6277^\circ$, o que significa que a polarização dessa antena é elíptica, mas está dentro do limite aceitável de 3 dB para a razão axial.

5.6.2 Método utilizando VNA

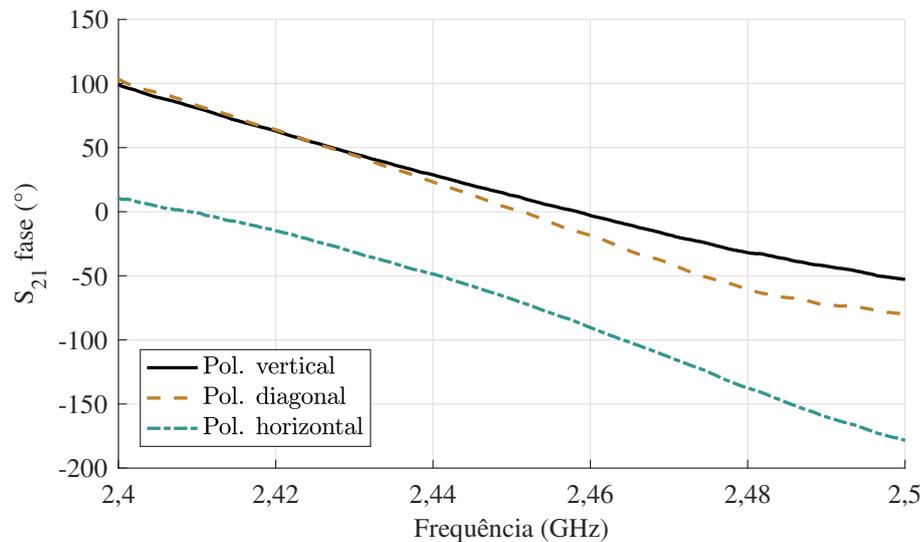
Os resultados de magnitude para a antena *patch* LHCP estão apresentados na Figura 5.10. Para a frequência desejada, os níveis de magnitude são bem próximos, como era esperado.

Figura 5.10: Resultados do $|S_{2,1}|$ para a antena *patch* LHCP.



Fonte: elaborada pelo autor.

Na Figura 5.11 estão ilustrados os resultados da fase do $S_{2,1}$, e podemos perceber a diferença de fase para uma ampla faixa de frequências. Para a frequência de 2,45 GHz, a diferença de fase é de $80,64^\circ$. O valor positivo indica que a polarização possui rotação à esquerda. A medição auxiliar indica que a fase realmente decresceu de valor, se compararmos a medição vertical com a horizontal.

Figura 5.11: Resultados da medição de fase para a antena *patch* LHCP.

Fonte: elaborada pelo autor.

Considerando os valores para a frequência de 2,45 GHz, isto é, razão de -33,03 dB para a componente y , de -33,52 dB para a componente x , e uma diferença de fase de $80,64^\circ$, a razão axial e o τ podem ser calculados. Para a antena LHCP, para a frequência de 2,45 GHz, esses parâmetros são: $AR = 0,7534 \text{ dB}$ e $\tau = -35,4972^\circ$, que indicam que a antena não possui polarização circular perfeita, mas que está em um nível aceitável de razão axial (menor que 3 dB).

5.6.3 Método com o circuito WPD

Este experimento seguiu o mesmo procedimento utilizado para a antena *patch* RHCP. Na Tabela 5.7 estão exibidas as amplitudes medidas para a antena *patch* LHCP.

Tabela 5.7: Medições de amplitude para antena *patch* LHCP utilizando o circuito divisor.

Amplitude	Tensão
$A_{x,P3}$	0,576 mV
$A_{y,P4}$	0,865 mV
A_s	0,742 mV
A_a	0,986 mV

Fonte: dados do autor.

A partir dos valores apresentados na Tabela 5.7, podem ser determinadas as amplitudes das componentes nas portas P5 e P6, e em seguida calculadas as diferenças de fase. Os resultados estão dispostos na Tabela 5.8.

Tabela 5.8: Resultados calculados para a antena *patch* LHCP.

Parâmetro	Valor
$A_{x,P5}$	0,540 mV
$A_{y,P5}$	0,802 mV
$A_{x,P6}$	0,389 mV
$A_{y,P6}$	0,612 mV
$\Delta\phi$	$\pm 116,30^\circ$
$\Delta\phi_a$	$\pm 20,46^\circ$

Fonte: dados do autor.

Como $\Delta\phi = \pm 116,30^\circ$ e $\Delta\phi_a = \pm 20,46^\circ$, e sabendo que $\Delta\phi_a = \Delta\phi - 90^\circ$, a única possibilidade de sinais que nos fornece valores próximos é quando $\Delta\phi = 116,30^\circ$ e $\Delta\phi_a = 20,46^\circ$, portanto sabe-se que a antena possui polarização com sentido à esquerda.

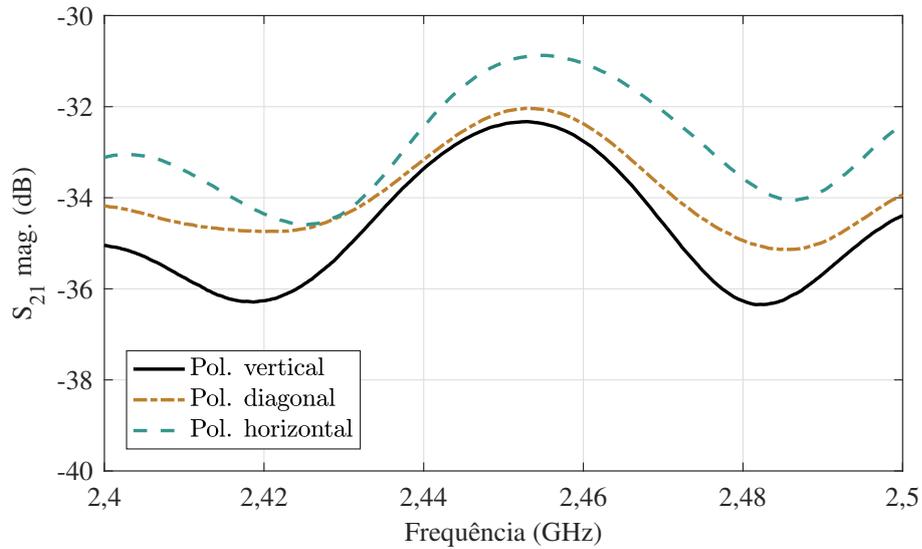
A razão axial e o ângulo de inclinação também são calculadas, que resultam em: $AR = 2,77 \text{ dB}$ e $\tau = 23,22^\circ$.

5.7 Resultados para a antena helicoidal RHCP

5.7.1 Método utilizando VNA

Os resultados de magnitude para a antena helicoidal RHCP são ilustrados na Figura 5.12. Essa antena possui uma largura de banda alta, no entanto a faixa de frequências foi limitada de 2,4 GHz a 2,5 GHz por ser a faixa de operação da antena receptora. Nota-se que as magnitudes possuem valores próximos, visto que a antena possui polarização circular.

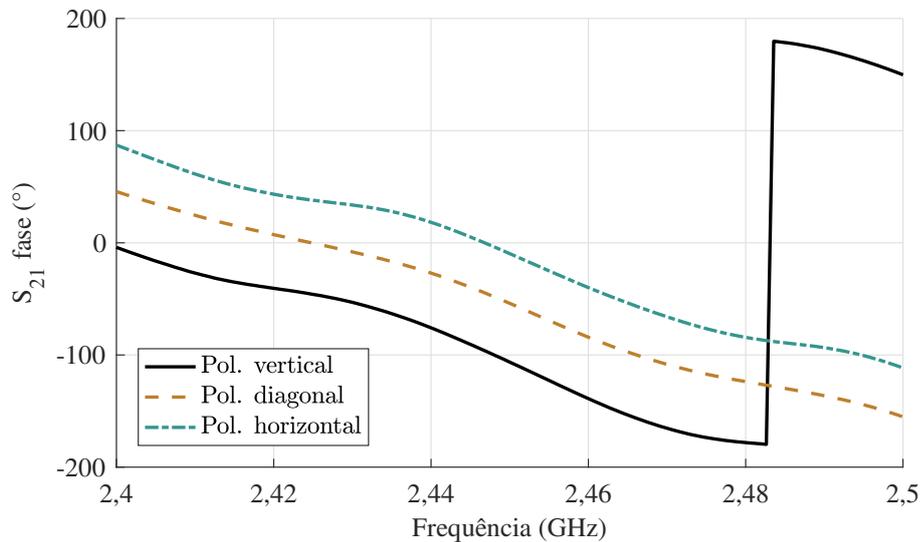
Figura 5.12: Resultados do $|S_{2,1}|$ para a antena helicoidal RHCP.



Fonte: elaborada pelo autor.

Os resultados da fase do coeficiente $S_{2,1}$ são apresentados na Figura 5.13. Há uma diferença de fase entre as componentes vertical e horizontal, indicando a polarização circular. Também é importante notar que a diferença de fase é negativa, o que significa que a rotação é para a direita.

Figura 5.13: Resultados da medição de fase para a antena helicoidal RHCP.



Fonte: elaborada pelo autor.

Se tomarmos os valores para a frequência de 2,45 GHz, isto é, magnitudes de -32,38 dB para a componente y , de -31,02 dB para a componente x , e uma diferença de fase de $-96,72^\circ$, a razão axial e o τ podem ser calculados. Neste caso, os resultados são: $AR = 0,85 \text{ dB}$ e $\tau = -18,38^\circ$.

5.7.2 Método com o circuito WPD

Este experimento seguiu o mesmo procedimento utilizado para a antenas *patch*. Na Tabela 5.9 estão exibidas as amplitudes medidas para a antena helicoidal RHCP.

Tabela 5.9: Medições de amplitude para antena helicoidal RHCP utilizando o circuito divisor.

Amplitude	Tensão
$A_{x,P3}$	1,800 mV
$A_{y,P4}$	1,751 mV
A_s	2,031 mV
A_a	0,208 mV

Fonte: dados do autor.

Desses valores, podem ser encontradas as amplitudes das componentes nas portas P5 e P6, e em seguida calculadas as diferenças de fase. Os resultados estão dispostos na Tabela 5.10.

Tabela 5.10: Resultados calculados para a antena helicoidal RHCP.

Parâmetro	Valor
$A_{x,P5}$	1,689 mV
$A_{y,P5}$	1,624 mV
$A_{x,P6}$	1,217 mV
$A_{y,P6}$	1,239 mV
$\Delta\phi$	$\pm 104,41^\circ$
$\Delta\phi_a$	$\pm 170,36^\circ$

Fonte: dados do autor.

Como $\Delta\phi = \pm 104,41^\circ$ e $\Delta\phi_a = \pm 170,36^\circ$, e sabendo que $\Delta\phi_a = \Delta\phi - 90^\circ$, a única possibilidade de sinais que nos fornece valores próximos é quando $\Delta\phi = -104,41^\circ$ e $\Delta\phi_a = -170,36^\circ$, portanto sabe-se que a antena possui polarização com sentido à direita.

O cálculo da razão axial e do ângulo de inclinação resultam em: $AR = 1,109 \text{ dB}$ e $\tau = -42,13^\circ$.

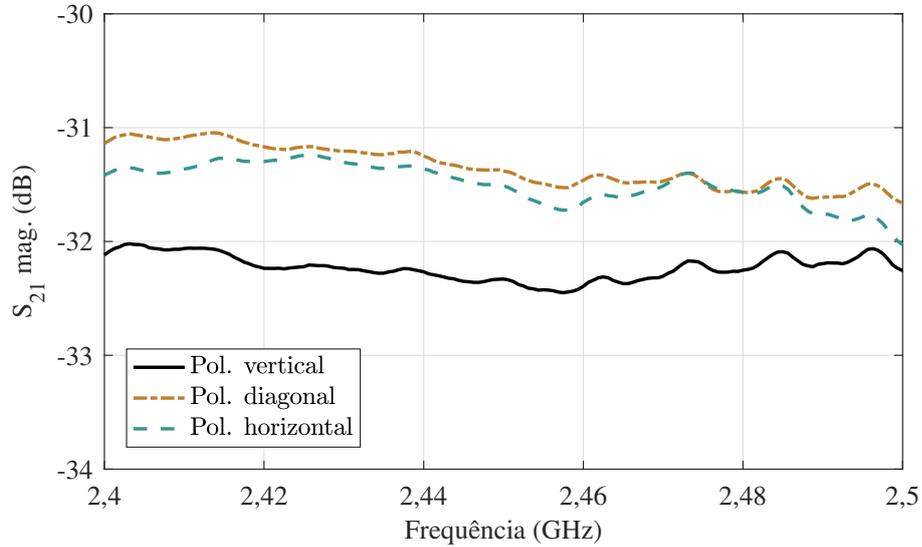
5.8 Resultados para a antena helicoidal LHCP

5.8.1 Método utilizando VNA

Os resultados de magnitude para a antena helicoidal LHCP são apresentados na Figura 5.14. Da mesma forma como nas outras antenas, as magnitudes possuem valores

próximos.

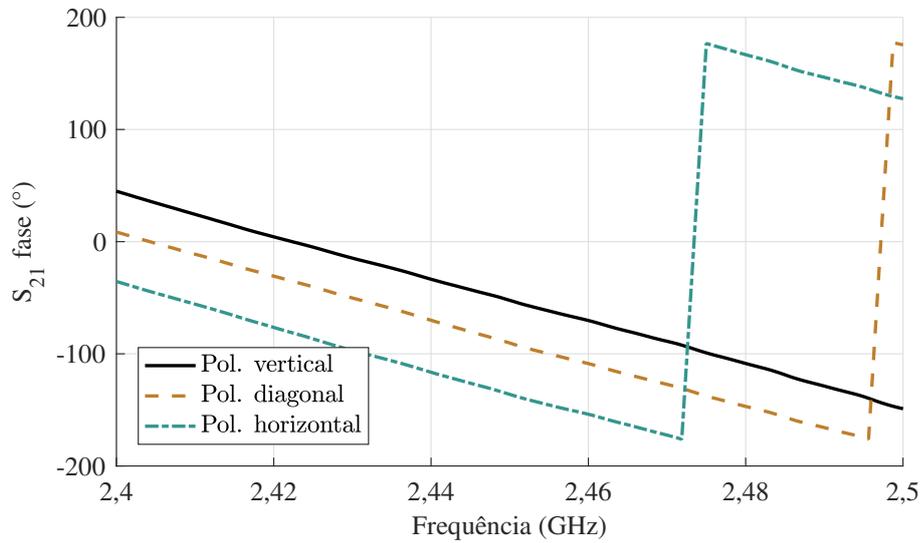
Figura 5.14: Resultados do $|S_{2,1}|$ para a antena helicoidal LHCP.



Fonte: elaborada pelo autor.

Os resultados da fase do coeficiente $S_{2,1}$ são ilustrados na Figura 5.15. Há uma diferença de fase positiva entre as componentes vertical e horizontal, o que significa que a polarização é circular à esquerda.

Figura 5.15: Resultados da medição de fase para a antena helicoidal RHCP.



Fonte: elaborada pelo autor.

Tomando os valores para a frequência de 2,45 GHz, isto é, magnitudes de -32,32 dB para a componente y , de -31,51 dB para a componente x , e uma diferença de fase de $83,73^\circ$, a razão axial e o τ podem ser calculados. Neste caso, os resultados são: $AR = 0,63 \text{ dB}$ e $\tau = 24,69^\circ$.

5.8.2 Método com o circuito WPD

Este experimento seguiu o mesmo procedimento utilizado para as antenas *patch*. Na Tabela 5.11 estão exibidas as amplitudes medidas para a antena helicoidal LHCP.

Tabela 5.11: Medições de amplitude para antena helicoidal LHCP utilizando o circuito WPD.

Amplitude	Tensão
$A_{x,P3}$	1,755 mV
$A_{y,P4}$	2,010 mV
A_s	2,381 mV
A_a	2,475 mV

Fonte: dados do autor.

Desses valores, podem ser encontradas as amplitudes das componentes nas portas P5 e P6, e em seguida calculadas as diferenças de fase. Os resultados estão dispostos na Tabela 5.12.

Tabela 5.12: Resultados calculados para a antena helicoidal LHCP.

Parâmetro	Valor
$A_{x,P5}$	1,646 mV
$A_{y,P5}$	1,863 mV
$A_{x,P6}$	1,186 mV
$A_{y,P6}$	1,422 mV
$\Delta\phi$	$\pm 94,79^\circ$
$\Delta\phi_a$	$\pm 36,94^\circ$

Fonte: dados do autor.

Como $\Delta\phi = \pm 94,79^\circ$ e $\Delta\phi_a = \pm 36,94^\circ$, e sabendo que $\Delta\phi_a = \Delta\phi - 90^\circ$, a possibilidade de sinais que nos fornece valores mais próximos é quando $\Delta\phi = 94,79^\circ$ e $\Delta\phi_a = 36,94^\circ$, portanto sabe-se que a antena possui polarização com sentido à esquerda. O correto, no entanto, seria que $\Delta\phi_a$ tivesse um valor mais próximo de 0° . Talvez essa discrepância seja justificada pelos erros quando os dois sinais estão aproximadamente em fase, como mostrado nos testes feitos com o circuito divisor e ilustrado na Figura 4.8.

O cálculo da razão axial e do ângulo de inclinação resultam em: $AR = 0,7 \text{ dB}$ e $\tau = 15,57^\circ$.

5.9 Comparação dos resultados

Nesta seção são feitas comparações para os resultados obtidos com os diferentes métodos, analisados separadamente para cada antena.

5.9.1 Comparação para antena *patch* RHCP

Para essa antena foram realizados experimentos com três métodos: MCL, método com VNA, e método com o circuito de Wilkinson. Os resultados da razão axial e do ângulo de inclinação estão dispostos na Tabela 5.13.

Tabela 5.13: Comparação dos resultados para a antena *patch* RHCP.

Método de medição	Razão Axial (AR)	Ângulo de inclinação (τ)
MCL	1,504 dB	-26,96 °
VNA	2,048 dB	-44,69 °
Circuito WPD	2,682 dB	-42,26°

Fonte: dados do autor.

Vemos, pela Tabela 5.13, que os resultados possuem uma certa concordância, especialmente os do método com VNA e o método com o circuito. Todos os resultados para essa antena apontam para uma polarização circular à direita, estando a razão axial abaixo do limite de 3 dB.

5.9.2 Comparação para antena *patch* LHCP

Para essa antena também foram realizados experimentos com três métodos: MCL, método com VNA, e método com o circuito de Wilkinson. Os resultados da razão axial e do ângulo de inclinação estão dispostos na Tabela 5.14.

Tabela 5.14: Comparação dos resultados para a antena *patch* LHCP.

Método de medição	Razão Axial (AR)	Ângulo de inclinação (τ)
MCL	1,733 dB	-4,63°
VNA	0,753 dB	-35,50°
Circuito WPD	2,77 dB	23,22°

Fonte: dados do autor.

Vemos, pela Tabela 5.14, que os resultados apresentaram divergência em ambos os parâmetros, mas especialmente no ângulo de inclinação. As razões axiais, embora diferentes, indicam uma polarização circular dentro do limite aceitável. Esses erros chamam

a atenção para a sensibilidade dessas medições, nas quais qualquer posicionamento errado das antenas pode alterar os resultados de amplitude e de fase.

5.9.3 Comparação para antena helicoidal RHCP

Para essa antena foram realizados experimentos com dois métodos: método com VNA e método com o circuito de Wilkinson. Os resultados da razão axial e do ângulo de inclinação estão dispostos na Tabela 5.15.

Tabela 5.15: Comparação dos resultados para a antena helicoidal RHCP.

Método de medição	Razão Axial (AR)	Ângulo de inclinação (τ)
VNA	0,85 dB	-18,38°
Circuito WPD	1,11 dB	-42,13°

Fonte: dados do autor.

Vemos, pela Tabela 5.15, que os resultados indicam uma polarização próxima da circular. Há uma diferença nos resultados do ângulo de inclinação, no entanto essa diferença é aceitável se considerarmos que quanto mais próximo da polarização circular, menos crítico se torna o ângulo de inclinação e mais difícil ele é de ser detectado, em contraste com antenas de polarização linear, nas quais a perda de polarização pode ser significativa.

5.9.4 Comparação para antena helicoidal LHCP

Para essa antena também foram realizados experimentos com dois métodos: método com VNA e método com o circuito de Wilkinson. Os resultados da razão axial e do ângulo de inclinação estão dispostos na Tabela 5.16.

Tabela 5.16: Comparação dos resultados para a antena helicoidal LHCP.

Método de medição	Razão Axial (AR)	Ângulo de inclinação (τ)
VNA	0,63 dB	24,69°
Circuito WPD	0,70 dB	15,57°

Fonte: dados do autor.

Vemos que essa antena apresenta os menores níveis de razão axial, significando que possui polarização bem próxima da circular. Ambos os métodos apresentaram respostas semelhantes.

Capítulo 6

Conclusão

Este trabalho apresentou uma técnica para medição de polarização utilizando um circuito com divisores de Wilkinson em cascata, o que permite uma otimização em comparação com outros métodos de medição. Apenas com medições de amplitude, e utilizando duas antenas polarizadas ortogonalmente, o circuito proposto fornece informações necessárias para identificação da polarização de uma onda eletromagnética incidente.

Foram realizados experimentos com quatro antenas de polarização circular, de modo a validar a técnica proposta. Diferentes métodos, tais como o MCL, o método utilizando VNA e o método com circuito WPD, foram descritos e utilizados, e seus resultados foram comparados.

O método proposto mostrou-se simples e viável, apresentando resultados em concordância com os outros métodos utilizados. Das quatro antenas medidas, apenas uma apresentou resultados divergentes em relação ao ângulo de inclinação da elipse de polarização, enquanto as outras três medições mostraram-se em concordância.

De todo modo, muitos melhoramentos ainda precisam ser feitos para uma medição mais exata da polarização, os quais podem ser temas para trabalhos futuros. Dentre algumas sugestões para trabalhos futuros, estão inclusas:

- O desenvolvimento de uma única antena que possa receber ambas as polarizações ortogonais, de forma a evitar erros causados por mau posicionamento das antenas;
- A realização de medições para diferentes ângulos da antena sob teste, de forma a verificar o comportamento da polarização de forma semelhante à análise de um diagrama de irradiação;
- A miniaturização do circuito divisor de Wilkinson, bem como sua otimização para uma maior largura de banda;

- O projeto de um circuito divisor de Wilkinson ativo, que tenha uma única saída que possa ser chaveada para escolher o sinal desejado;
- A utilização de antenas lineares com maior largura de banda na recepção, para que as antenas helicoidais possam ser caracterizadas para uma faixa de frequências maior;

Referências Bibliográficas

- AUMANN, H. M.; TUTTLE, K. A. A rotating source polarization measurement technique using two circularly polarized antennas. In: AMTA 2016 Proceedings. [S.l.]: IEEE, 2016.
- BALANIS, C. A. Antenna Theory: Analysis and Design. New York, NY, USA: Wiley-Interscience, 2005.
- DJORDJEVIC, A. R. et al. Optimization of helical antennas. IEEE Antennas and Propagation Magazine, v. 48, n. 6, p. 107–115, Dez. 2006. ISSN 1045-9243.
- FONTGALLAND, G. Uma Aplicação Médica de Microondas: Diatermia e Hipertermia. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Campina Grande, 1993.
- FORTE, G. G. S.; FONTGALLAND, G.; BARBIN, S. E. Antenna polarization characterization with vector network analyzer measurements. In: 2018 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA). [S.l.: s.n.], 2018. p. 597–600.
- GAO, S.; SAMBELL, A.; ZHONG, S. Polarization-agile antennas. IEEE Antennas and Propagation Magazine, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 48, n. 3, p. 28–37, Jun 2006.
- HSU, S.; CHANG, K. A novel reconfigurable microstrip antenna with switchable circular polarization. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, v. 6, p. 160–162, 2007. ISSN 1536-1225.
- IEEE. IEEE Standard Test Procedures for Antennas (IEEE Std 149-1979). [S.l.]: John Wiley & Sons Inc, 1979.
- KONG, J. A. Electromagnetic Wave Theory. [S.l.]: John Wiley & Sons Inc, 1986.
- KRAUS, J. D. The helical antenna. Proceedings of the IRE, v. 37, n. 3, p. 263–272, Mar. 1949. ISSN 0096-8390.
- KRAUS, J. D. Antennas. [S.l.]: McGraw-Hill, 1997.
- LEE, S. K. et al. A Design Procedure for a Circular Polarized, Nearly Square Patch Antenna. Microwave Journal, 2005.
- LI, W. et al. Polarization-reconfigurable circularly polarized planar antenna using switchable polarizer. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, v. 65, n. 9, p. 4470–4477, Set. 2017. ISSN 0018-926X.
- MOTT, H. Polarization in Antennas and Radar. [S.l.]: Wiley-Interscience, 1986.
- NASCIMENTO, J. de A. Determinação da polarização da onda eletromagnética de fontes desconhecidas pelo método da componente linear. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Campina Grande, 2011.

POZAR, D. Microwave engineering. Hoboken, NJ: Wiley, 2012.

RODENBECK, C. T.; CHANG, K. Automated pattern measurement for circularly-polarized antennas using the phase-amplitude method. *Microwave Journal*, Jun 2006.

VARSHNEY, G.; PANDEY, V. S.; YADUVANSHI, R. S. Axial ratio bandwidth enhancement of a circularly polarized rectangular dielectric resonator antenna. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, Cambridge University Press, v. 10, n. 8, p. 984–990, 2018.

WANG, D. et al. Improved measurement method of circularly-polarized antennas based on linear-component amplitudes. *Open Journal of Antennas and Propagation*, Scientific Research Publishing, Inc., v. 5, n. 1, p. 36–45, 2017.

WILLIAMS, H. P. *Antenna Theory and Design: The electrical design of antennae*. 2nd. ed. London, UK: Sir Isaac Pitman & Sons, 1966. v. 2.

YUGUO, C.; PANPAN, B.; SHUJI, H. A novel polarization measurement method for large transmitting antenna/antenna array. In: *2016 11th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE)*. [S.l.]: IEEE, 2016.

Apêndice A

Demonstração da Equação (2.18)

Sejam E_x e E_y dois sinais cossenoidais, estando E_y defasado de E_x em $\Delta\phi$ graus. Seja definido também um sinal E_s como a soma de E_x e E_y , como:

$$E_x = A_x \cos(\omega t), \quad (\text{A.1})$$

$$E_y = A_y \cos(\omega t + \Delta\phi), \quad (\text{A.2})$$

$$E_s = E_x + E_y = A_x \cos(\omega t) + A_y \cos(\omega t + \Delta\phi) = A_s \cos(\omega t + \phi_s), \quad (\text{A.3})$$

em que A_x , A_y e A_s são as amplitudes de E_x , E_y e E_s , ω é a frequência angular e t uma variável temporal.

No momento em que $\omega t = 90^\circ$, podemos escrever:

$$E_s = A_x \cos(90^\circ) + A_y \cos(90^\circ + \Delta\phi), \quad (\text{A.4})$$

$$A_s \cos(90^\circ + \phi_s) = A_y \cos(90^\circ + \Delta\phi), \quad (\text{A.5})$$

$$A_s \text{sen}(\phi_s) = A_y \text{sen}(\Delta\phi), \quad (\text{A.6})$$

$$\text{sen}(\phi_s) = \frac{A_y \text{sen}(\Delta\phi)}{A_s}. \quad (\text{A.7})$$

No momento em que $\omega t = 0$, podemos escrever:

$$A_s \cos(\phi_s) = A_x + A_y \cos(\Delta\phi), \quad (\text{A.8})$$

$$\cos(\phi_s) = \frac{A_x + A_y \cos(\Delta\phi)}{A_s}. \quad (\text{A.9})$$

Sabendo que $\text{sen}^2(\phi_s) + \cos^2(\phi_s) = 1$, podemos substituir as Equações (A.7) e (A.9) e

encontrar:

$$\frac{A_y^2 \sin^2(\Delta\phi)}{A_s^2} + \frac{A_x^2 + 2A_x A_y \cos(\Delta\phi) + A_y^2 \cos^2(\Delta\phi)}{A_s^2} = 1 \quad (\text{A.10})$$

$$A_y^2 + A_x^2 + 2A_x A_y \cos(\Delta\phi) = A_s^2 \quad (\text{A.11})$$

$$\Delta\phi = \cos^{-1} \left(\frac{A_s^2 - A_x^2 - A_y^2}{2A_x A_y} \right) \quad (\text{A.12})$$

Dessa forma, a Equação (A.12) relaciona as amplitudes A_x , A_y e A_s com a diferença de fase entre E_x e E_y .