



Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Laboratório de Micro-ondas e Eletromagnetismo Aplicados

Determinação da polarização da onda eletromagnética de fontes desconhecidas pelo método da componente linear

Jobson de Araújo Nascimento

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

Área de Conhecimento: Micro-ondas e eletromagnetismo aplicados

Orientador:

Glauco Fontgalland

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Jobson de Araújo Nascimento, Fevereiro de 2011.

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

N244d Nascimento, Jobson de Araújo.

Determinação da polarização da onda eletromagnética de fontes desconhecidas pelo método da componente linear / Jobson de Araújo Nascimento. – Campina Grande, 2011.

114 f. : il. col.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática.

Referências.

Orientador: Prof. Dr. Glauco Fontgalland.

1. Interferência Eletromagnética. 2. Propagação da Onda Eletromagnética. 3. Polarização Eletromagnética. 4. Micro-ondas. I. Título.

CDU – 621.3.013(043)

**RECONSTRUÇÃO DA POLARIZAÇÃO DA ONDA ELETROMAGNÉTICA NA RCD
PELO MÉTODO DA COMPONENTE LINEAR**

JOBSON DE ARAÚJO NASCIMENTO

Dissertação Aprovada em 24.02.2011


GLAUCO FONTGALLAND, Dr., UFCG
Orientador


ADAILDO GOMES D'ASSUNÇÃO, Dr., UFRN
Componente da Banca


MARCOS ANTONIO BARBOSA DE MELO, Dr., UFCG
Componente da Banca


WAMBERTO JOSÉ LIRA DE QUEIROZ, D.Sc., UFCG
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB
FEVEREIRO -2011

Dedicatória

Dedico este trabalho à minha família, em particular minha mãe e meu irmão, que sempre me apoiaram durante a minha caminhada.

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Jesus Cristo, o meu único e suficiente Salvador por ter me dado forças para vencer mais uma etapa de minha vida.

Agradeço a minha mãe a quem amo muito, pois sempre acreditou no meu potencial. Ao meu irmão por ter sido colaborado nesta caminhada.

Agradeço aos amigos mais chegados que são muito importantes para mim; Crelison, Patrício, Hellosmam, Orlando, Siderley, Paulo César, Cláudio, Joseilton Elmano dentre outros, que me motivaram dando forças para seguir em frente.

Agradeço ao Pastor Roberval, líder espiritual da igreja da qual sou membro há cerca de sete anos, por ter me ensinado a ser um bom cristão e ter sido como um pai para mim durante boa parte desses anos. Agradeço a ele também por estar presente em momentos singulares da minha, me ajudando a permanecer firme e me ensinando princípios e valores que vou guardar por toda minha vida. E por fim por sempre acreditar que amanhã posso ser melhor do que sou hoje.

Agradeço também ao Pastor Petronio Carvalho que tem contribuído bastante na reta final deste trabalho e tem me ensinado o verdadeiro propósito da vida cristã e em particular por estar me ajudando a enxergar a minha realização como profissional e como cristão. Ele também tem sido com um pai para mim. Os seus ótimos conselhos me fazem amadurecer a cada dia.

À minha namorada Elaíny a quem amo e tem me compreendido durante esse período. E também por estar ao meu lado sempre acreditando que a cada dia posso me tornar um homem melhor.

Ao Professor e Orientador Glauco Fontgalland por ter me confiado este trabalho e também por ter colaborado bastante para a realização do mesmo me orientado da maneira correta.

Ao professor Rômulo que tem me acompanhado durante boa parte do trabalho me ajudando a amadurecer e contribuindo imensamente para sua realização.

A Galba, técnico do LEMA, que tem tido bastante paciência para comigo e me ensinando técnicas de medição indispensáveis.

A Capes pelo apoio financeiro.

Resumo

Este trabalho tem como objetivo o estudo, por meio de simulações e experimentos, da reconstrução do perfil de polarização da onda eletromagnética na região de campo distante (RCD). Tal reconstrução necessita dos parâmetros de amplitude e fase do campo elétrico. O acesso a essas variáveis neste se dá pelo método da componente linear, que neste trabalho foi adaptado para atender às condições laboratoriais. Pelo conhecimento do perfil de polarização pode-se identificar o comportamento do campo elétrico irradiado. Daí a importância de reconstruir o padrão de polarização da onda eletromagnética. E também através do conhecimento da polarização pode-se descobrir possíveis problemas causados pela interferência eletromagnética. Por meio de adaptações realizadas no método da componente linear descrito na literatura, tais como a substituição da linha fendida. Este dispositivo tinha o objetivo de inserir o atraso no sinal recebido e por meio desta defasagem identificar a fase do sinal irradiado. O mesmo foi substituído por linhas de transmissão planares miniaturizadas projetadas e construídas em substrato FR4, para funcionarem como um sistema defasador discreto. A utilização dessas antenas em miniatura teve como objetivo reduzir o espaço físico e otimizar o processo de obtenção da polarização da onda eletromagnética. Algumas antenas dispostas no laboratório e outras projetadas simuladas e construídas foram utilizadas como o sistema receptor com o intuito de validar a técnica da componente linear modificada e recriar as condições de campo distante. Os resultados de simulação, experimental e a abordagem matemática obtidos estão em conformidade dentro do esperado, mesmo existindo diversas variáveis no procedimento experimental que podem proporcionar erros consideráveis. Apesar das limitações laboratoriais os resultados aqui apresentados são satisfatórios.

Palavras Chave: Polarização eletromagnética, interferência eletromagnética, região de campo distante, antenas miniaturizadas.

Abstract

This work aims to study, through simulations and experiments, the reconstruction of the profile of polarization of electromagnetic wave in the far field (RCD). This reconstruction requires the parameters of amplitude and phase of electric field. Access to these variables is through this method of linear components, which in this study was tailored to suit laboratory conditions. Through knowledge of the polarization profile can identify the behavior of the electric field radiated. Hence the importance of reconstructing the pattern of polarization of electromagnetic wave. And also through knowledge of the polarization can uncover potential problems caused by electromagnetic interference. Through adjustments made in the method of linear components described in the literature, such as replacing the line split. This device was intended to enter the delays in the signal received through this gap and identify the phase of the signal radiates. It was replaced by miniaturized planar transmission lines designed and built in FR4 substrate to act as a discrete phase shifter system. The use of these miniature antennas aimed at reducing the physical space and optimize the process for obtaining the polarization of electromagnetic wave. Some antennas arranged in the simulated laboratory and others designed and built were used as the receiving system in order to validate the technique of linear components and modified to recreate the conditions of the far field. The simulation results, experimental and mathematical approach are obtained in accordance within expectations, although there are several variables in the experimental procedure that can provide considerable errors. Despite the limitations of laboratory results presented here are satisfactory.

Index Terms: Electromagnetic polarization, electromagnetic interference, the far field, miniaturized antennas.

Sumário

1.	Introdução.....	1
1.1	Objetivos	3
1.1	Organização do Trabalho.....	3
2.	Determinação da onda eletromagnética de fontes desconhecidas pelo método da componente linear.....	4
2.1	Polarização Eletromagnética.....	4
2.1.1	Ondas Completamente Polarizadas.....	5
2.1.2	Ondas Parcialmente Polarizadas	9
2.2	Métodos para a Medição de Polarização Eletromagnética.....	13
2.2.1	Método da Componente Linear	13
2.2.2	Método da Polarização Padrão	16
2.2.3	Método da Componente Circular	18
2.2.4	Método da Medição de Potência	19
3.	Método da Componente Linear Adaptado	22
3.1	Alteração no circuito para aquisição de fase	22
3.2	Descrição dos tipos de defasadores.....	23
3.3	Abordagem Matemática.....	30
4.	Resultados	35
4.1	Realizações de testes.....	35
4.2	Teste para validação do método da componente linear modificado	37

4.3	Medição da razão axial	47
4.3	Aquisição da fase	52
4.4	Conclusões Parciais.....	63
5.	Conclusão	65
	Trabalhos Futuros.....	67
	Referências Bibliográficas	68
	ANEXO A – DEMONSTRAÇÃO DAS EQUAÇÕES REFERENTES AOS PADRÕES DE POLARIZAÇÃO ELETROMAGNÉTICA	69
	ANEXO B – DEMONSTRAÇÃO DOS PARÂMETROS DE STOKES.....	75
	ANEXO – C ABORDAGEM MATEMÁTICA PARA OS CASOS EM QUE A DIFERENÇA DE FASE ψ É DESCONHECIDA	87
	ANEXO D – RESPOSTA DAS ANTENAS E LINHAS DE TRANSMISSÃO UTILIZADAS NESTE TRABALHO.....	97

Lista de Símbolos

D	Maior dimensão da antena transmissora/receptora em m
d	Grau de polarização da onda EM
r	Distância da fonte ao observador em m
t	tempo em s
λ	Comprimento de onda em m
λ_0	Comprimento de onda do espaço livre
λ_g	Comprimento de onda do meio guiado
\vec{E}	Vetor campo elétrico em V/m
\vec{H}	Vetor campo Magnético em A/m
\vec{S}	Vetor de Poynting em W/m ²
\hat{h}	Vetor unitário na direção horizontal
\hat{v}	Vetor unitário na direção vertical
\hat{e}	Vetor unitário no sentido à esquerda
\hat{d}	Vetor unitário no sentido à direita
\vec{E}_h	Componente horizontal do campo elétrico em V/m
\vec{E}_v	Componente vertical do campo elétrico em V/m
\vec{E}_e	Componente de campo elétrico do dipolo disposto no lado esquerdo do observador em V/m
\vec{E}_d	Componente de campo elétrico do dipolo disposto no lado direito do observador em V/m
E_E	Amplitude de campo elétrico captada pelo dipolo disposto no lado esquerdo do observador em V/m
E_D	Amplitude de campo elétrico obtida pelo dipolo disposto no lado direito do observador em V/m
E_R	Amplitude de campo elétrico resultante em V/m
e_h	Amplitude da componente horizontal do campo elétrico em V/m
e_v	Amplitude da componente vertical do campo elétrico em V/m
e_1	Dimensão do eixo maior da elipse de polarização em m
e_2	Dimensão do eixo menor da elipse de polarização em m

ψ_h	Fase da componente horizontal do campo elétrico em graus
ψ_v	Fase da componente vertical do campo elétrico em graus
ψ_0	Inclinação idêntica a fase da componente horizontal do campo elétrico em graus
ψ	Diferença de fase entre as componentes, vertical e horizontal do campo elétrico em graus
θ	Atraso de fase inserido pela linha de transmissão planar em graus
e_0	Raio que define o círculo na polarização circular em m
ϵ	Ângulo relacionado com a excentricidade da elipse de polarização em graus
τ	Ângulo de inclinação do eixo maior da elipse de polarização em graus
ω	Frequência angular em rad/s
I	Componente proporcional à densidade de potência total da onda EM em W/m^2
Q	Componente proporcional às densidades de potência da onda EM linearmente polarizadas em W/m^2
U	Componente proporcional às densidades de potência das componentes da onda linearmente polarizados com inclinações de 45° e 135° em W/m^2
V	Componente proporcional às densidades de potência das componentes da onda EM circularmente polarizados em W/m^2
s_0	Parâmetro de Stokes proporcional a I normalizado
s_1	Parâmetro de Stokes proporcional a Q normalizado
s_2	Parâmetro de Stokes proporcional a V normalizado
s_3	Parâmetro de Stokes proporcional a U normalizado
η	Impedância intrínseca do ar em Ω
σ	Perdas
β	Constante de fase em
Tx	Antena transmissora
Rx	Antena receptora
γ	Ângulo que define um círculo na esfera de Poincaré por meio de um ponto de referência em graus
η_0	Impedância intrínseca do espaço livre em Ω
\vec{k}	Vetor de onda em rad/m
\vec{r}	Vetor posição da onda EM em m
ϵ_r	Permissividade relativa
ϵ_{ef}	Permissividade efetiva

Lista de Abreviaturas e Siglas

AR	Razão axial
RCP	Região de campo próximo
RCD	Região de campo distante
EM	Onda Eletromagnética
IEM	Interferência Eletromagnética
RFID	Radio Frequency Identification
IEEE	The Institute of Electrical and Electronics Engineer
PCP	Potência completamente polarizada
VNA	Analisador de redes vetorial
LEMA	Laboratório de Eletromagnetismo e Micro-ondas Aplicados
UHF	Ultra High Frequency
VHF	Very High Frequency
PIN	Personal Identification Number
CST[®]	Computer Simulation Technology
TEM	Transverse Electric and Magnetic

Lista de Tabelas

Tabela – 1. Parâmetros de Stokes normalizados para sete estados de polarização da onda EM.....	12
Tabela 2 – Padrões de polarização testados.....	34
Tabela 3 – Resultados obtidos na medição para a certificação da fase.....	39
Tabela 4 – Medição da razão axial da elipse de polarização. ($r \cong 9, 10\lambda$).....	50
Tabela 5 – Medição com os dipolos perpendiculares e a antena log-periódica orientada à 135° no sentido anti – horário.....	58
Tabela 6 – Medição com os dipolos cruzados e a antena log-periódica orientada à 180° no sentido anti – horário.....	60
Tabela 7 – Medição com os dipolos perpendiculares e a antena miniaturizada com polarização circular à esquerda.....	62

Lista de Figuras

Figura 1 - Representação da esfera de Poincaré.	07
Figura 2 - Sentido de propagação da onda EM.	07
Figura 3 - Ilustração da elipse de polarização.	08
Figura 4 - Alguns padrões de polarização.	09
Figura 5 - Esquema para a medição da razão axial usando o método da componente linear. (b) – Esquema para a medição da fase ψ , usando o método da componente linear (adaptado) [8].	13
Figura 6 - Esquema de montagem para a medição da polarização padrão usando uma antena linearmente polarizada.	16
Figura 7 – (a) Relação entre a polarização elíptica e a polarização padrão. (b) Relação entre a polarização elíptica e a linear.....	17
Figura 8 - Esquema para a medição de polarização usando duas antenas helicoidais, à direita e à esquerda, pelo método da componente circular.....	19
Figura 9 - Arranjo com seis antenas para a medição de polarização de uma onda EM com características desconhecidas.....	20
Figura 10 - Chaveamento em RF utilizando diodos PIN.....	24
Figura 11 - Exemplo de uma linha de microfita que possuir a função de atrasar a fase de um sinal em alta frequência.	25
Figura 12 - Esboço do esquema de medição para a certificação da fase.....	38
Figura 13 - Valor instantâneo do campo elétrico na ausência das linhas de atraso.....	40
Figura 14 - Valor instantâneo do campo elétrico com as linhas de atraso de forma a atrasar o sinal em 45°	41
Figura 15 - Valor instantâneo do campo elétrico com as linhas de atraso de forma a atrasar o sinal em 90°	41
Figura 16 - Valor instantâneo do campo elétrico com as linhas de atraso de forma a atrasar o sinal em 135°	42
Figura 17 - Valor instantâneo do campo elétrico com as linhas de atraso de forma a atrasar o sinal em 180°	43
Figura 18 - Valor instantâneo do campo elétrico com as linhas de atraso de forma a atrasar o sinal em 225°	43
Figura 19 - Valor instantâneo do campo elétrico com as linhas de atraso de forma a atrasar o sinal em 270°	44
Figura 20 - Valor instantâneo do campo elétrico com as linhas de atraso de forma a atrasar o sinal em 315°	45
Figura 21 - Valor instantâneo do campo elétrico com as linhas de atraso de forma a atrasar o sinal em 360°	45
Figura 22 - Análise fasorial para o caso dos dipolos estarem dispostos de forma paralela ao sistema de transmissão.....	46
Figura 23 - Esboço para a medição pelo método da componente linear com a antena log-periódica orientada à 45° no sentido anti-horário (Tx).....	47
Figura 24 - Esboço para a medição pelo método da componente linear com a antena log-periódica orientada à 135° no sentido anti-horário (Tx).	47
Figura 25 - Esboço para a medição com os dipolos cruzados de 45° e a antena log-periódica orientada à 180° no sentido anti- horário (Tx).	48

Figura 26 - Esboço para a medição com os dipolos cruzados à 45° e a antena log-periódica orientada à 90° no sentido anti-horário (Tx).....	48
Figura 27 - Esboço para a medição usando o método da componente linear com a antena miniaturizada com polarização circular à direita (Tx).....	48
Figura 28 - Esboço para a medição usando método da componente linear com a antena miniaturizada com polarização circular à esquerda (Tx).....	49
Figura 29 - Esboço para a medição usando o método da componente linear com uma antena com polarização elíptica (Tx).....	49
Figura 30 - Esboço do esquema para a medição usando o método da componente linear adaptado.....	52
Figura 31 - Comparação entre os resultados simulado e medido, para a log-periódica orientada à 135° no sentido anti-horário.	53
Figura 32 - Comparação entre os resultados, simulado e medido para a log-periódica orientada à 180° no sentido anti-horário e os dipolos cruzados de 45°.....	54
Figura 33 - Comparação entre os resultados, simulado e medido para a antena miniaturizada com polarização circular à esquerda.....	55
Figura 34 - Comparação entre os resultados, simulado e medido para a antena miniaturizada com polarização circular à direita.....	56
Figura 35 - Comparação entre os resultados, analítico para o caso em que temos um padrão de polarização linear á 135°.....	59
Figura 36 - Comparação entre os resultados, analítico e medido para o caso de se ter os dipolos inclinados de 45° e a antena transmissora orientada à 180° no sentido anti-horário.	61
Figura 37 - Comparação entre os resultados, analítico e medido para o caso de termos um padrão de polarização circular à esquerda.....	63
Figura 38 - Onda eletromagnética se propagando ao longo do eixo do - z positivo.	69
Figura 39 - Exemplo de uma elipse de polarização.....	75
Figura 40 - Corte em um oitante na esfera de Poincaré.....	86
Figura 41 - Coeficiente de reflexão para o dipolo disposto na horizontal.....	97
Figura 42 - Resposta da fase para o dipolo disposto na horizontal.	98
Figura 43 - Coeficiente de reflexão do dipolo disposto na vertical.....	98
Figura 44 - Resposta da fase para o dipolo disposto na horizontal.	99
Figura 45 - Comparação entre a simulação e a medição para o coeficiente de reflexão de uma antena com polarização circular à direita.	100
Figura 46 - Resposta da fase para a antena miniaturizada com polarização circular à direita.	100
Figura 47 - Comparação entre a simulação e a medição para o coeficiente de reflexão de uma antena miniaturizada com polarização circular à esquerda.	101
Figura 48 - Resposta da fase para a antena miniaturizada com polarização circular à esquerda.	102
Figura 49 - - Comparação entre a simulação e a medição para o coeficiente de reflexão para a antena miniaturizada com polarização elíptica.....	102
Figura 50 - Resposta para a linha de atraso equivalente aos 0°.....	103
Figura 51 - S21 da linha de atraso equivalente aos 0°.....	104
Figura 52 - - Resposta para a linha de atraso equivalente a 45°.....	104
Figura 53 - S21 da linha de atraso equivalente aos 45°.....	105
Figura 54 - Resposta para a linha de atraso equivalente aos 90°.....	106
Figura 55 - S21 da linha de atraso equivalente aos 90°.....	106
Figura 56 - Resposta para a linha de atraso equivalente aos 135°.....	107
Figura 57 - S21 da linha de atraso equivalente aos 135°.....	108

Figura 58 - Resposta para a linha de atraso equivalente aos 180°	108
Figura 59 - S21 da linha de atraso equivalente aos 180°	109
Figura 60 - Resposta para a linha de atraso equivalente aos 225°	109
Figura 61 - S21 da linha de atraso equivalente aos 225°	110
Figura 62 - Resposta para a linha de atraso equivalente aos 270°	110
Figura 63 - S21 da linha de atraso equivalente aos 270°	111
Figura 64 - Resposta para a linha de atraso equivalente aos 315°	111
Figura 65 - S21 da linha de atraso equivalente aos 315°	112
Figura 66 - Resposta para a linha de atraso equivalente aos 360°	113
Figura 67 - S21 da linha de atraso equivalente aos 360°	113

Capítulo 1

Introdução

Nos dias atuais, em diversos setores de trabalho, sejam em indústrias, escritórios, empresas, redes de supermercados entre outros, existe uma diversidade muito grande de equipamentos de rádio-frequência (RF). Nesses setores podem coexistir vários equipamentos de RF, funcionando de forma simultânea em um pequeno espaço, até mesmo tendo características de emissão/recepção distintas. Por existirem diversos aparelhos, alguns deles podem ter seus desempenhos prejudicados ou até mesmo comprometidos devido à interferência eletromagnética causada por outro equipamento que pode estar emitindo uma onda EM indesejável aos aparelhos que estão sofrendo o processo de interferência. Além disso, observa-se também que, no mercado tecnológico dos dias atuais, o tamanho das antenas existentes nesses equipamentos torna-se cada vez menor. A miniaturização das antenas em muitos casos dificulta a localização do sistema emissor, que porventura esteja causando a interferência EM, posto que muitas vezes a antena está embutida nos equipamentos. Portanto, o conhecimento da direção de propagação da onda EM, emitida por essas antenas ou elementos emissores de campo EM, facilitará a descoberta da(s) fonte(s) de interferência EM e a determinação das possíveis ações de engenharia que ajudem atenuá-la.

A miniaturização das antenas, contidas em equipamentos de telefonia móvel e sistemas RFID, vem ganhando destaque, tendo como principal objetivo diminuir o espaço físico ocupado por elas, mantendo a mesma eficiência ou até mesmo a aumentando.

A utilização de antenas que ocupem cada vez menos espaço físico nos equipamentos vem sendo ampla, devido às vantagens da utilização de antenas miniaturizadas. Dentre as vantagens pode-se que citar o seu baixo custo, pouco peso, facilidade de fabricação, conformabilidade, e versatilidade em termos de frequência de ressonância e polarização [2],[3]. A maioria das aplicações em sistemas de identificação, RFID utilizam antenas

miniaturizadas, pois utilizam chips com tamanhos reduzidos e o espaço físico reservado para as antenas torna-se também reduzido [4].

O estudo de técnicas que visam diminuir os danos causados pela interferência EM, entre equipamentos eletroeletrônicos, tem aumentado nos últimos anos. Por meio do estudo da polarização de ondas eletromagnéticas, pode-se identificar o comportamento do campo elétrico irradiado. O conhecimento da amplitude e fase do campo elétrico [1] permite identificar o padrão de polarização da onda. Existem várias técnicas para a identificação da polarização, como o método da componente linear e o da polarização padrão dentre outros, que serão discutidos no texto. A informação da fase do campo elétrico na região de campos distantes é de bastante valia para a descoberta e possíveis sugestões para a superação de problemas causados pela interferência EM.

A extração das informações associadas à polarização de antenas não é uma tarefa tão óbvia, pois as suas dimensões das antenas podem ser muito menores que o comprimento de onda, situação bastante comum. A aplicação em sistemas RFID é um exemplo, pois nesses dispositivos, sejam eles ativos ou passivos, uma estrutura irradiante está acoplada e pode ter dimensões reduzidas frente ao comprimento de onda. Sua integração com outros dispositivos pode modificar substancialmente seu desempenho em termos de polarização. É previsível a complexidade que podem assumir essas estruturas quando se almeja o conhecimento de suas características de polarização.

O conhecimento da polarização da onda EM nessas antenas se faz necessário por que, elas podem prejudicar o funcionamento de determinados equipamentos pelo fenômeno da interferência eletromagnética, ou mesmo a gerar interferência EM.

É de bastante valia o conhecimento da polarização na recepção de sinais, em antenas portáteis ou não, para melhorar a eficiência de recepção pelo aumento do acoplamento (redução da perda de polarização), tendo em vista que, sabendo as características de polarização, pode-se ter acesso à informação sobre o módulo e fase do campo elétrico do sistema de transmissão; com isso poder-se orientar o sistema receptor de modo a obter maior eficiência na recepção.

O uso de antenas de microfita com polarização configurável aumenta o desempenho das comunicações móveis, reduzindo o desvanecimento do sinal em ambientes com multipercurso como descrito em [5]. A propagação por múltiplos percursos pode alterar a direção do campo incidente, mudando assim a característica do vetor elétrico resultante, e com isso mudando o perfil de polarização da onda EM.

As técnicas utilizadas para determinar a polarização serão estudadas neste trabalho e aquela que for mais viável em termos de resultados e custo de implementação será utilizada, para reconstruir o perfil de polarização da onda EM.

1.1 Objetivos

- Identificar as técnicas conhecidas na literatura usadas para extrair o tipo de polarização emitida pela(s) fonte(s) de campos EM;
- Utilizar, dentre várias, uma técnica que seja viável e que permita identificar a característica da polarização de uma onda EM;
- Analisar e testar em laboratório a técnica escolhida para medição de polarização, com o intuito de conhecer a diferença de fase do campo elétrico resultante, da(s) fonte(s) de ondas completamente polarizadas [6];
- Propor soluções que visem atenuar os processos de interferência eletromagnética, conhecendo as características de módulo e fase do campo elétrico por meio da consolidação e validação dos métodos de polarização para ondas eletromagnéticas.

1.1 Organização do Trabalho

O trabalho está organizado em 5 capítulos. No Capítulo 2, “Determinação da polarização da onda eletromagnética de fontes desconhecidas pelo método da componente linear”, foi apresentada uma contextualização para solucionar o problema da reconstrução da polarização EM na RCD, bem como, outros métodos além do método da componente linear. No Capítulo 3 é exposta a fundamentação para as modificações necessárias no método da componente linear, com o objetivo de reconstruir a característica da polarização EM na RCD. No Capítulo 4 são expostos os resultados simulados e os medidos no LEMA durante toda a etapa de realização do trabalho. As conclusões e os trabalhos futuros são apresentados no Capítulo 5.

Capítulo 2

Determinação da polarização da EM de fontes desconhecidas pelo método da componente linear

2.1 Polarização Eletromagnética

O fenômeno da polarização de ondas EM planas descrito pelo IEEE como a forma e o lugar geométrico da projeção da extremidade do vetor \vec{E} (sobre um plano ortogonal à direção de propagação) em relação a um ponto no espaço considerado como origem, em função do tempo [6],[7]. Caso seja adotada a direção de propagação do campo elétrico da onda como sendo o sentido positivo do eixo z (eixo de propagação), o vetor campo elétrico \vec{E} mover-se-á em função do tempo e a projeção da extremidade do vetor formará uma figura geométrica, denominada elipse de polarização [8]. A elipse pode ser degenerada em outras duas figuras geométricas dependendo da diferença de fase imposta entre as componentes do campo elétrico, em um círculo ou uma reta. A figura geométrica resultante somente poderá ser observada nas condições citadas, ocorrendo assim, o fenômeno da polarização EM. Tal caracterização só será possível de obter quando as componentes de campo elétrico \vec{E} oscilarem na mesma frequência angular ω .

A necessidade de que a onda deve ser plana impõe que se assegure as condições de distância relativas à Região de Campo Distante [9]:

$$r \geq \frac{2D^2}{\lambda} \quad (1)$$

Nesta situação D deverá exceder $2,5\lambda$, em que “ D ” é a maior dimensão física da antena e r a distância da fonte ao receptor. Porém se ($D < 1/3\lambda$), a RCD começa a partir de

$r > 1,6\lambda$. E por fim, no caso intermediário, quando temos ($1/3\lambda < D < 2,5\lambda$), a RCD tem início para $r > 5D$. Essa região tem como características relevantes:

- Os campos \vec{E} e \vec{H} são perpendiculares entre si;
- A razão entre as amplitudes dos campos \vec{E} e \vec{H} é chamada de impedância intrínseca e para o espaço livre tem um valor aproximado de 377Ω ;
- Os campos \vec{E} e \vec{H} têm comportamentos proporcionais ao inverso da distância à fonte, ou seja, $\frac{1}{r}$;
- Caso haja mais de uma fonte de emissão, as mesmas devem possuir a mesma frequência, para que se tenha a formação da elipse de polarização.

2.1.1 Ondas Completamente Polarizadas

Uma onda é dita completamente polarizada quando as componentes do campo elétrico; E_h , E_v e ψ , caso a onda se propague na direção positiva do eixo z , apresentarem amplitudes máximas constantes, ou ao menos variarem lentamente com o tempo.

Os perfis de polarização completa conhecidos são linear, circular e elíptica. Eles têm como origem, a elipse de polarização caracterizada pela Equação (2), cuja demonstração, está apresentada no Anexo A do texto:

$$\frac{E_h^2}{e_h^2 \cdot \text{sen}^2(\psi)} + \frac{E_v^2}{e_v^2 \cdot \text{sen}^2(\psi)} - 2 \cdot \frac{E_h \cdot E_v \cdot \cos(\psi)}{e_h \cdot e_v \cdot \text{sen}^2(\psi)} = 1 \quad (2).$$

Em que e_h e e_v são as amplitudes dos campos elétricos nas direções, horizontal e vertical respectivamente.

Caso a onda seja composta pelas duas componentes de campo elétrico, com amplitudes distintas e defasadas de um ângulo ψ qualquer, a figura descrita será uma elipse centrada na origem dos sistemas de coordenadas, que sofrerá uma rotação de τ° , como pode ser visto na ilustração contida no Anexo A do texto.

Caso a defasagem entre as componentes de campo elétrico seja de $\pm 90^\circ$ as suas amplitudes sejam idênticas, a elipse transformar-se-á em um círculo centrado na origem. Assim, esse caso pode ser obtido da definição geral onde os dois vetores estão em quadratura espacial e defasados de 90° , ou através uma antena helicoidal que irradie no modo axial, ou mesmo via antenas miniaturizadas projetadas com esta característica de polarização. A equação que descreve o caso particular para a polarização circular é descrita como

$$E_h^2 + E_v^2 = e_0^2 \quad (3).$$

Em que e_0 representa o raio da circunferência, formada a partir da extremidade do vetor campo elétrico resultante.

Caso a defasagem entre os campos seja um múltiplo de $n\pi$, não importando a amplitude de ambos, ou mesmo tendo-se apenas uma componente de campo elétrico, seja ela vertical ou horizontal, a polarização resultante será linear, como descrito na Equação (4)

$$E_v = \pm m E_h \quad (4).$$

Quando a onda plana possui apenas a componente de campo elétrico referente à E_v a polarização é vertical. E quando ela possui apenas a componente referente à E_h é horizontal. Uma ferramenta que ajuda bastante na identificação do estado de polarização de uma onda eletromagnética seja ela completamente polarizada ou não, é a esfera de Poincaré descrita pela Figura 1. Nela pode-se ver o estado de polarização, com a ajuda dos parâmetros de Stokes [9]. Onde a sigla SRD define todas as polarizações com sentido à direita e a SRE, todas as polarizações com sentido à esquerda. A demonstração dela e dos parâmetros de Stokes estão descritos no Anexo B.

Uma onda eletromagnética que não é completamente polarizada pode ser parcialmente polarizada ou despolarizada. Ela é dita parcialmente polarizada quando as componentes de campo elétrico da onda plana e a diferença de fase entre elas, não são constantes no domínio temporal, ou caso os parâmetros de Stokes definam um ponto na esfera de Poincaré que seja interior a esta. Já a onda dita despolarizada é aquela em que

os parâmetros de Stokes definem um ponto que está localizado no centro da esfera de Poincaré.

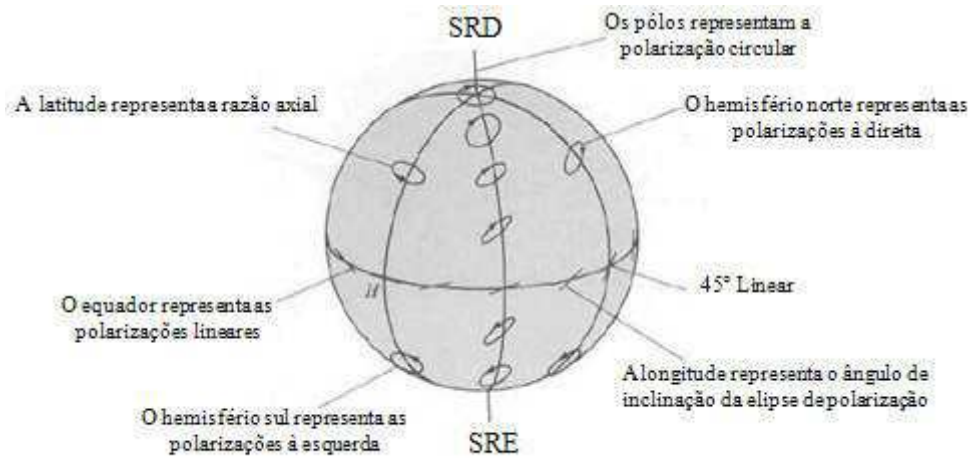


Figura 1 - Representação da esfera de Poincaré.

O IEEE estabelece que o sentido de rotação do campo polarizado, caso a figura determinada pela extremidade do vetor campo elétrico no plano perpendicular a direção de propagação seja uma elipse ou circunferência, poderá ser à direita ou à esquerda [6],[7]. Esta definição toma o observador como ponto de referência para o afastamento da onda, ilustrado pela Figura 2.

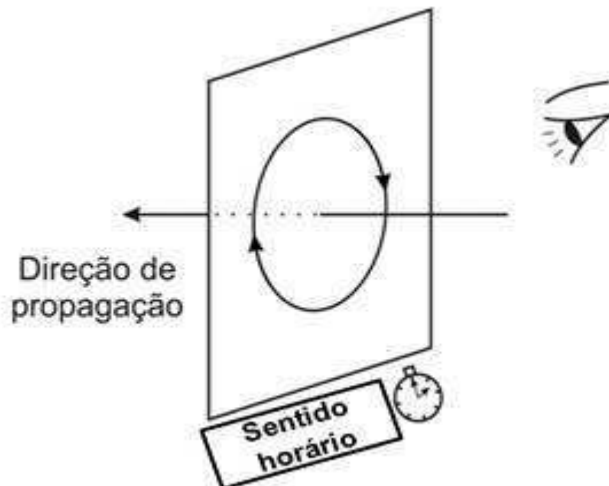


Figura 2 - Sentido de propagação da onda EM.

O sentido da polarização da onda EM é calculado a partir do ângulo que define um círculo na esfera de Poincaré, através de um ponto de referência.

Inicialmente é encontrado um ângulo auxiliar γ , ilustrado pela Figura 3 e representado pela relação:

$$\gamma = \text{tg}^{-1} \left(\frac{E_{\text{eixo maior}}}{E_{\text{eixo menor}}} \right) \quad (5)$$

Logo em seguida é calculado o ângulo que está relacionado com a excentricidade da elipse de polarização, também visto na Figura 3 e dado por:

$$\epsilon = \text{arcsen}[\text{sen}(2\gamma) \cdot \text{sen}(\psi)] \quad (6).$$

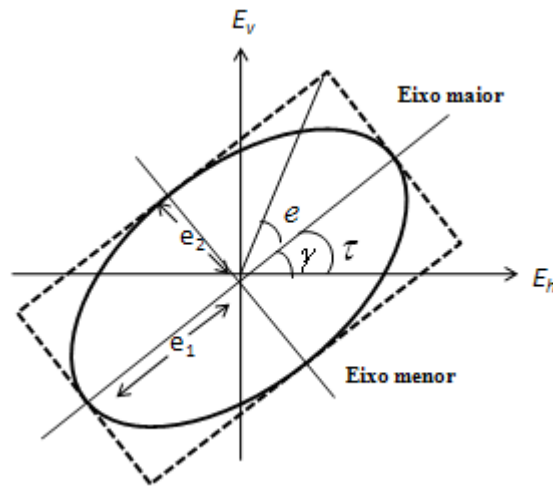


Figura 3 - Ilustração da elipse de polarização.

Então se $\epsilon > 0$, em relação ao eixo E_h a polarização é dita à esquerda, caso contrário $\epsilon < 0$, à direita. Este fenômeno pode ser observado na esfera de Poincaré. Nela pode-se observar que todas as polarizações no hemisfério superior são à direita, e que todas no hemisfério inferior são à esquerda, como é observado na Figura 1. Vale lembrar que para uma onda completamente polarizada o ponto na esfera de Poincaré está em sua superfície.

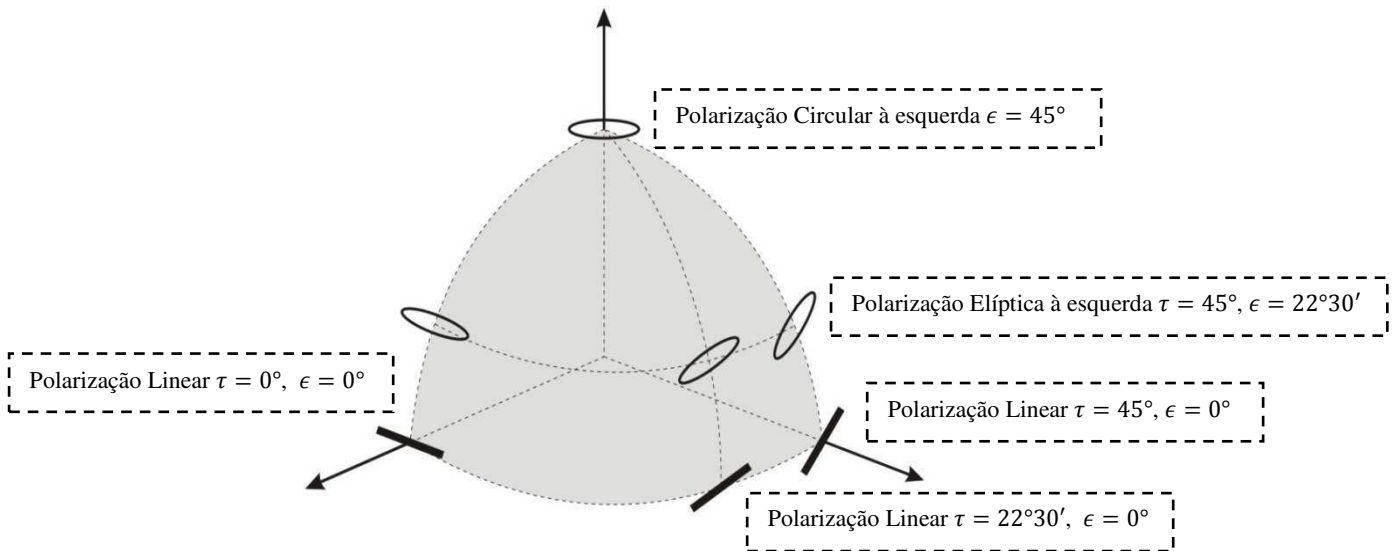


Figura 4 – Alguns padrões de polarização.

2.1.2 Ondas Parcialmente Polarizadas

Quando a irradiação é proveniente de várias fontes, numa faixa de frequência de largura de banda Δf , a onda final resulta da superposição de um grande número de ondas estatisticamente independentes e com uma variedade de polarizações. Neste caso a onda resultante é dita parcialmente polarizada [9]. Para uma onda com essas características de propagação na direção do z positivo, tem-se

$$\vec{E}_h = e_h(t) \cdot \cos(\omega t) \hat{h} \quad (7)$$

$$\vec{E}_v = e_v(t) \cdot \cos[\omega t + \psi(t)] \hat{v} \quad (8)$$

As funções do tempo nas Equações (7) e (8) são todas estatisticamente independentes. Para gerar uma onda como essa é suficiente apenas conectar um gerador de ruído a uma antena que esteja linearmente polarizado na direção v e um outro gerador de ruído a uma antena adjacente que esteja linearmente polarizada na direção h . Caso as ondas provenientes de ambas antenas apresentem a mesma potência média

temporal em um ponto de observação, a onda resultante nesse ponto é dita completamente despolarizada. A situação mais comum é quando a onda está parcialmente polarizada, ou seja, ela pode ser considerada como tendo duas partes – uma completamente polarizada e outra completamente despolarizada. Os parâmetros de Stokes auxiliam no entendimento do conceito de ondas completamente polarizadas ou com grau de polarização distinto da unidade.

Os parâmetros são dados por:

$$I = S = S_h + S_v = \frac{\langle E_1^2 \rangle}{\eta} + \frac{\langle E_2^2 \rangle}{\eta} \quad (9)$$

$$Q = S_h - S_v = \frac{\langle E_1^2 \rangle}{\eta} - \frac{\langle E_2^2 \rangle}{\eta} \quad (10)$$

$$U = \frac{2}{\eta} \langle E_1^2 \cdot E_2^2 \cdot \cos(\psi) \rangle = S \langle \cos(2\epsilon) \cdot \text{sen}(2\tau) \rangle \quad (11)$$

$$V = \frac{2}{\eta} \langle E_1^2 \cdot E_2^2 \cdot \text{sen}(\psi) \rangle = S \langle \text{sen}(2\epsilon) \rangle \quad (12)$$

Em que $\langle . \rangle$ denota média temporal e η é a impedância intrínseca do ar. Os parâmetros E_1 e E_2 são proporcionais respectivamente aos campos elétricos médios temporais aferidos pelos dipolos dispostos, na horizontal e vertical. E os parâmetros S_h e S_v ao vetor de Poynting nas direções horizontal e vertical respectivamente. As variáveis Q , U e V , são proporcionais as coordenadas de um ponto na esfera de Poincaré e o parâmetro I é o raio da esfera. Ao analisar os casos, é possível afirmar:

- $I = S, Q = V = U = 0$, a onda está completamente despolarizada;
- $I = Q = S, U = V = 0$, a onda está linearmente polarizada na direção h ;
- $I = S, Q = -S, U = V = 0$, a onda está linearmente polarizada na direção v ;
- $I = V = S, Q = U = 0$, a onda está circularmente polarizada à esquerda;
- $I = S, V = -S, Q = U = 0$, a onda está circularmente polarizada à direita.

Ao considerar outros estados de polarização, é definido que [9]:

- I é o parâmetro que é proporcional à densidade de potência total da onda;
- Q é o parâmetro que é proporcional às densidades de potência das componentes da onda linearmente polarizadas;
- U é parâmetro que é proporcional às densidades de potência das componentes da onda linearmente polarizados com inclinações de 45° e 135° ;
- V é o parâmetro que é proporcional às densidades de potência das componentes da onda circularmente polarizados;

Pode-se afirmar que uma onda totalmente despolarizada é caracterizada pelos parâmetros de Stokes Q , U e V nulos, ou seja, o ponto localizado no centro da esfera de Poincaré. E uma onda parcialmente polarizada obedece à relação $I^2 > Q^2 + U^2 + V^2$, ou seja, um ponto localizado no interior da esfera de Poincaré.

Na maioria das vezes é conveniente normalizar os parâmetros de Stokes dividindo cada parâmetro por S , que representa o vetor de Poynting total da onda EM e obtendo-se os parâmetros de Stokes normalizados s_0, s_1, s_2 e s_3 , em que $s_0 = I/S$, $s_1 = Q/S$, $s_2 = U/S$ e $s_3 = V/S$. Se qualquer dos parâmetros de Stokes Q , U ou V (s_1, s_3, s_2) for um valor diferente de zero, esse parâmetro indica a presença, na onda, de uma componente polarizada. O grau de polarização d é definido como a relação entre a potência completamente polarizada e a potência total que é definida como

$$PCP = Q^2 + U^2 + V^2 = I^2 \quad (13)$$

Se este valor normalizado for unitário, essa onda é completamente polarizada e o valor do grau de polarização d é definido por

$$d = \frac{\text{potência polarizada}}{\text{potência total}} \quad 0 \leq d \leq 1 \quad (14)$$

Ou ainda, d pode se relacionar com os parâmetros de Stokes, como mostra a relação

$$d = \frac{\sqrt{Q^2 + U^2 + V^2}}{I} = \frac{\sqrt{s_1^2 + s_2^2 + s_3^2}}{1} \quad (15)$$

A condição $Q^2 + U^2 + V^2 = I^2$, ou $s_1^2 + s_2^2 + s_3^2 = 1$, indica uma onda completamente polarizada. Os estados de polarização para uma onda EM podem ser vistos na Tabela 1.

Tabela 1 – Parâmetros de Stokes normalizados para sete estados de polarização da onda EM.

Parâmetros de Stokes normalizados	Onda completamente despolarizada	Ondas completamente polarizadas					
		Linearmente polarizadas				Circularmente polarizadas	
		$\tau = 0^\circ$	$\tau = 90^\circ$	$\tau = 45^\circ$	$\tau = 135^\circ$	Esquerda	Direita
s_0	1	1	1	1	1	1	1
s_1	0	1	-1	0	0	0	0
s_2	0	0	0	1	-1	0	0
s_3	0	0	0	0	0	1	-1

Uma onda parcialmente polarizada pode ser considerada como a soma de uma onda completamente despolarizada com uma onda completamente polarizada, conforme a Equação 16

$$\begin{bmatrix} s_0 \\ s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1-d \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d \\ d \cdot \cos(2\epsilon) \cdot \cos(2\tau) \\ d \cdot \cos(2\epsilon) \cdot \sin(2\tau) \\ d \cdot \sin(2\epsilon) \end{bmatrix}. \quad (16)$$

2.2 Métodos para a Medição de Polarização Eletromagnética

2.2.1 Método da Componente Linear

Na concepção do método da componente linear [10] é necessário que dois dipolos de $\lambda/2$ estejam separados por uma distância tal que não exista acoplamento magnético entre eles. Os dipolos são montados em ângulos retos isto é, em quadratura espacial com um dipolo (E_h) na horizontal e outro (E_v) disposto na vertical como mostra a Figura 5(a). As ondas emitidas pelas fontes se propagam entrando no plano da página. A primeira parte do experimento consiste em se obter a razão axial, que é definida como a razão entre os eixos maior e menor da elipse de polarização. Inicialmente o receptor é conectado nos terminais do dipolo disposto na vertical, e a amplitude do campo E_v vista no equipamento de medição de campo elétrico é coletada. Em seguida o receptor é conectado, nos terminais do dipolo disposto na horizontal e a amplitude do campo elétrico (E_h) é registrada. Então a razão axial é encontrada pela equação:

$$AR = \frac{E(\text{eixo maior})}{E(\text{eixo menor})} \quad (18).$$

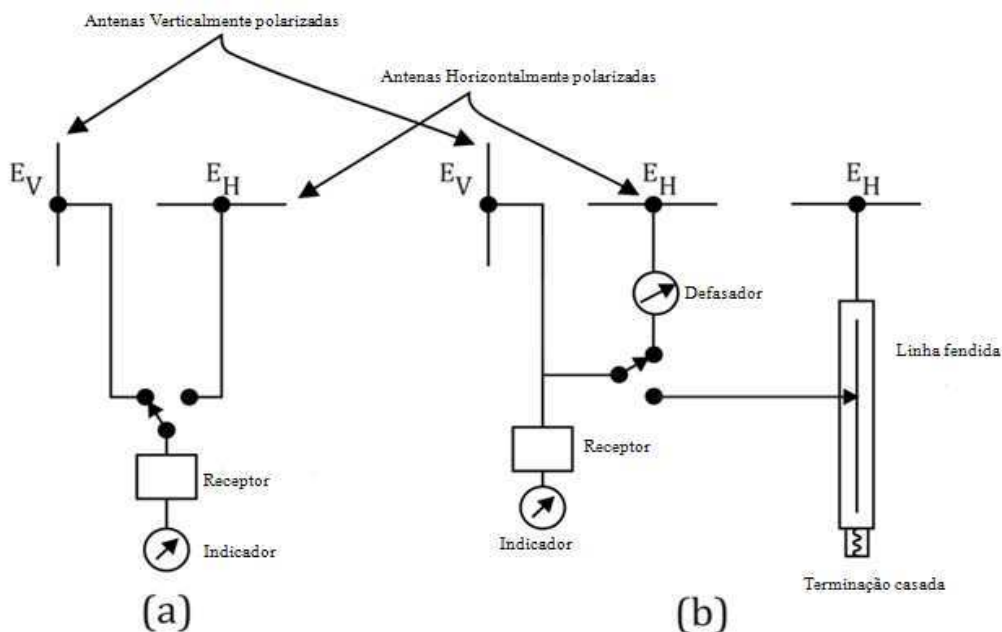


Figura 5 (a) – Esquema para a medição da razão axial usando o método da componente linear. (b) – Esquema para a medição da fase ψ , usando o método da componente linear (adaptado) [10].

A componente de campo elétrico com maior amplitude corresponde na elipse de polarização ao eixo maior.

A segunda etapa do procedimento consiste em medir a diferença de fase entre os níveis de campo aferidos pelos dois dipolos. É adotado como referência de fase o nível campo coletado pelo dipolo disposto na vertical.

O dipolo disposto na vertical é conectado ao dipolo disposto horizontalmente por uma linha fendida casada no modelo sugerido por Kraus [10], ou por um circuito compensador de fase mostrado na Figura 5 (b). Neste modelo o autor citado usa um atenuador que tem como objetivo apenas proteger os equipamentos de medição contra níveis de tensão que possam alterar os resultados obtidos na medição de forma significativa. A onda resultante é composta pelos dois campos, considerando o meio sem perdas ($\sigma = 0$) onde a onda está se propagando na linha fendida. A equação do campo resultante pode ser escrita como

$$E_R = E_1 e^{-j\beta z_1} + E_2 e^{-j\beta(z_1+z_0)} \quad (19)$$

Em que $\beta, E_R, E_1, E_2, z_1$ e z_2 , são respectivamente, a constante de fase, o campo elétrico resultante, o campo elétrico proporcional ao dipolo disposto na vertical, o campo elétrico proporcional ao dipolo disposto na horizontal, ao deslocamento equivalente.

O atraso de fase no esquema de medição da Figura 5 (b) é obtido pela linha fendida da seguinte forma: um deslocamento adequado na sonda é realizado, de modo a encontrar dois mínimos, e então é observado qual o comprimento de onda do sinal que está se propagando através da linha. Este comprimento será denotado por z_0 . Adotando o campo captado pelo dipolo vertical como referência (amplitude e fase) a diferença de fase será aproximadamente igual a βz_0 . O valor da constante de fase da onda EM, β é dada por

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (20)$$

Essa é a constante de fase. Uma vez que no espaço livre e na linha fendida é considerada a propagação de uma onda num meio sem perdas, nas duas medições

pode-se usar λ ou λ_g para o comprimento da onda propagada nesse meio. Após o cálculo da constante de fase da onda, o valor do defasamento é dado por

$$\psi = \beta z_0 \quad (21)$$

Uma vez que são conhecidas a razão axial (AR) e a defasagem entre os campos (ψ), a elipse de polarização [5] pode ser determinada. O sentido de rotação também pode ser calculado. Partindo das componentes de campo elétrico na vertical e horizontal (primeira etapa do experimento) para auxiliar no cálculo do sentido de rotação da elipse de polarização, é obtido inicialmente o ângulo que define o círculo, na esfera de Poincaré, através de um ponto de referência dado por

$$\gamma = \text{tg}^{-1} \left(\frac{E_{(\text{eixo menor})}}{E_{(\text{eixo maior})}} \right) \quad (22)$$

Na seqüência, o cálculo do ângulo de meia latitude na esfera de Poincaré é fornecido pela relação

$$\epsilon = \frac{1}{2} \arcsen[\text{sen}(2\gamma) \cdot \text{sen}(\psi)]. \quad (23)$$

Caso $\epsilon > 0$, a polarização é à esquerda, caso contrário à direita. Como o sinal do ângulo ϵ tem o mesmo sinal de $\text{sen}(\psi)$, se $\text{sen}(\psi) > 0$ necessariamente $\epsilon > 0$, logo a rotação da elipse à esquerda, caso contrário à direita [5].

Outra metodologia para a segunda parte do experimento é a substituição da linha fendida por um circuito defasador. A principal vantagem da utilização de um defasador analógico ou digital é a redução do tamanho do circuito e a possibilidade do controle contínuo da defasagem, além da informação discreta do valor da fase. A principal desvantagem é a dificuldade na construção de um circuito defasador para altas frequências que garanta uma resposta contínua do defasamento.

Durante o processo de medição é possível que os níveis das amplitudes dos campos coletados sejam idênticos na primeira etapa do experimento, ou seja, $e_h = e_v$. Caso isso ocorra, pode-se ter duas soluções para o perfil de polarização da onda. Se a polarização é linear inclinada de 45° ou 135° , ou circular à direita, ou à esquerda,

padrões que possuem razão axial unitária o procedimento para a distinção entre estes perfis está baseado em, tomar o valor médio do sinal que é dado por

$$\langle E_R^2 \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T [E_1(t)]^2 dt \quad (24)$$

Caso a onda tenha polarização circular, o seu valor médio é diferente de zero, o que não acontece na polarização linear inclinada 45° ou 135° .

2.2.2 Método da Polarização Padrão

Este método foi proposto inicialmente por Kraus [10]. No método da polarização padrão é usada uma antena linearmente polarizada, para medir o padrão da polarização.

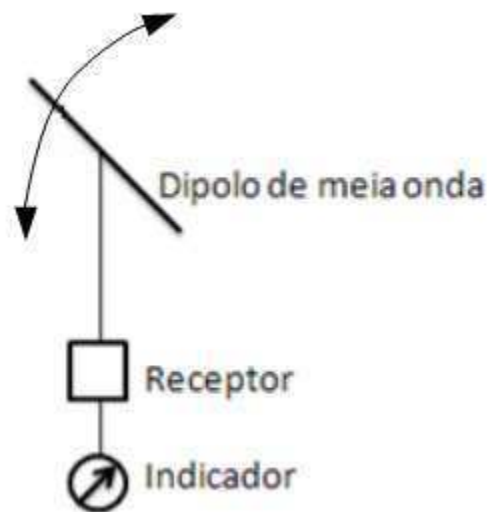


Figura 6 - Esquema de montagem para a medição da polarização padrão usando uma antena linearmente polarizada.

A antena com polarização linear é um dipolo, que é conectado a um receptor. Considerando a antena no plano da página da onda, ela é rotacionada escolhendo um sentido como referência, ou seja, da direita para a esquerda, ou da esquerda para a direita, como é mostrado na Figura 6. A tensão é observada em cada posição angular e é proporcional ao módulo do campo elétrico $|\vec{E}|$ na direção da disposição espacial da antena. Nesse sistema, as medições da onda incidente não caracterizam uma onda com

polarização perfeitamente elíptica como, pode ser observado na Figura 7 (a). O formato de um oito descrito pela linha sólida é caracterizado como a polarização padrão. A polarização elíptica é descrita pela linha tracejada. Nesse tipo de polarização, o vetor campo elétrico \vec{E} descreve a polarização elíptica.

A variação dos valores de tensão coletados, com a antena que possui polarização linear, fornece polarização padrão. Para uma dada orientação OP da antena linearmente polarizada, como é observado na Figura 7 (a), a resposta é proporcional à medida do eixo maior da elipse na direção normal a OP, comprimento OP', como é visto na Figura 7 (a). Caso a antena esteja linearmente polarizada e orientada na direção OQ, também vista na Figura 7 (a), a resposta é proporcional ao comprimento OQ'. Para o caso de haver polarização linear a elipse de polarização é degenerada em uma linha reta, como pode ser visto na Figura 7 (b). Na construção dos gráficos vistos nas Figuras 7 (a) e (b), a polarização elíptica pode ser reconstruída conhecendo a polarização padrão, ou vice versa.

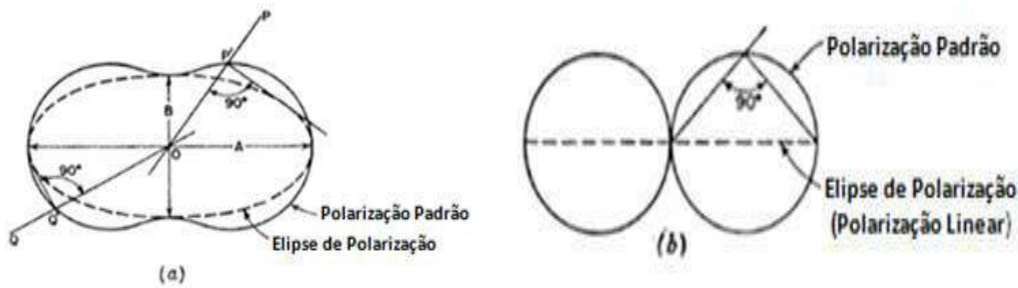


Figura 7 (a) Relação entre a polarização elíptica e a polarização padrão. (b) Relação entre a polarização elíptica e a linear.

O diagrama completo para descrição da polarização pode ser medido de maneira simples, coletando os valores medidos; máximo da razão $A/2$, mínimo da razão $B/2$, vistos na elipse de polarização da Figura 7 (a). Do mesmo modo a razão axial da elipse de polarização pode ser obtida de maneira trivial, uma vez que se tem a informação relativa aos eixos maior e menor de elipse de polarização na expressão

$$AR = \frac{A}{B} \quad (25).$$

A limitação do método, no entanto, reside no fato de que não é obtida a diferença de fase ψ característica da polarização.

2.2.3 Método da Componente Circular

Este método foi proposto por Kraus [10]. No método da componente circular são instaladas duas antenas circularmente polarizadas colocadas com polarização simétrica e conectadas a um sistema receptor. As medições das amplitudes dos campos, E_L (amplitude de campo elétrico irradiado pela antena com polarização circular esquerda) e E_R (amplitude de campo elétrico irradiado pela antena com polarização circular direita) são realizadas. As antenas com polarização circular podem ser duas antenas helicoidais ou *patch* circulares. Elas devem possuir polarizações circular à direita e à esquerda respectivamente, de acordo com padrão definido pelo IEEE. O receptor indicado na Figura 8 é colocado inicialmente na antena com polarização circular à esquerda. O valor da razão axial é calculado pela expressão

$$AR = \frac{E_R + E_L}{E_R - E_L} \quad (26)$$

Caso o valor de AR seja positivo, a onda terá polarização elíptica à direita, caso contrário, será elíptica à esquerda. O ângulo τ de inclinação da polarização elíptica pode ser medido. Essa inclinação pode ser determinada com as antenas helicoidais da Figura 8, ao girar uma das antenas sobre o seu eixo, com as duas antenas conectadas em paralelo e a um receptor como indicado na Figura 8. Ao assumir que os eixos das antenas estão no plano horizontal e tomar como referência o ponto ($\delta' = 0$), gira-se a antena com polarização à direita de um ângulo δ' , até ser observada a resposta mínima da componente horizontal da onda incidente nos terminais do receptor. Em seguida para qualquer padrão de polarização, com a elipse de polarização inclinada de τ° em relação ao eixo horizontal, $\tau = \delta'/2$. Dessa maneira três medições de E_L , E_R e δ' , com as antenas helicoidais, são suficientes para determinar às características do padrão de polarização da onda EM.

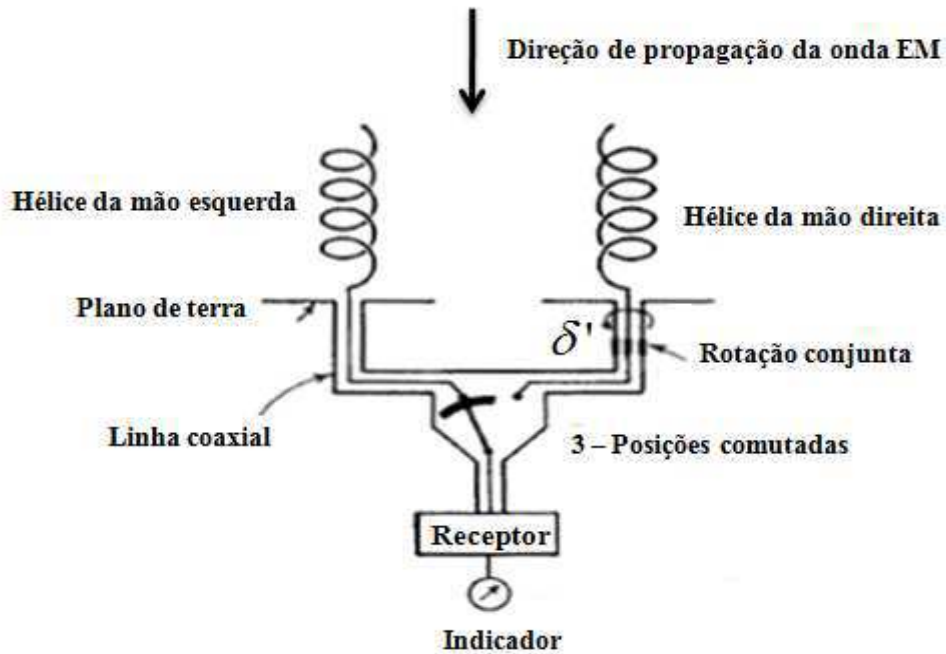


Figura 8 - Esquema para a medição de polarização usando duas antenas helicoidais, à direita e à esquerda, pelo método da componente circular.

A precisão do método depende do número de espiras da antena helicoidal. É recomendável que o valor de AR seja próximo à unidade, em que AR pode ser calculado por

$$AR = \frac{2n+1}{2n} . \quad (27)$$

Nesta equação, n é o número de espiras da antena helicoidal.

2.2.4 Método da Medição de Potência

O método da medição usando o nível de potência como referencia é utilizado para ondas polarizadas parcialmente [5]. Também pode ser adotado para ondas completamente polarizadas. Quando não é conhecido o padrão de polarização da onda EM que foi emitida, esse método é o mais adequado. Para esse método não é necessário

que se conheça a informação da fase do campo elétrico da onda EM emitida. O sistema é constituído por quatro dipolos linearmente polarizados e duas antenas helicoidais (uma à esquerda e outra à direita), como é observado no esquema da Figura 9. As antenas linearmente polarizadas estão orientadas nas polarizações horizontal e vertical e duas inclinadas, ambas perpendiculares entre si. A onda que é propagada perpendicularmente ao plano da página é recebida. Para o caso do receptor conectado à cada antena, a potência que cada uma recebe é designada por

- P_x para o dipolo horizontal
- P_y para o dipolo vertical
- $P_{x'}$ para o dipolo inclinado de 45°
- $P_{y'}$ para dipolo inclinado de 135°
- P_E para a hélice orientada a esquerda
- P_D para a hélice orientada a direita

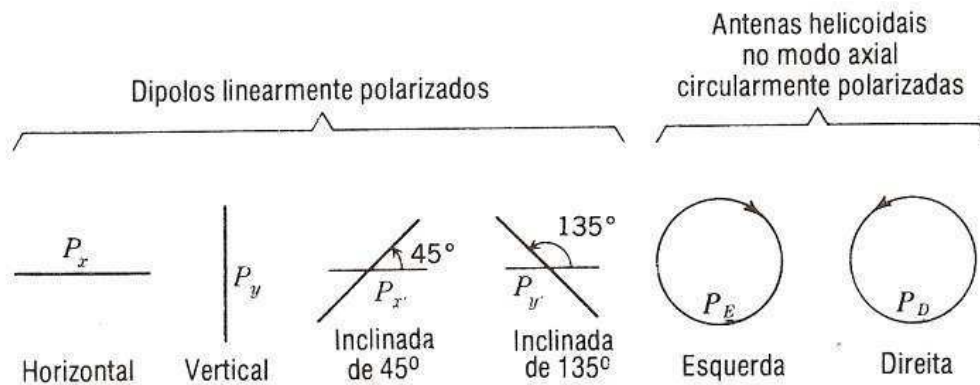


Figura 9 - Arranjo com seis antenas para a medição de polarização de uma onda EM com características desconhecidas.

Supõe-se que todas as antenas tenham a mesma abertura efetiva. Ao serem normalizados os parâmetros de Stoke's, obtém-se:

$$s_0 = \frac{I}{I} = \frac{P_x + P_y}{P_x + P_y} = \frac{P_{x'} + P_{y'}}{P_{x'} + P_{y'}} = \frac{P_E + P_D}{P_E + P_D} = 1 \quad (28.a)$$

$$s_1 = \frac{Q}{I} = \frac{P_x - P_y}{P_x + P_y} \quad (28.b)$$

$$s_2 = \frac{U}{I} = \frac{P_{x'} - P_{y'}}{P_{x'} + P_{y'}} \quad (28.c)$$

$$s_3 = \frac{V}{I} = \frac{P_E + P_D}{P_E + P_D} \quad (28.d).$$

Neste método é também feita a suposição de que os pares proporcionais de potência aferidos por $(P_x + P_y, P_{x'} + P_{y'}, P_E + P_D)$ sejam normalizados e obtenha – se o valor da unidade. Como existe alguma redundância nas equações de (28.a) à (28.d), os parâmetros de Stokes podem ser medidos com número reduzido de antenas. Um mínimo de quatro é necessário na maioria dos casos. Por exemplo, pode-se usar um dipolo horizontal (P_x), um dipolo inclinado ($P_{x'}$) e uma antena helicoidal esquerda e direita (P_E e P_D). Então os parâmetros de Stokes serão dados por

$$s_0 = \frac{P_E + P_D}{P_E + P_D} \quad (29.a)$$

$$s_1 = \frac{2P_x - P_E - P_D}{P_E + P_D} \quad (29.b)$$

$$s_2 = \frac{2P_{x'} - P_E - P_D}{P_E + P_D} \quad (29.c)$$

$$s_3 = \frac{P_E + P_D}{P_E + P_D} \quad (29.d)$$

A vantagem desse método é que não é necessária a informação da fase, para encontrar o perfil de polarização da onda EM. A desvantagem é que são necessárias antenas casadas com o sistema de recepção e que possuam a mesma abertura efetiva.

Capítulo 3

Método da Componente Linear Adaptado

O método da componente linear foi descrito no capítulo anterior. Neste capítulo é apresentada uma abordagem de como se deve modificá-lo para as limitações laboratoriais encontradas no uso da linha fendida, com o objetivo de reconstruir a característica da polarização eletromagnética na região de campo distante. As modificações se fizeram necessárias, em particular no sistema de medição ilustrado pela Figura 5(b), no que diz respeito à aquisição da fase da polarização do sinal emitido, pois não foram necessárias alterações no circuito para a obtenção da razão axial da elipse de polarização. Mediante as modificações realizadas, uma abordagem matemática que tem como objetivo validar essas alterações foi proposta e testada para os casos elementares, para certificar que esse fenômeno físico observado mediante as modificações realizadas pode ser modelado pelas equações que serão descritas posteriormente. Os casos elementares foram analisados e os resultados expostos neste capítulo.

3.1 Alteração no circuito para aquisição de fase

No método da componente linear adaptado, a linha fendida encontrada no modelo original na Figura 5 (b), utilizada como circuito de atraso para verificar a fase da polarização do sinal emitido, é substituída por um circuito de atraso discreto. A substituição fez-se necessária tendo em vista que o sinal obtido nos terminais de saída da linha fendida é de natureza modulada e em baixa frequência, e é almejado a análise de sinais em alta frequência. Bem como também a substituição foi realizada, tendo como objetivo também a verificação do comportamento do sinal recebido ao ser modificada a fase de recepção de forma intencional. A fase do sinal recebido é modificada com atrasos conhecidos, ao ser introduzido o circuito defasador. O que tem - se é uma amostra de referência que é armazenada em um dipolo e no outro é adicionada a fase para comparação para que através do sinal resultante se possa descobrir a fase da

polarização do sinal emitido. Durante o procedimento experimental a disposição dos dipolos de forma ortogonal na Figura 5(a) permite obter a razão axial da elipse de polarização. A concepção para a utilização do sistema defasador usando componentes discretos é verificar o comportamento do campo elétrico recebido mediante a alteração intencional da fase de recepção. O circuito de atraso discreto utilizado na prática é formado por linhas de transmissão, projetadas de acordo com a teoria apresentada em [11],[12], simuladas no software CST[®] e construídas no substrato FR4. As linhas de transmissão funcionam como circuitos defasadores em alta frequência. Uma vez que no trabalho os sinais analisados têm frequência na faixa em torno de 1,8 GHz.

3.2 Descrição dos tipos de defasadores.

É descrito nesta seção como foram concebidos os circuitos defasadores discretos.

O defasador tipo reflexão é basicamente um dispositivo de um acesso em que há reflexão do sinal de microondas no final da linha de transmissão. A amplitude do coeficiente de reflexão deverá idealmente ser unitária. O defasamento é dado pela diferença das fases respectivas dos coeficientes de reflexão correspondentes à mudança do estado final em relação ao inicial.

Já o defasador tipo transmissão ideal é um circuito de duas portas em que a fase do coeficiente de transmissão do circuito é alterada por meio de uma chave, enquanto a amplitude permanece unitária em ambos os estados. O defasamento é dado pela mudança na fase de transmissão através do circuito. Esta mudança é realizada pelo chaveamento que pode ser realizado usando um diodo PIN. O nome diodo PIN é devido à existência de uma camada intrínseca I (“intrínseca - silício sem dopagem) entre as camadas P e N. Quando diretamente polarizado, lacunas e elétrons são injetados na camada intrínseca I e suas cargas não são anuladas de imediato. Essas cargas permanecem ativas por um determinado período de tempo. Isso resulta numa carga média que possibilita a condução. O circuito de atraso utilizando o diodo PIN para o sistema defasador não foi construído devido às limitações apresentadas pela utilização de diodos PIN, tais como a alta sensibilidade em altas frequências.

Na polarização nula ou inversa, não há carga armazenada e o diodo se comporta como um capacitor em paralelo com a resistência própria do conjunto. Com tensão

continua ou em baixa frequência, o diodo PIN tem comportamento próximo do diodo de junção PN. Em frequências mais altas, de períodos inferiores ao tempo de duração da propagação cargas, a resistência apresenta uma variação característica com a corrente elétrica. Esse comportamento possibilita ao componente, aplicações variadas em altas frequências, como chaves, atenuadores, filtros limitadores dentre outras.

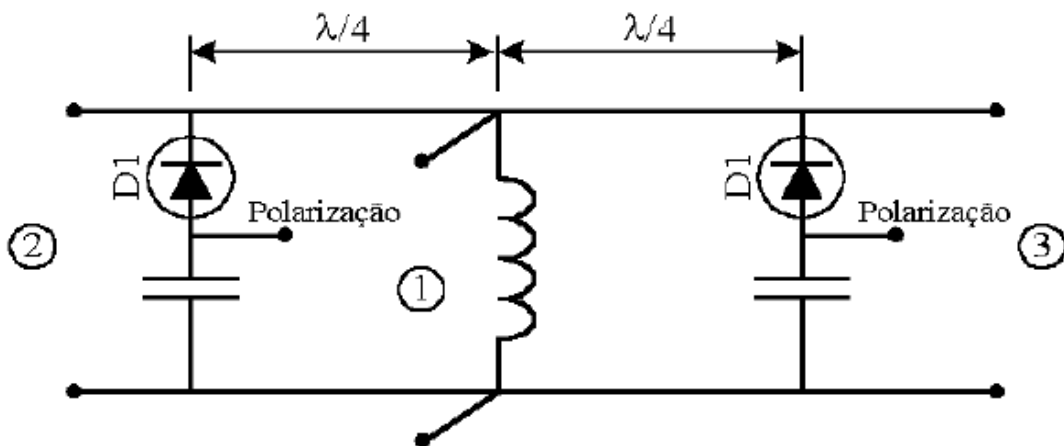


Figura 10 - Chaveamento em RF utilizando diodos PIN.

O exemplo da Figura 10 mostra o chaveamento utilizando diodos PIN, quando D1 for polarizado de forma reversa em (2) e de forma direta (3), há transferência do sinal aplicado nos terminais em (1), para os terminais em (2). Ao realizar a troca das condições entre os diodos em (2) e (3), então os terminais 1 e 3 são acoplados. A separação física de $\lambda/4$ impossibilita que o acesso em (1), seja alterado pelo diodo que estiver conduzindo. Essas chaves apresentam altos índices de reflexão. Para resolver o problema da alta reflexão, que não é tolerada em sistemas de microondas a potência refletida deve ser absorvida por uma carga e por acopladores direcionais que impedem o elevado coeficiente de onda estacionária.

As necessidades de taxa de transmissão de sinais em circuitos de altas frequências levaram ao desenvolvimento de circuitos de estrutura planar. Ou seja, ao invés de serem usadas linhas de transmissão tradicionais tais como, cabos coaxiais e outros guias de onda, são utilizadas linha de transmissão de estrutura planar. A estrutura planar em circuito de microfita possui modo de propagação quase - TEM, em que as componentes de campo elétrico e magnético longitudinais podem ser desprezíveis, pois demonstrações baseadas nas equações de Maxwell e na distribuição de campos quase - estática da microfita podem ser utilizadas para mostrar que esta

estrutura não pode suportar uma onda puramente TEM, devido a não estar envolvida por um único dielétrico [13],[14]. A vantagem da utilização está na simplicidade do projeto e concepção dessas linhas bem como a diminuição do espaço físico ocupado pelo circuito de atraso. O espaço é menor, se comparado com o espaço ocupado por uma linha fendida ilustrada pela Figura 5(b), uma vez que as linhas de microfita que tem como objetivo inserir o atraso de fase na recepção do sistema possui tamanho reduzido. A desvantagem ao se utilizar linhas de microfita como estrutura defasadora que além das perdas no substrato em que é construída a linha, para cada defasagem desejada deve-se projetar uma linha de transmissão equivalente a esse atraso.

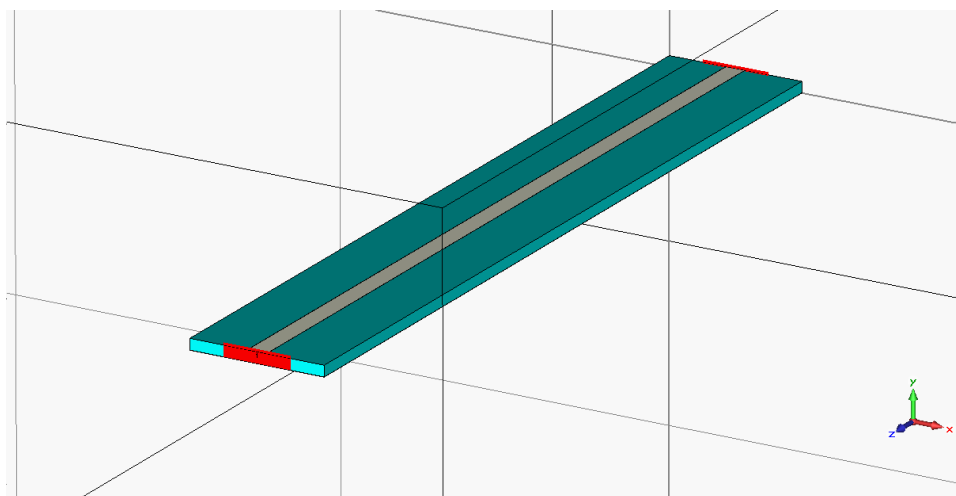


Figura 11- Exemplo de uma linha de microfita que possui a função de atrasar a fase de um sinal em alta frequência.

O circuito na Figura 11 é um exemplo de estrutura planar que pode funcionar como linha de transmissão de modo a proporcionar um atraso de fase no sinal recebido por uma fonte.

As linhas de transmissão em estrutura de microfita foram projetadas obedecendo à seguinte relação entre a largura da fita e a altura do substrato como:

$$a = \frac{W}{h} > 1 \quad (30)$$

em que largura da fita é de 2,86 mm e a altura do substrato FR4 é de 1,60 mm. Para esse caso a impedância de saída é dada por

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{ef}}} \cdot \frac{1}{a+1,393+0,667 \cdot \ln(a+1,444)} \quad (31)$$

A permissividade efetiva do substrato utilizado FR4, com $\varepsilon_r \cong 4,6$, é dada por

$$\varepsilon_{ef} = \frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{2} \cdot \left(1 + \frac{12}{a}\right)^{-1/2} \quad (32)$$

A frequência de trabalho das linhas é da ordem de 1,80 GHz, o que fornece um comprimento de onda igual a

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{1,8 \times 10^9} \cong 0,167m \quad (33)$$

Ao considerar que a impedância de saída é casada para 50 Ω tem-se a permissividade efetiva é dada por

$$\varepsilon_{ef} = \left(\frac{120\pi}{50} \cdot \frac{1}{a+1,393+0,667 \cdot \ln(a+1,444)} \right)^2$$

$$\varepsilon_{ef} = \left(\frac{120\pi}{50} \cdot \frac{1}{1,787 + 1,393 + 0,667 \cdot \ln(1,787 + 1,444)} \right)^2$$

$$\varepsilon_{ef} = 3.62 \quad (34)$$

Quando é necessário efetuar um casamento de impedância da estrutura da Figura 10, com a impedância da carga, deseja-se verificar o casamento que a microfita é capaz de produzir. Para se obter um defasamento de ψ (em graus), é só lembrar das expressões: $\psi = \beta \cdot l$ e $\beta = 2\pi/\lambda_g$.

Nestas expressões β é a constante de fase, λ_g é o comprimento de onda guiada na microfita e l é o comprimento da microfita. Dessas expressões pode-se escrever que

$$\psi = \frac{2\pi \cdot l}{\lambda_g} \quad (35)$$

Com os valores da permissividade efetiva e do comprimento de onda no vácuo λ_0 , pode-se calcular o comprimento de onda guiada que é dado por

$$\lambda_g = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \cdot \lambda_0 = 0,0878 = 87,8mm. \quad (36)$$

E a constante de fase para este caso que é

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} = 71,56 \quad (37)$$

De acordo com a teoria de construção de linhas de transmissão em microfita com atraso desejado, ao final teria-se linhas de comprimento de uma ordem de comprimento diminuto, difíceis de lidar em laboratório. Para solucionar este problema foi adicionado um comprimento de onda a mais em cada uma das linhas de atraso. Porém ao realizar este procedimento foi aumentado o tamanho do circuito bem como as perdas nas linhas de transmissão. Então as defasagens obtidas

- $0^\circ + 360^\circ = 360^\circ$;
- $45^\circ + 360^\circ = 405^\circ$;
- $90^\circ + 360^\circ = 450^\circ$;
- $225^\circ + 360^\circ = 585^\circ$;
- $135^\circ + 360^\circ = 495^\circ$;
- $180^\circ + 360^\circ = 540^\circ$;
- $270^\circ + 360^\circ = 630^\circ$;
- $315^\circ + 360^\circ = 675^\circ$;
- $360^\circ + 360^\circ = 720^\circ$.

Estes atrasos são equivalentes aos atrasos desejados, pois ao ser inserido um comprimento de onda os comprimentos das linhas de transmissão temos arcos côngruos o que garante a defasagem desejada. Também foi possível a concepção dessas linhas em laboratório estes comprimentos.

Para os casos acima os comprimentos teóricos seriam então

I. $\theta = 2\pi$

$$l = \frac{2\pi}{2\pi} \cdot 87,8 = \mathbf{87,8 \text{ mm}} \quad (38.1)$$

II. $\theta = \frac{9\pi}{4}$

$$l = \frac{9\pi}{2\pi \cdot 4} \cdot 87,8 = \mathbf{98,78 \text{ mm}} \quad (38.2)$$

III. $\theta = \frac{5\pi}{2}$

$$l = \frac{5\pi}{2\pi \cdot 2} \cdot 87,8 = \mathbf{109,75 \text{ mm}} \quad (38.3)$$

IV. $\theta = \frac{11\pi}{4}$

$$l = \frac{11\pi}{2\pi \cdot 4} \cdot 87,8 = \mathbf{120,73 \text{ mm}} \quad (38.4)$$

V. $\theta = 3\pi$

$$l = \frac{3\pi}{2\pi} \cdot 87,8 = \mathbf{131,70 \text{ mm}} \quad (38.5)$$

VI. $\theta = \frac{7\pi}{2}$

$$l = \frac{7\pi}{2\pi \cdot 2} \cdot 87,8 = \mathbf{153,65 \text{ mm}} \quad (38.6)$$

VII. $\theta = \frac{13\pi}{4}$

$$l = \frac{13\pi}{2\pi \cdot 4} \cdot 87,8 = \mathbf{142,68 \text{ mm}} \quad (38.7)$$

VIII. $\theta = \frac{15\pi}{4}$

$$l = \frac{15\pi}{2\pi \cdot 4} \cdot 87,8 = \mathbf{164,62 \text{ mm}} \quad (38.8)$$

IX. $\theta = 4\pi$

$$l = \frac{4\pi}{2\pi} \cdot 87,8 = \mathbf{175,60 \text{ mm}} \quad (38.9)$$

Essas linhas com esses comprimentos e considerando a impressão das mesmas em substrato FR considerando as relações observadas nas Equações de 30 à 34, simuladas em CST[®]. Porém após a simulação seus comprimentos reais necessários, uma vez que ao inserir as medidas acima, foi verificado que os atrasos requeridos não eram os da teoria, um comprimento adicional foi realizado em cada uma das linhas. Apenas quando à cada linha era inserido um comprimento adicional aproximado de 3,50 mm, os atrasos estavam bem próximos da teoria. E ao fim os comprimentos reais das linhas foram

1. $0^\circ = 91,38 \text{ mm};$
2. $45^\circ = 102,28 \text{ mm};$
3. $90^\circ = 113,25 \text{ mm};$
4. $135^\circ = 124,23 \text{ mm};$
5. $180^\circ = 135,20 \text{ mm};$
6. $270^\circ = 157,15 \text{ mm};$
7. $225^\circ = 146,18 \text{ mm};$
8. $315^\circ = 168,12 \text{ mm}.$
9. $360^\circ = 210,60 \text{ mm}$

As respostas em frequência para essas linhas projetadas e construídas encontram – se no Anexo D deste texto. Cada uma dessas linhas de a forma semelhante a linha observada na Figura 11, em que as mesmas diferem apenas no comprimento.

Após a construção das linhas de transmissão defasadoras, todas as medições para a aquisição da fase são realizadas seguindo o raciocínio de colocar em um dos braços do dipolo uma linha equivalente aos 0° (elétricos) na frequência de trabalho desejada. E no outro dipolo a linha de atraso equivalente à diferença de fase desejada. O sinal resultante é a soma dos dois sinais captados pelos dipolos com a inserção destas linhas de atraso. Uma análise fasorial obtida pela soma dos sinais em altas frequências é realizada com o objetivo de conseguir descobrir a fase do sinal transmitido ao considerar a onda completamente polarizada.

As medições realizadas para a primeira e segunda parte do experimento partiram da definição padrão de polarização eletromagnética na RCD. Nessa região tem - se a propagação de uma onda plana. Os devidos cuidados, em relação à distância entre transmissão e recepção, que são realizados, tomando como base a maior dimensão física das antenas para garantir que todas as medições fossem realizadas nesta região, para termos a propagação de uma onda plana, foram tomados. Assim como o uso de antenas que na frequência de operação do sistema. Tanto na transmissão como na recepção do sinal de microondas. E todas as variáveis, como interferência no ambiente de medição, perdas em cabos e conectores, imperfeição na construção dos dipolos utilizados na recepção, perdas em cabos, dentre outros que pudessem levar a discrepâncias durante as medições foram analisadas.

O projeto das linhas de transmissão e de algumas antenas utilizadas como transmissoras para o método da componente linear modificado, bem como a construção das antenas, foi realizado de acordo com a teoria encontrada na literatura e estudada durante o trabalho proposto [15],[16].

3.3 Abordagem Matemática

A abordagem matemática para ter acesso à fase da polarização da onda EM na RCD é feita utilizando a análise fasorial do sinal que é recebido por cada dipolo, e do sinal resultante no receptor da Figura 5(b). A defasagem que é introduzida pelos componentes discretos não identifica a fase do sinal transmitido, ela permite deduzir

esta fase após uma soma fasorial das duas componentes. O que seria mais simples é a construção de um sistema para identificação da fase do campo elétrico emitido.

Os casos particulares foram testados com o intuito de validar o método. Mas para o caso geral, em que a fase da polarização do sinal emitido pela antena transmissora não é conhecida, tem-se o seguinte raciocínio

Ao partir da consideração de que os campos captados pelos dipolos são da forma

$$\vec{E}_v = E_v \cdot e^{j0^\circ} \hat{v} \quad (39.1)$$

$$\vec{E}_h = E_h \cdot e^{j(\psi+\theta)} \hat{h} \quad (39.2)$$

Em que ψ é a diferença de fase entre os dois sinais captados pelos dipolos, ou seja, a fase da polarização do sinal transmitido, e θ é o atraso inserido intencionalmente com o objetivo de encontrar a fase do sinal emitido, então o receptor que realiza uma soma fasorial dos sinais em altas frequências, tem seu campo resultante dado por

$$\vec{E}_R = \vec{E}_v + \vec{E}_h. \quad (40.1)$$

Em forma fasorial tem-se que

$$E_R = E_v e^{j0^\circ} + E_h e^{j(\psi+\theta)} \quad (40.2)$$

Ao desenvolver essa expressão tem-se que

$$\begin{aligned} E_R &= E_v \cos(0^\circ) + E_h \cos(\theta + \psi) + jE_h [\text{sen}(\theta + \psi)] \\ E_R &= E_v + E_h [\cos(\theta) \cdot \cos(\psi) - \text{sen}(\theta) \cdot \text{sen}(\psi)] + jE_h [\text{sen}(\theta) \cdot \cos(\psi) + \\ &\text{sen}(\psi) \cdot \cos(\theta)] \end{aligned} \quad (41.1)$$

Uma vez que E_R , E_h , E_v e ψ são conhecidos pode-se adotar que

$$\begin{cases} A = E_h \cdot \cos(\theta) \\ B = E_h \cdot \sin(\theta) \\ C = E_R \end{cases} \quad (41.2)$$

E que $z = a + bi$;

$$a = E_v + A \cdot \cos(\psi) - B \cdot \sin(\psi) \quad (42.1)$$

$$b = A \cdot \sin(\psi) + B \cdot \cos(\psi) \quad (42.2)$$

$$C = E_v + A \cdot \cos(\psi) - B \cdot \sin(\psi) + j[A \cdot \sin(\psi) + B \cdot \cos(\psi)]. \quad (42.3)$$

O valor de C nesta equação é o módulo do campo elétrico E_R e este módulo é dado por

$$|z| = \sqrt{a^2 + b^2} \quad (42.4)$$

Portanto tem-se ao desenvolver a expressão (42.3) em (42.4) que:

$$\begin{aligned} |C| &= \sqrt{[E_v + A \cdot \cos(\psi) - B \cdot \sin(\psi)]^2 + [A \cdot \sin(\psi) + B \cdot \cos(\psi)]^2} \\ C^2 &= E_v^2 + A^2 + B^2 + 2 \cdot E_v [A \cdot \cos(\psi) - B \cdot \sin(\psi)] \end{aligned} \quad (43).$$

Para o caso em que o ângulo ψ é desconhecido tem-se:

$$C^2 - E_v^2 - A^2 - B^2 = 2 \cdot E_v [A \cdot \cos(\psi) - B \cdot \sin(\psi)]$$

$$\frac{C^2 - E_v^2 - A^2 - B^2}{2 \cdot E_v} = A \cdot \cos(\psi) - B \cdot \sin(\psi) \quad (44.1).$$

Fazendo $D = (C^2 - E_v^2 - A^2 - B^2)/2E_v$, tem-se

$$D = A \cdot \cos(\psi) - B \cdot \text{sen}(\psi) \quad (44.2).$$

Utilizando a expressão

$$\cos(\psi) = \pm \sqrt{1 - \text{sen}^2(\psi)} \quad (45.1)$$

Em (44.2) tem-se que

$$D = A \cdot \sqrt{1 - \text{sen}^2(\psi)} - B \cdot \text{sen}(\psi). \quad (46.1)$$

Denotando $x = \text{sen}(\psi)$, pode-se escrever a Equação (46.1) como

$$D = A \cdot \sqrt{1 - x^2} - B \cdot x. \quad (46.2).$$

Ao desenvolver a equação (46.2), chega-se à expressão que relaciona o ângulo desconhecido ψ , com as constantes conhecidas. Os cálculos para chegar à identidade da Equação (47), estão no Anexo D do texto.

$$\text{sen}(\psi) = \frac{-D \pm [(DB)^2 - (A^2 + B^2) \cdot (D^2 - A^2)]^{1/2}}{(A^2 + B^2)} \quad (47).$$

Foi realizada uma análise para validar a Equação (43), para os casos elementares. Os resultados podem ser vistos na Tabela 2 e todo o desenvolvimento matemático que se encontra Anexo C.

Tabela 2 – Padrões de polarização testados.

Perfil de Polarização	E_h	E_v	θ	$ E_R $	ψ
Linear à 45°	1,00	1,00	45°	$\sqrt{2}$	45°
Linear à 135°	1,00	1,00	45°	0	135°
Circular à esquerda	1,00	1,00	45°	$\sqrt{2 - \sqrt{2}}$	90°
Circular à direita	1,00	1,00	45°	$\sqrt{2 + \sqrt{2}}$	270°

Antes da aplicação do método da componente linear modificado um experimento auxiliar foi realizado com o objetivo de analisar o sistema de medição da componente linear modificado. Para a primeira parte do experimento, que consiste na obtenção da razão axial da elipse de polarização, foi verificado o nível de campo em cada dipolo utilizado, pois mesmos com todos os devidos cuidados, como os mesmos possuir as mesmas dimensões físicas, mesmo comprimento de cabo coaxial, dentre outros, torna-se uma tarefa não trivial construir dipolos idênticos. Então uma medição considerando o caso em que os dipolos deveriam dar a mesma resposta em termos de amplitude de campo elétrico foi realizada. E caso exista essa diferença ela será compensada nas outras medições seguintes.

Outra medição auxiliar para certificar o comportamento da inserção da fase no sistema foi realizado com o intuito de validar o sistema defasador. Os resultados destes experimentos auxiliares, bem como a aplicação do método da componente linear modificado serão apresentados no capítulo seguinte.

Capítulo 4

Resultados

Neste capítulo, são apresentados os resultados de simulações e experimentos relativos ao estudo da reconstrução da polarização eletromagnética na RCD. As análises foram realizadas considerando inicialmente o modelo proposto por Kraus [10], nas Figuras 5 (a) e 5 (b). Modificações foram realizadas nesse modelo com o objetivo de aperfeiçoar o método e também adaptá-lo devido aos recursos limitados. Para a medição da razão axial foram utilizadas algumas antenas de referência. Algumas destas antenas já estavam dispostas no LEMA e algumas foram intencionalmente projetadas e simuladas no CST[®], construídas e testadas em laboratório com o objetivo de, validar a metodologia experimental para a obtenção da polarização da onda em pelo método da componente linear. No circuito para a aquisição de fase foram utilizadas linhas atraso miniaturizadas em circuito de microfita no substrato FR4. Elas também foram projetadas e simuladas no ambiente do CST[®], concebidas e testadas no LEMA.

4.1 Realização de testes

Inicialmente, dentre os métodos abordados neste texto, foi escolhido o método da componente linear. O método proposto por Kraus [10] foi testado no LEMA. Porém alguns problemas de não conformidade foram detectados. Principalmente no que diz respeito ao circuito para a aquisição da fase da polarização do campo elétrico. Dentre as dificuldades pode-se citar.

- O processo seguinte foi o de identificação da razão axial da elipse de polarização como indicado na Figura 5 (a), utilizando na transmissão antenas com polarização conhecidas. Na Figura 5 (b), o esquema montado tem como objetivo

encontrar a fase do sinal transmitido, usando como circuito de atraso a linha fendida casada;

- Na montagem que é descrita nas Figuras 5 (a) e (b), pode-se ver inicialmente dois dipolos de meia onda que no laboratório foram projetados para faixa dos 1,8 GHz e montados conforme a ilustração. Eles estão espaçados de forma a não existir problema de acoplamento magnético. Apesar de ajustar essa distância de separação existe um acoplamento entre os dipolos que somado às interferências externas do sistema, pode fornecer uma discrepância.
- O nível do sinal captado pela linha fendida era muito pequeno. Até encontrar um equipamento de medição que possuísse sensibilidade suficiente para captar o sinal nos terminais da linha fendida o tempo gasto foi dispendioso;
- O sinal obtido nos terminais de saída da linha fendida era de natureza modulada. Porém o interesse era de se obter em seus terminais um sinal em alta frequência. Como não foi possível alterar o circuito da linha fendida a fim de obter esse tipo de sinal, então foi descartada a possibilidade de utilização.
- Uma solução para contornar o problema foi à construção de circuitos defasadores utilizando elementos passivos. Os componentes passivos possuem a limitação na frequência de operação, geralmente em sinais VHF e UHF. Esse circuito de defasagem utiliza também diodo PIN, que além de apresentar limitações de frequência é um componente bastante sensível aos sinais de entrada;
- Ao projetar o defasador, a limitação encontrada, além da sensibilidade dos diodos e capacitores envolvidos na concepção do projeto foi que a fase da polarização da onda gerada deveria ser previamente conhecida, para que se projetasse um circuito com o atraso conhecido, com a utilização desses componentes;

2 Outra provável solução proposta foi a tentativa de aquisição de um defasador digital ou analógico de sinais em altas frequências, porém as limitações encontradas foram às seguintes:

- A dificuldade de utilizar um defasador digital, e que o mesmo não fornece uma resposta contínua de fase;
- A dificuldade devido aos recursos disponíveis para aquisição de um defasador digital ou analógico para a aplicação neste projeto;

Para substituir a linha fendida da Figura 5 (b) foram construídas linhas de microfita defasadoras, que inicialmente foram simulados no software CST[®], e utilizando estas linhas como o circuito de atraso para a segunda etapa de medição ilustrada pela Figura 5 (b), os resultados obtidos em laboratório encontram-se posteriormente no texto.

4.2 Teste para validação do método da componente linear modificado

Na tentativa de averiguar se o sistema de medição para aquisição da fase estava de fato funcionando, um experimento auxiliar foi realizado baseado na Figura 12.

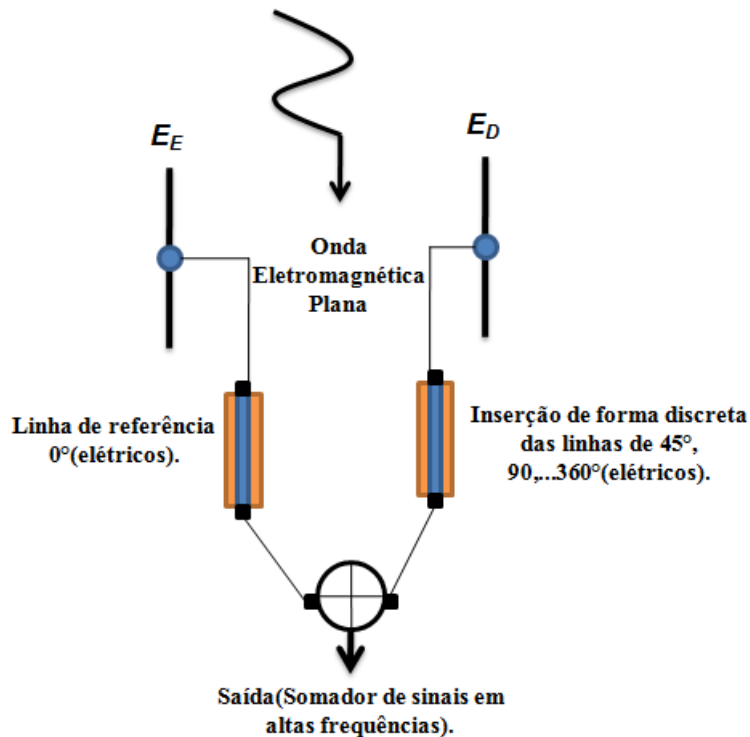


Figura 12 – Esboço do esquema de medição para a certificação da fase.

Os parâmetros para esta medição considerados foram os seguintes:

- Frequência de operação: 1,8 GHz;
- Distância entre Tx/Rx: $10,37\lambda$;
- Altura do plano de terra: $6,90\lambda$;
- Distância entre os dois dipolos: $\approx 1,0\lambda$;
- Tx: Antena log - periódica orientada à 90° no sentido anti – horário;
- Rx: Dipolos orientados a 90° , paralelos com a Tx;
- E_E = dipolo disposto no lado esquerdo do observador no plano de medição;
- E_D = dipolo disposto no lado direito do observador no plano de medição.

Foi realizada uma medição dos níveis de sinal em cada dipolo, de forma individual. Depois, como pode ser visto na Figura 12, uma linha de microfita equivalente aos 0° (elétricos) foi inserida no braço do dipolo disposto no lado esquerdo e uma a uma as linhas com os atrasos desejados foram inseridas no dipolo disposto no lado direito e o nível no somador foi aferido. Os valores de campo elétrico estão dispostos na Tabela 3.

Tabela 3 – Resultados obtidos durante a medição para a certificação da fase do campo elétrico ($f = 1,8 \text{ GHz}$).

Disposição dos Dipolos	E (mV)
(E_D)	70,39
(E_E)	81,44
(E_E) + (E_D)	98,00
[$E_E(0^\circ)$] + [$E_D(45^\circ)$]	78,30
[$E_E(0^\circ)$] + [$E_D(90^\circ)$]	50,40
[$E_E(0^\circ)$] + [$E_D(135^\circ)$]	22,64
[$E_E(0^\circ)$] + [$E_D(180^\circ)$]	16,93
[$E_E(0^\circ)$] + [$E_D(225^\circ)$]	52,15
[$E_E(0^\circ)$] + [$E_D(270^\circ)$]	75,20
[$E_E(0^\circ)$] + [$E_D(315^\circ)$]	94,20
[$E_E(0^\circ)$] + [$E_D(360^\circ)$]	99,05

Um conjunto de medições foi realizado em laboratório e o valor médio dessas medidas foi disposto na Tabela 3. O comportamento teórico para nível de campo elétrico ao considerar a onda eletromagnética recebida proveniente de uma fonte na região de campo distante plana senoidal. Esse comportamento contínuo da onda tem a forma aproximada por

$$\vec{E}_e = E_E \text{sen}(\omega t) \hat{e} \quad (48.1)$$

$$\vec{E}_d = E_D \text{sen}(\omega t + \theta) \hat{d} \text{ com } \theta = 45^\circ, 60^\circ, \dots 315^\circ \quad (48.2)$$

$$\vec{E}_R = \vec{E}_e + \vec{E}_d \quad (48.3)$$

Ao considerar as amplitudes dos campos elétricos obtidas pelos dipolos dispostos no lado esquerdo e direito do observador no plano de medição normalizadas, tem-se então que o resultado esperado para cada inserção de cada linha de atraso no braço direito do dipolo conforme as ilustrações das Figuras de 13 a 21. Onde E_R equivale à soma dos dois sinais, ou seja, o nível de campo elétrico do dipolo disposto no

lado direito somado com nível de campo do dipolo disposto no lado esquerdo do observador ao olhar o sistema de recepção. O valor instantâneo desse defasamento pode ser visto nas ilustrações dispostas da Figuras 13 a 21.

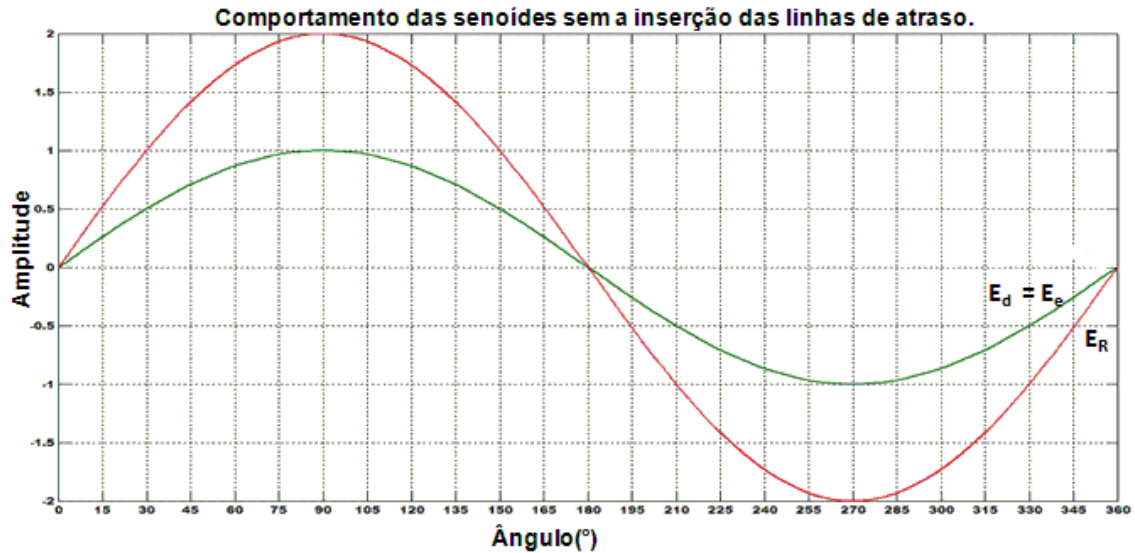


Figura 13 - Valor instantâneo do campo elétrico na ausência das linhas de atraso.

Na Figura 13 pode ser observado que os níveis de campo normalizados obtidos pelos dipolos dispostos no lado esquerdo e direito respectivamente na frequência de 1,8 GHz são coincidentes. E ainda que estes níveis estão em fase com o módulo do sinal resultante o que de fato é esperado.

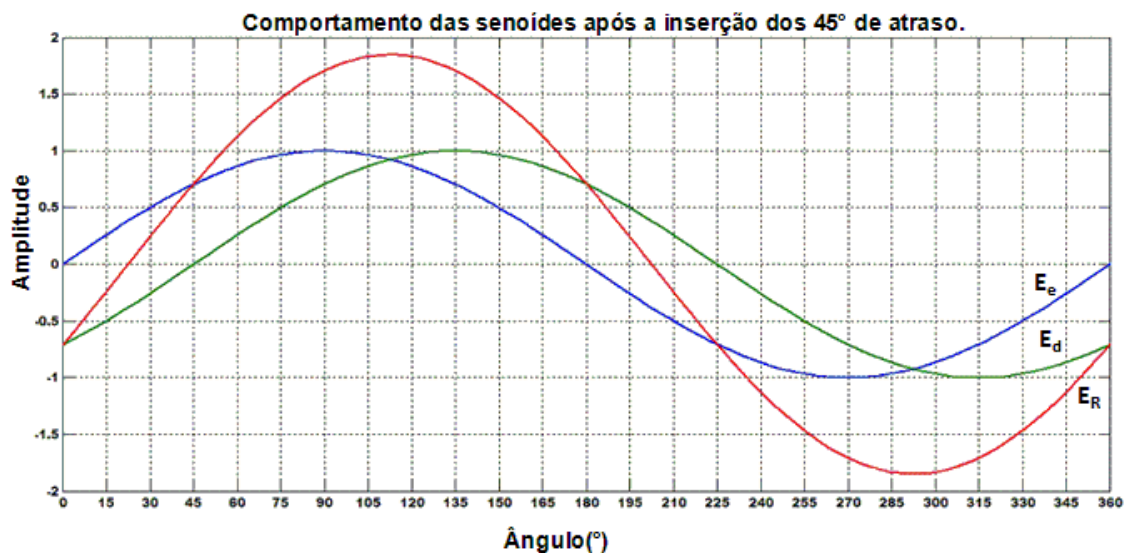


Figura 14 - Valor instantâneo do campo elétrico com as linhas de atraso de forma a atrasar o sinal em 45° .

Na Figura 14 pode ser visto que os níveis de campo, normalizados obtidos pelos dipolos dispostos nos lados, esquerdo e direito respectivamente no plano de medição tem um atraso de fase da ordem de 45° . E que o sinal resultante em módulo é maior que o nível aferido por esses dipolos.

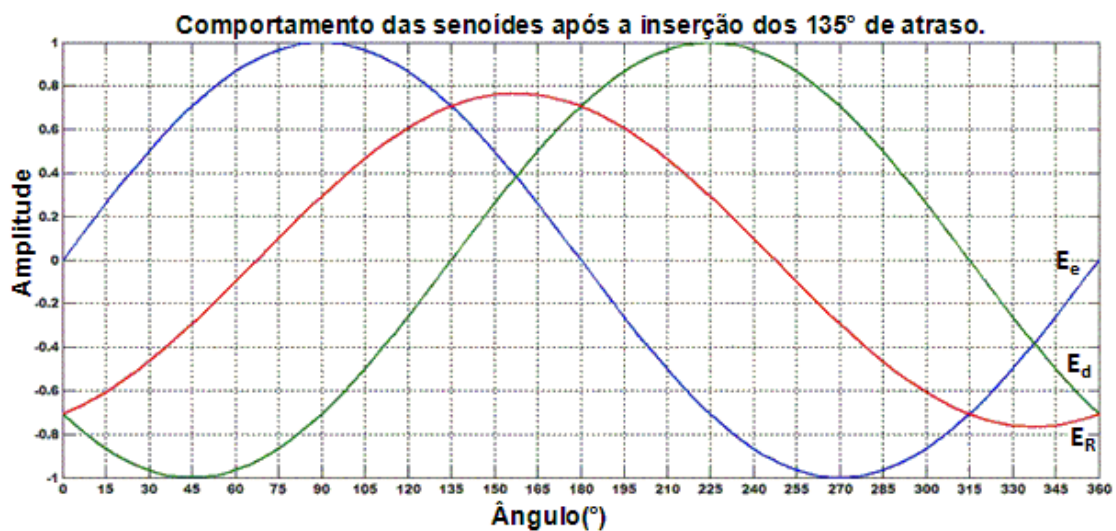


Figura 15 - Valor instantâneo do campo elétrico com as linhas de atraso de forma a atrasar o sinal em 90° .

Na Figura 15 é observado que os sinais normalizados obtidos pelos dipolos do lado esquerdo e direito respectivamente estão defasados de 90° . O que é esperado para esse caso.

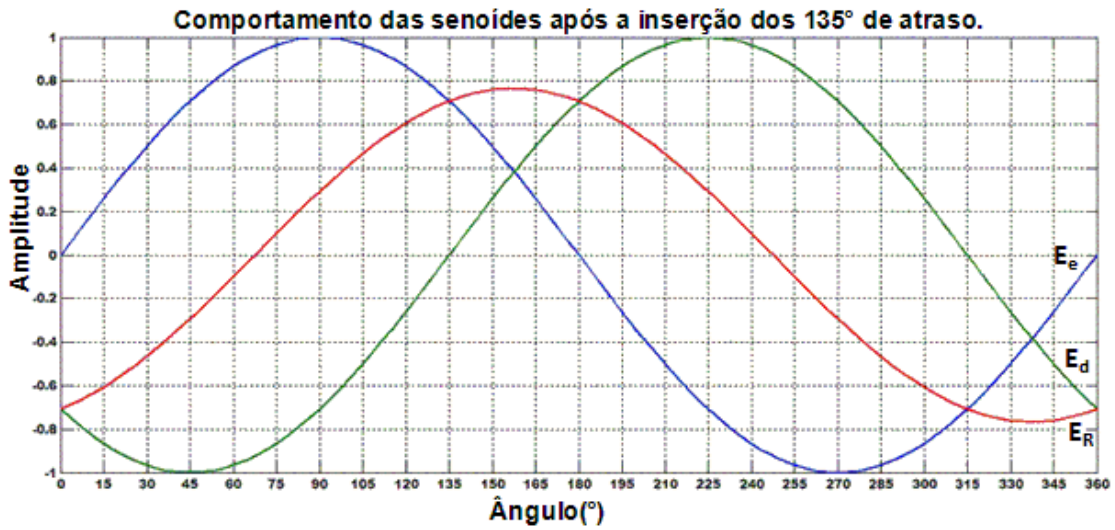


Figura 16 - Valor instantâneo do campo elétrico com as linhas de atraso de forma a atrasar o sinal em 135° .

Na Figura 16 pode-se observar que os sinais obtidos pelos dipolos dispostos nos lados, esquerdo e direito do plano de medição de forma respectiva apresentam uma diferença de fase de 135° . E também pode ser visto que em um período de tempo, o sinal resultante tem módulo inferior ao aferido pelos dois dipolos de forma individual.

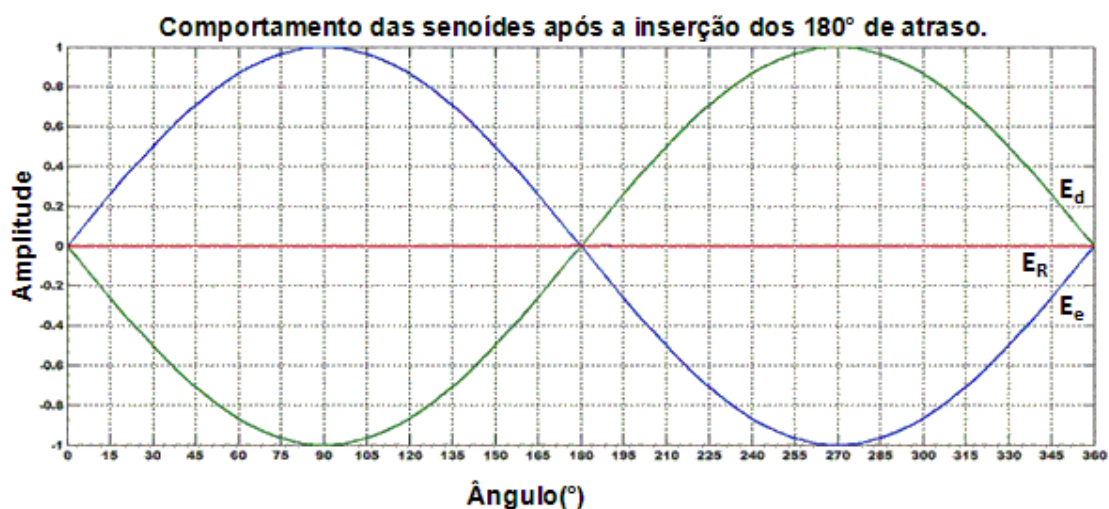


Figura 17 - Valor instantâneo do campo elétrico com as linhas de atraso de forma a atrasar o sinal em 180° .

Na Figura 17 pode ser visto que os níveis de campo normalizados, obtidos pelos dipolos dispostos nos lados, esquerdo e direito respectivamente tem comportamento simétrico, o que faz o sinal resultante em qualquer período de tempo ter módulo nulo. Ou seja, o nível mínimo de campo elétrico é obtido quando se insere um atraso de 180° , no caso em que os sistemas de transmissão e recepção estão dispostos de forma paralela.

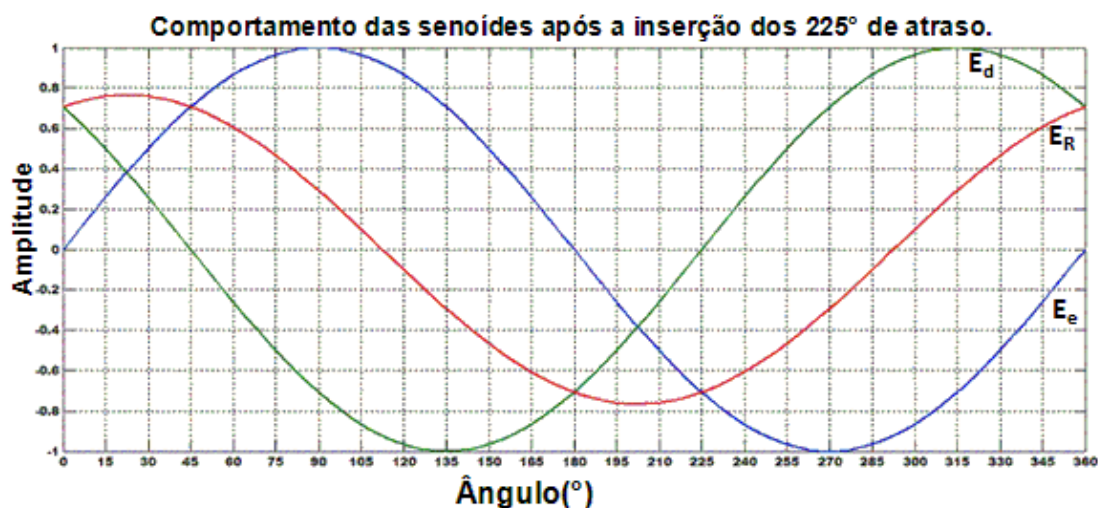


Figura 18 - Valor instantâneo do campo elétrico com as linhas de atraso de forma a atrasar o sinal em 225° .

Na Figura 18 os níveis de campo de forma normalizada, obtidos pelos dois dipolos, tem comportamento invertido, o que faz o sinal resultante ter comportamento

invertido, o que acontece quando é inserido um atraso de 225° . Esse atraso entre as componentes E_e e E_d pode ser visto nessa ilustração.

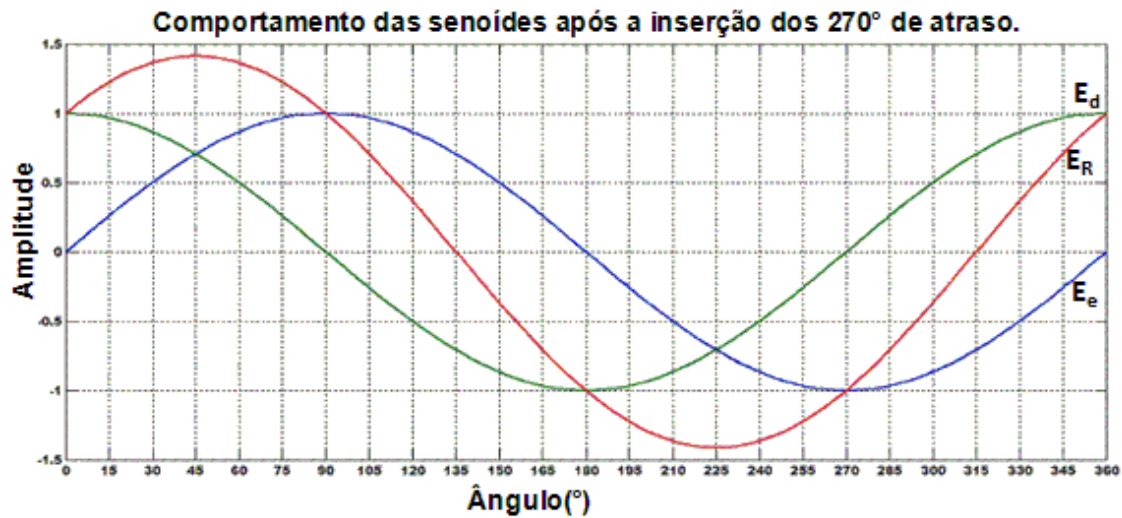


Figura 19 - Valor instantâneo do campo elétrico com as linhas de atraso de forma a atrasar o sinal em 270° .

Na Figura 19 os níveis de campo obtidos de forma normalizada pelos dois dipolos dispostos nos lados, esquerdo e direito do plano de medição apresentam uma diferença de fase de 270° . Ao se comparar este resultado com o resultado obtido na Figura 15, quando o atraso era de 90° , é observado que o sinal resultante nesses dois casos tem comportamento simétrico, o que é de fato esperado.

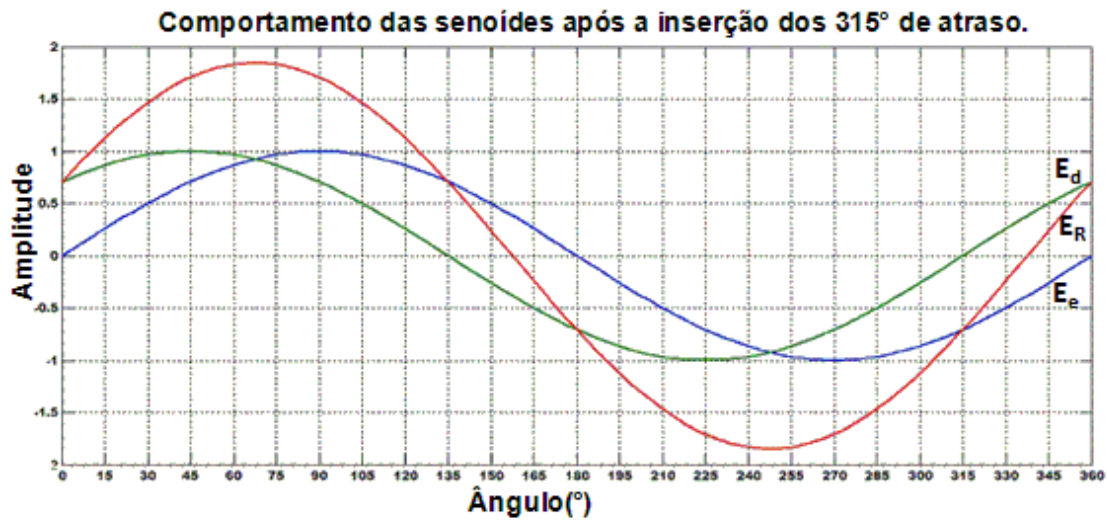


Figura 20 - Valor instantâneo do campo elétrico com as linhas de atraso de forma a atrasar o sinal em 315°.

Na Figura 20 é visto que a diferença de fase entre os níveis de campo obtidos pelos dois dipolos dispostos nos lados, esquerdo e direito do plano de medição tem uma diferença de fase de 315°. Ao comparar a curva resultante dessa ilustração com a da Figura 14, é observado o comportamento semelhante o que de fato é esperado.

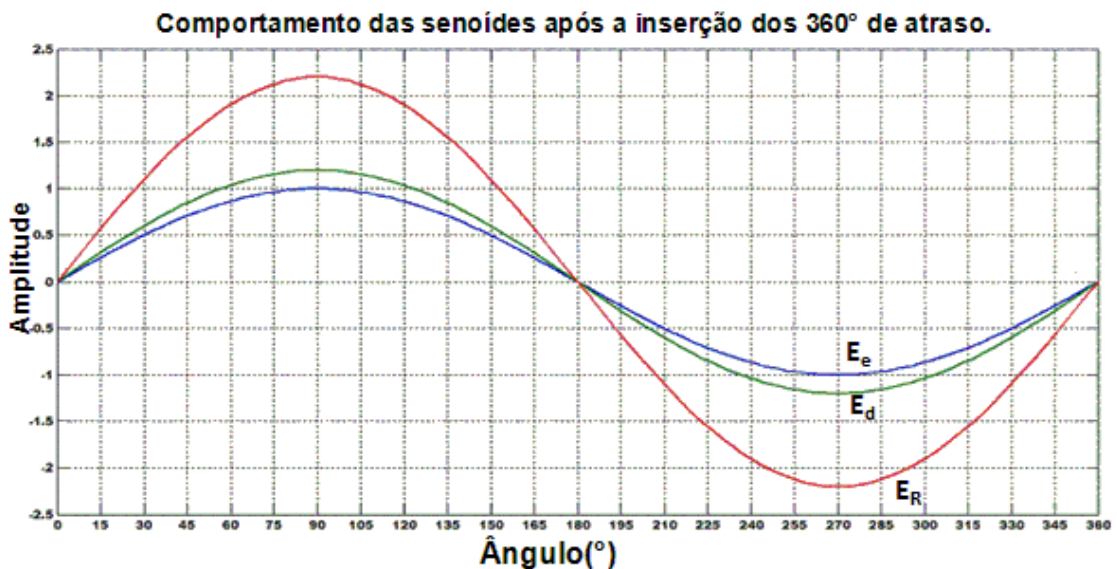


Figura 21 - Valor instantâneo do campo elétrico com as linhas de atraso de forma a atrasar o sinal em 360°.

Na Figura 21 pode-se observar que os níveis de campo normalizados obtidos pelos dois dipolos são praticamente coincidentes. E que o sinal resultante é praticamente

uma soma numérica dos dois sinais. Esse resultado é semelhante ao caso de não ter-se atraso de fase entre os dipolos E_e e E_d .

Após essa análise instantânea do comportamento do campo elétrico, a análise fasorial foi realizada com os fasores recebidos por cada dipolo da forma

$$\vec{E}_e = E_e e^{j0^\circ} \hat{e} \quad (49.1)$$

$$\vec{E}_d = E_d e^{j\theta} \hat{d}, \text{ com } \theta = 45^\circ, 60^\circ, \dots, 315^\circ \quad (49.2)$$

A análise discreta do campo elétrico agora é realizada. Os valores da Tabela 3 foram normalizados e os teóricos também, considerando as amplitudes medidas e normalizadas de E_e e E_d . Os resultados teórico e medido, foram comparados e podem ser observados na Figura 22.

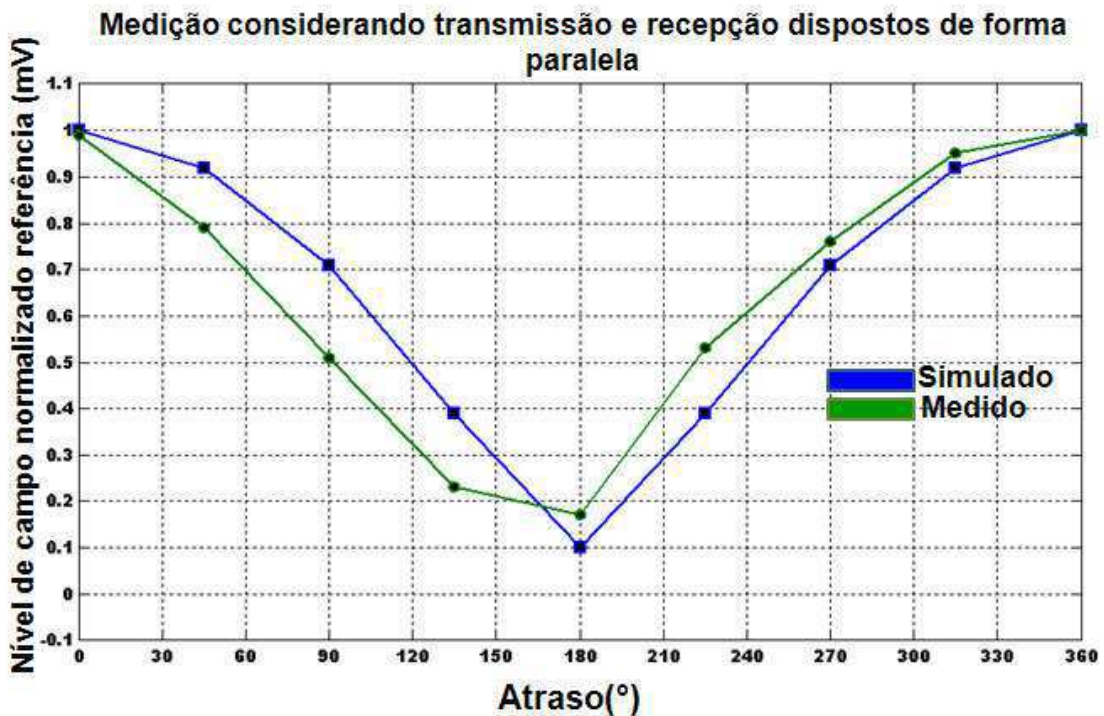


Figura 22 - Análise fasorial para o caso dos dipolos estarem dispostos de forma paralela ao sistema de transmissão.

Na ilustração da Figura 22 é possível verificar a validade do método e aceitabilidade entre os resultados, simulado e medido. Pois as curvas possuem bastante conformidade, principalmente entre vales e picos. A análise fasorial normalizada foi realizada computacionalmente e comparada para cada caso com o valor medido.

4.3 Medição da razão axial

Inicialmente, para a verificação da resposta da fase da polarização da onda EM, foi realizada uma medição orientando os dipolos em eixos lineares (vertical e horizontal), por isso o nome do método da componente linear. A nomenclatura sentido anti-horário é adotada ao considerar o observador olhando a onda EM transmitida se afastando. As disposições espaciais originais E_v e E_h representa, que os dipolos estão orientados na direção vertical e horizontal respectivamente.

As medições da razão axial seguiram o padrão disposto pelas ilustrações das Figuras 23 a 29.

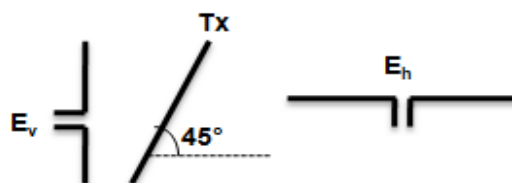


Figura 23 – Esboço para a medição pelo método da componente linear com a antena log-periódica orientada à 45° no sentido anti – horário (Tx).

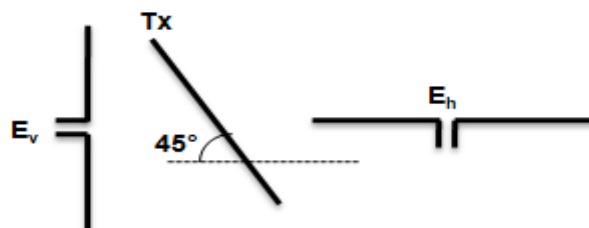


Figura 24 – Esboço para a medição pelo método da componente linear com a antena Log-periódica orientada à 135° no sentido anti - horário (Tx).

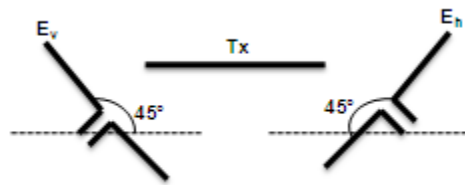


Figura 25 – Esboço para a medição com os dipolos cruzados de 45° e a antena log-periódica orientada à 180° no sentido anti – horário (T_x).

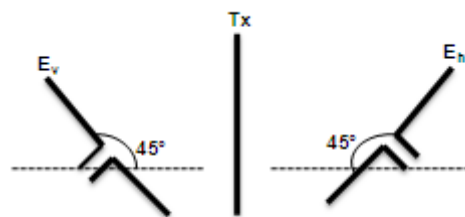


Figura 26 – Esboço para a medição com os dipolos cruzados à 45° e a antena log-periódica orientada à 90° no sentido anti – horário (T_x).

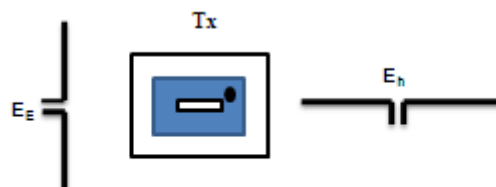


Figura 27 – Esboço para a medição usando o método da componente linear com a antena miniaturizada com polarização circular à direita (T_x).

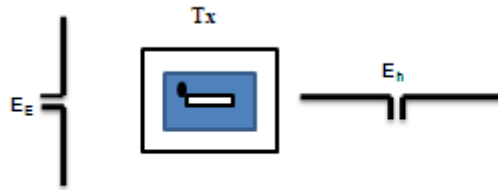


Figura 28 – Esboço para a medição usando método da componente linear com a antena miniaturizada com polarização circular à esquerda (Tx).

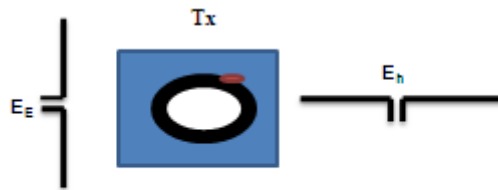


Figura 29 – Esboço para a medição usando o método da componente linear com uma antena com polarização elíptica (Tx).

Os dados pertinentes a essa primeira etapa de medição foram os seguintes:

- Distância entre Tx/Rx: 151,50 cm($9,10\lambda$);
- Frequência de operação do sistema: $\cong 1,8$ GHz
- Altura do plano de terra: $6,90\lambda$;
- Distância entre os dois dipolos: $\cong 1,0\lambda$;
- Maior dimensão dos dipolos: $D = 8,0$ cm;
- Maior dimensão da antena miniaturizada à direita: $D = 6,0$ cm;
- Maior dimensão da antena miniaturizada à esquerda: $D = 5,0$ cm;
- Maior dimensão da antena miniaturizada elíptica: $D = 6,0$ cm;
- Maior dimensão da log-periódica: $D = 28,0$ cm;

Apesar da antena log-periódica utilizada como transmissora para gerar um sinal com polarização linear na RCD, possuir maior dimensão física em torno dos 28,0 cm, para a frequência de trabalho na primeira etapa do experimento, o comprimento máximo para tal frequência é bem inferior a essa medida, pois na frequência de trabalho tem-se a

maior dimensão em torno dos 10,0 cm e, portanto, para o sistema de medição a RCD obedece a seguinte relação

$$\frac{1}{3}\lambda < D < 2,5 \text{ e } r > 5D \quad (50)$$

Neste caso todas as medições realizadas obedecem esta relação, garantindo assim que o sistema opera na RCD, e nesta região temos a propagação de uma onda EM pode ser considerada plana.

Inicialmente com as antenas disponíveis no Laboratório e as construídas, foi medida a razão axial das mesmas e o resultado encontrado pode ser verificado na Tabela 4.

Tabela 4 – Medição da razão axial da elipse de polarização. ($r \cong 9,10\lambda$).

Perfil de Polarização (f = 1,8 GHz)	Razão axial (teórica)	Razão axial (medida)	Erro em relação ao valor medido(%)
Linear à 45°	1,00	1,13	13,00
Linear à 135°	1,00	1,20	20,00
Cruzada à 180°	1,00	1,08	8,00
Cruzada à 90°	1,00	1,02	2,00
Circular à direita	1,00	1,15	15,00
Circular à esquerda	1,00	1,15	15,00
Elíptica	---	3,11	---

As antenas utilizadas como transmissoras para a medição da razão axial foram às seguintes.

- Log-periódica emitindo um sinal em 1,8 GHz, para as lineares, 45° e 135° e cruzada 180° e 90°, já disposta no LEMA.
- Antenas miniaturizadas circulares à esquerda e à direita, projetadas e simuladas no CST[®] e construídas no substrato FR4, para ressoarem em torno dos 1,8 GHz;
- Antena miniaturizada elíptica, projetada e simulada no CST[®] e construída no substrato FR4 para ressoar na frequência de 1,8 GHz;

As antenas utilizadas para recepção foram dois dipolos lineares projetados para ressoarem na frequência de 1,8 GHz. As respostas das antenas elíptica, circulares à esquerda, e à direita e dos dipolos lineares, encontram-se no anexo D.

A partir dos resultados vistos na Tabela 4 algumas discrepâncias podem ser observadas. As possíveis causas para tais divergências são:

- Interferência externa no ambiente de medição. As medições foram realizadas diversas vezes e os melhores resultados estão dispostos na Tabela 4;
- Imperfeição na concepção das antenas transmissoras, tais como a elíptica, circular à direita, como pode ser visualizada no anexo D;
- Perdas nos cabos e conectores utilizados no sistema de medição;
- Descasamento de impedância de algumas antenas transmissoras;
- Imperfeição espacial na disposição da antena log-periódica. O posicionamento em inclinações tais como 45° e 135°, torna – se um pouco impreciso;
- Imperfeição na disposição espacial dos dipolos em algumas posições como na medição cruzada a 180°.

4.3 Aquisição da fase

A segunda parte do experimento foi realizada conforme o esquema ilustrado na Figura 30.

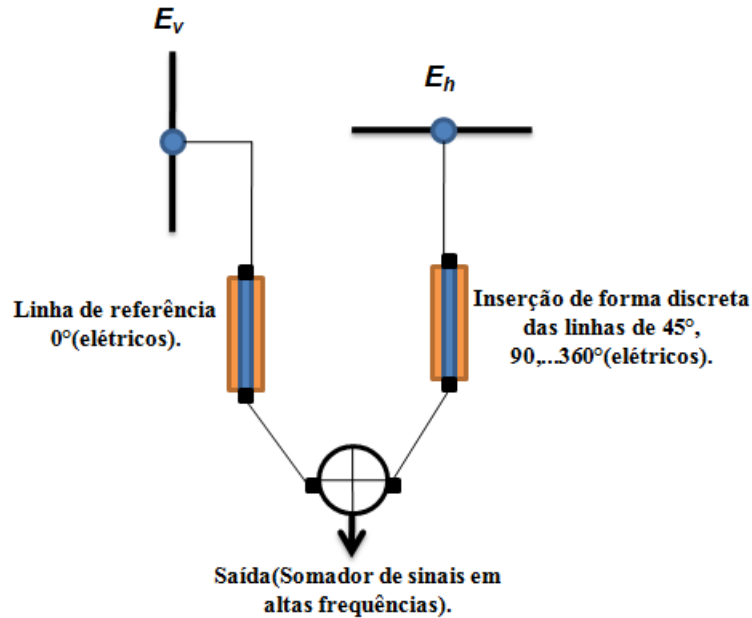


Figura 30 – Esboço do esquema para a medição usando o método da componente linear adaptado.

Muitas das antenas utilizadas para medir a razão axial da elipse de polarização foram também testadas na segunda parte do experimento. Inicialmente a análise foi feita, considerando a fonte como sendo a antena log-periódica orientada no sentido anti-horário à 135° , e os dipolos dispostos de forma perpendicular, como mostra a Figura 24. Teoricamente o circuito para aquisição para este caso detecta uma diferença teórica de fase de 135° entre os dois sinais captados pelos dipolos dispostos na horizontal e vertical. O valor instantâneo deste campo elétrico medido na RCD pode ser aproximado para

$$\vec{E}_h = E_h \text{sen}(\omega t) \hat{h} \quad (51.1)$$

$$\vec{E}_v = E_v \text{sen}(\omega t + 135^\circ + \psi^\circ) \hat{v} \quad (51.2)$$

$$\vec{E}_R = \vec{E}_h + \vec{E}_v \quad (51.3)$$

Na análise fasorial pode ser visto que os possíveis sinais detectados pelos dipolos são da forma

$$\vec{E}_h = E_h e^{j0^\circ} \hat{h} \quad (52.1)$$

$$\vec{E}_v = E_v e^{j(135^\circ + \theta)} \hat{v} \quad (52.2).$$

Os resultados, simulado e medido encontram-se na Figura 31.

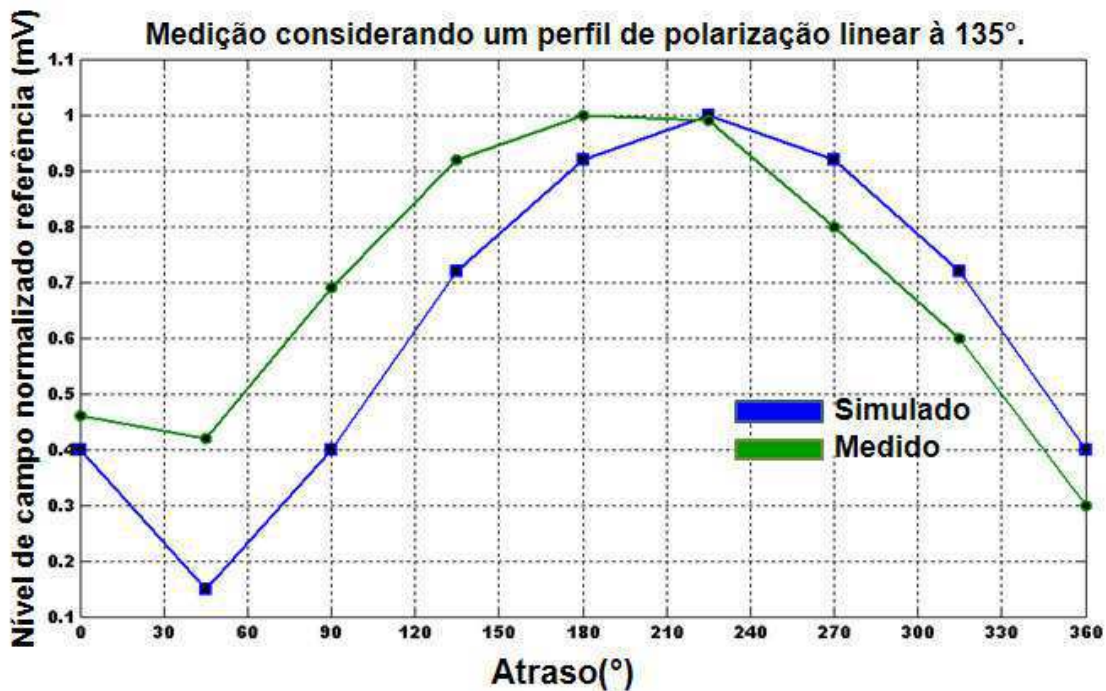


Figura 31- Comparação entre os resultados simulado e medido, para a Log-periódica orientada à 135° no sentido anti - horário.

Na Figura 31 pode ser observada a proximidade entre as curvas principalmente no que diz respeito aos máximos e mínimos. Os níveis da análise fasorial forma normalizados, simulados e comparados para cada caso, com o valor medido, em que o nível de campo resultante entre E_h e E_v é comparado, vale lembrar que os níveis de campo medidos também foram normalizados. A análise continua com a antena transmissora sendo a log-periódica agora orientada a 180° no sentido anti-horário com a permanência dos dipolos cruzados de 45°(espaciais), visto na Figura 25. Este caso é similar ao da log-periódica orientada à 135° no sentido anti-horário, em que o objetivo é

ter a mesma diferença de fase de 135° entre transmissão e recepção. Na Figura 32 os resultados podem ser observados.

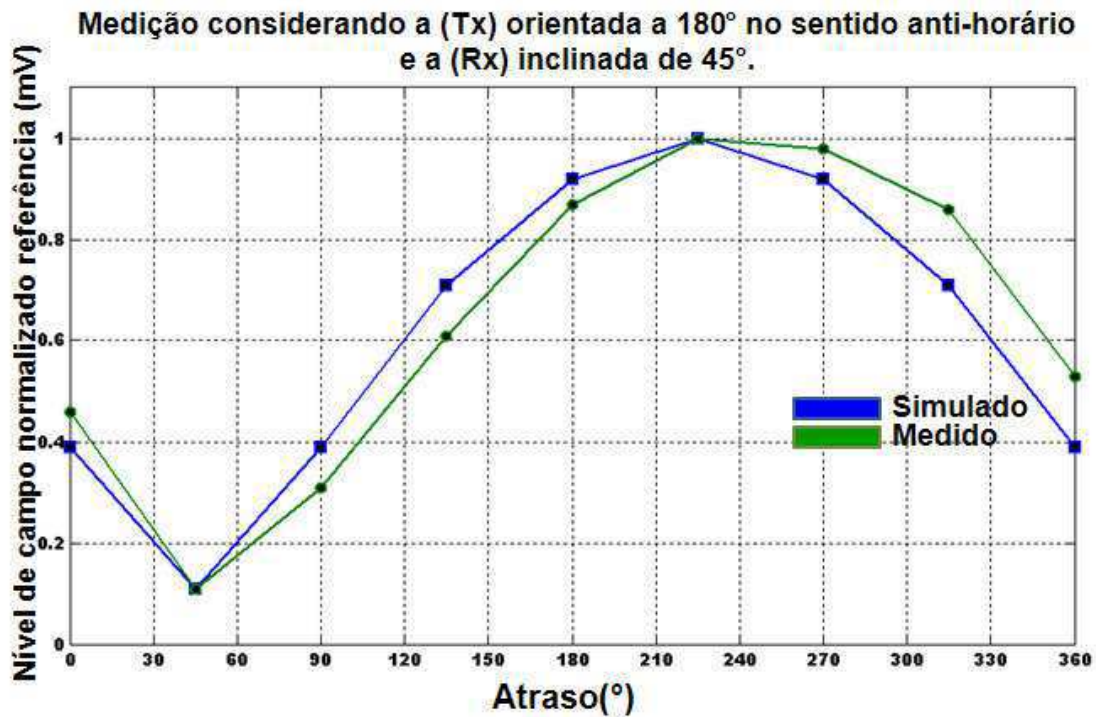


Figura 32 - Comparação entre os resultados, simulado e medido para a log-periódica orientada à 180° no sentido anti – horário e os dipolos cruzados de 45° .

Na Figura 32, a proximidade entre as curvas é observada e o comportamento similar se comparado com a Figura 31. Porém para este caso os resultados obtidos foram mais conformes, principalmente no que diz respeito entre os picos e vales observados. Novamente para esse caso a análise fasorial normalizada foi simulada e comparada para cada caso com o valor medido também normalizado. A configuração em que a antena transmissora é miniaturizada com polarização circular à esquerda, como é visto na Figura 28. Para este caso o circuito para aquisição de fase deve detectar uma diferença de fase entre os sinais captados pelos dipolos igual a 90° (elétricos). Isso é verificado pela análise instantânea do campo elétrico recebido pelos dipolos. Esse sinal é proveniente de uma fonte que emite uma onda plana na RCD. As equações para essa análise instantânea podem ser aproximadas por

$$\vec{E}_h = E_h \text{sen}(\omega t) \hat{h} \quad (53.1)$$

$$\vec{E}_v = E_v \text{sen}(\omega t - 90^\circ + \psi^\circ) \hat{v} \quad (53.2)$$

E de forma similar a versão fasorial é:

$$\vec{E}_h = E_h e^{j0^\circ} \hat{h} \quad (54.1)$$

$$\vec{E}_v = E_v e^{j(-90^\circ + \theta)} \hat{v} \quad (54.2).$$

A comparação entre os resultados, medido e simulado, é observada na Figura 34.

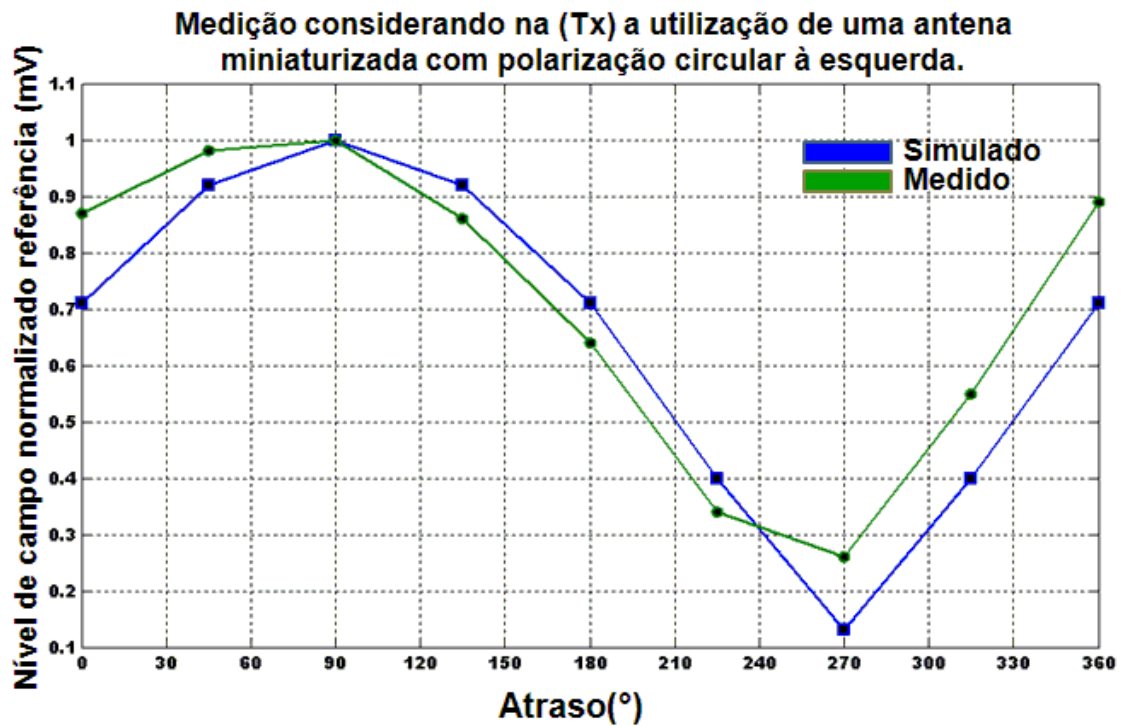


Figura 33 - Comparação entre os resultados, simulado e medido para a antena miniaturizada com polarização circular à esquerda.

Na Figura 33 pode ser observada a semelhança entre os resultados, simulado e medido. Os máximos e mínimos estão coincidentes. E de forma similar aos demais casos a análise fasorial foi normalizada e simulada e comparada para cada caso com os valores medidos simulados.

A análise seguinte é com uma antena transmissora miniaturizada com polarização circular à direita, como ilustrado na Figura 27. Para esse caso deve ser notada uma diferença de 270° (elétricos) nos sinais aferidos pelos dois dipolos.

Novamente, ao ser considerado a propagação na RCD de uma onda eletromagnética plana, a análise instantânea do campo elétrico pode ser aproximada por

$$\vec{E}_h = E_h \text{sen}(\omega t) \hat{h} \quad (56.1)$$

$$\vec{E}_v = E_h \text{sen}(\omega t - 270^\circ + \psi^\circ) \hat{v} \quad (56.2)$$

E a fasorial

$$\vec{E}_h = E_h e^{j0^\circ} \hat{h} \quad (57.1)$$

$$\vec{E}_v = E_v e^{j(-270^\circ + \theta)} \hat{v} \quad (57.2).$$

Os resultados encontram-se na ilustração a seguir:

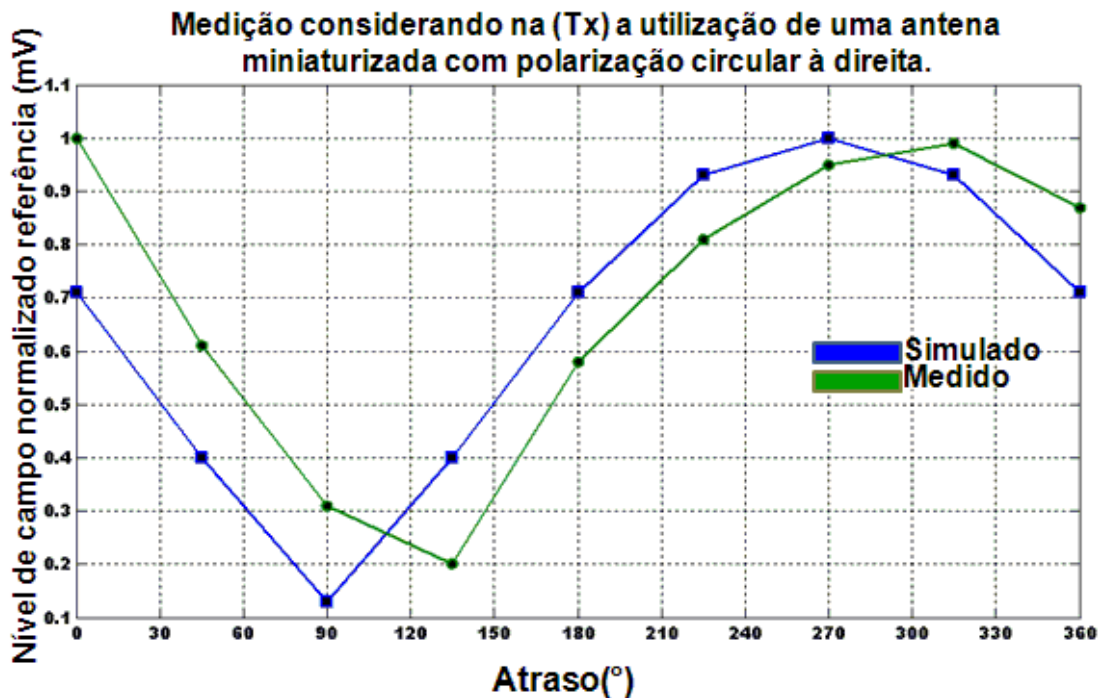


Figura 34 - Comparação entre os resultados, simulado e medido para a antena miniaturizada com polarização circular à direita.

Na Figura 34 é visto que apesar de as curvas serem muito semelhantes, elas apresentam um atraso de fase de 45° , o que pode ser justificado, pela não boa resposta dessa antena o que pode ser observado no anexo D. Provavelmente o descasamento de impedância para essa antena faz com o que esse atraso apareça nos resultados.

Após a exposição dos resultados para a segunda parte do experimento, houve uma conformidade entre simulação e medição. Porém, para alguns casos como em que a log-periódica está orientada a 45° no sentido anti-horário e a antena miniaturizada com polarização circular à direita, apesar da similaridade das curvas existe um atraso entre elas de 45° , o que pode ser justificado por causa do descasamento de impedância para a antena miniaturizada com polarização circular à direita as curvas de resposta para essa antena, que se encontram no anexo D, podem justificar este atraso.

Em seguida os valores medidos foram comparados com a solução matemática abordada no capítulo anterior. A normalização analítica é feita considerando os níveis de campo elétrico teóricos para os casos expostos nas Tabelas de 5 a 7. Os resultados podem ser comparados com os níveis reais de campo normalizados. Os erros inerentes à medição, tendo em vista que os dipolos não apresentaram o mesmo nível de campo elétrico e perdas nas linhas, podem justificar a não exatidão entre os níveis, medido e calculado. O fato de se escolher essas amostras como referência de comparação entre, os valores, medidos e os teóricos, deve se a melhor a convergência nesses casos testados.

Tabela 5 – Resultados de medição com os dipolos da configuração de recepção de forma perpendicular e a transmissão orientada à 135° no sentido anti-horário.

Disposição dos Dipolos	E (mV)	Normalização	
		Valores Medidos	Valores Teóricos
(E_h)	59,58	---	---
(E_v)	43,66	---	---
$(E_h) + (E_v)$	25,36	0,46	0,38
$[E_v(0^\circ)] + [E_h(45^\circ)]$	23,00	0,42	0,00
$[E_v(0^\circ)] + [E_h(90^\circ)]$	37,95	0,69	0,38
$[E_v(0^\circ)] + [E_h(135^\circ)]$	50,51	0,92	0,70
$[E_v(0^\circ)] + [E_h(180^\circ)]$	55,19	1,00	1,00
$[E_v(0^\circ)] + [E_h(225^\circ)]$	55,05	0,99	0,70
$[E_v(0^\circ)] + [E_h(270^\circ)]$	44,29	0,80	0,92
$[E_v(0^\circ)] + [E_h(315^\circ)]$	33,37	0,60	0,70
$[E_v(0^\circ)] + [E_h(360^\circ)]$	16,45	0,30	0,38

Os dados da Tabela 5 foram dispostos em um gráfico como pode ser observado na Figura 45.

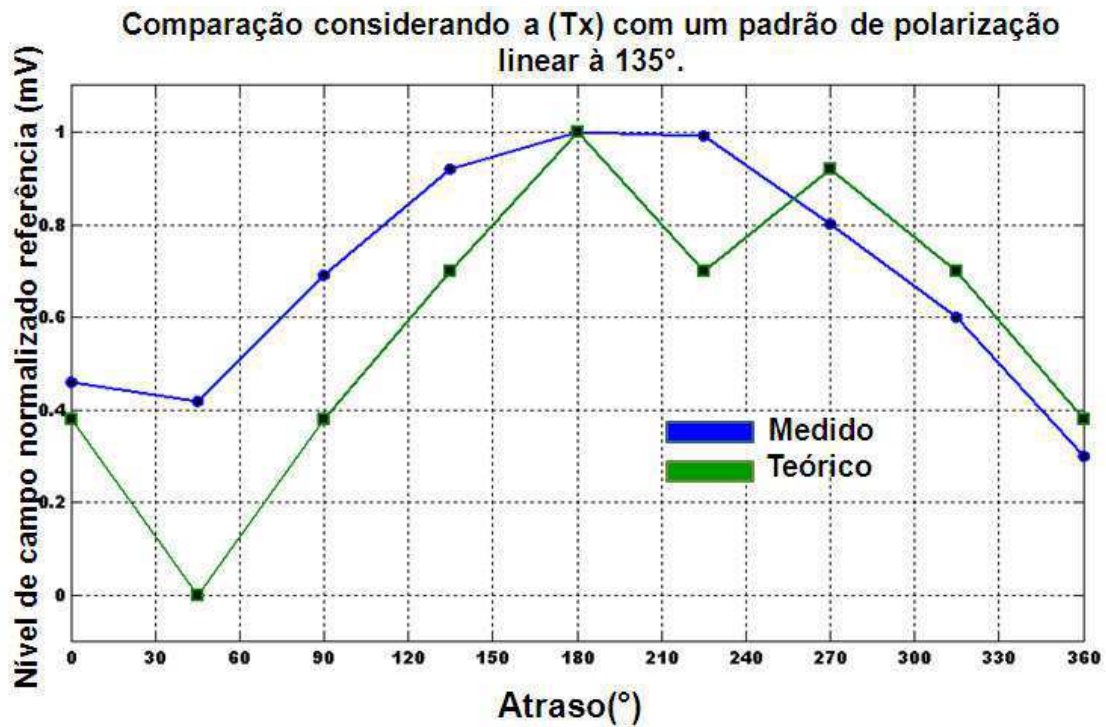


Figura – 35. Comparação entre os resultados, teórico e medido para o caso em que se ter um padrão de polarização linear á 135°.

Na Figura 35 pode-se ver uma semelhança entre as curvas apesar de algumas discrepâncias que podem ser justificadas mediante as perdas nas linhas de transmissão e descasamento de impedância das antenas envolvidas no processo de medição. É possível verificar que de forma experimental não temos uma referência nula, o que é demonstrado de forma analítica, mas de forma experimental, apesar desse nível de sinal se diminuto ele não é mínimo.

Tabela 6 – Medição com os dipolos cruzados e a antena log-periódica orientada à 180° no sentido anti – horário.

Disposição dos Dipolos	E (mV)	Normalização	
		Valores Medidos	Valores Teóricos
(E_h)	18,00	---	---
(E_v)	22,28	---	---
$(E_h) + (E_v)$	14,26	0,46	0,38
$[E_v(0^\circ)] + [E_h(45^\circ)]$	3,29	0,11	0,00
$[E_v(0^\circ)] + [E_h(90^\circ)]$	9,45	0,31	0,38
$[E_v(0^\circ)] + [E_h(135^\circ)]$	18,65	0,61	0,70
$[E_v(0^\circ)] + [E_h(180^\circ)]$	26,67	0,87	1,00
$[E_v(0^\circ)] + [E_h(225^\circ)]$	30,75	1,00	0,70
$[E_v(0^\circ)] + [E_h(270^\circ)]$	30,17	0,98	0,92
$[E_v(0^\circ)] + [E_h(315^\circ)]$	26,55	0,86	0,70
$[E_v(0^\circ)] + [E_h(360^\circ)]$	16,38	0,53	0,38

Esses resultados foram inseridos em um gráfico, como pode ser visto na Figura 36.

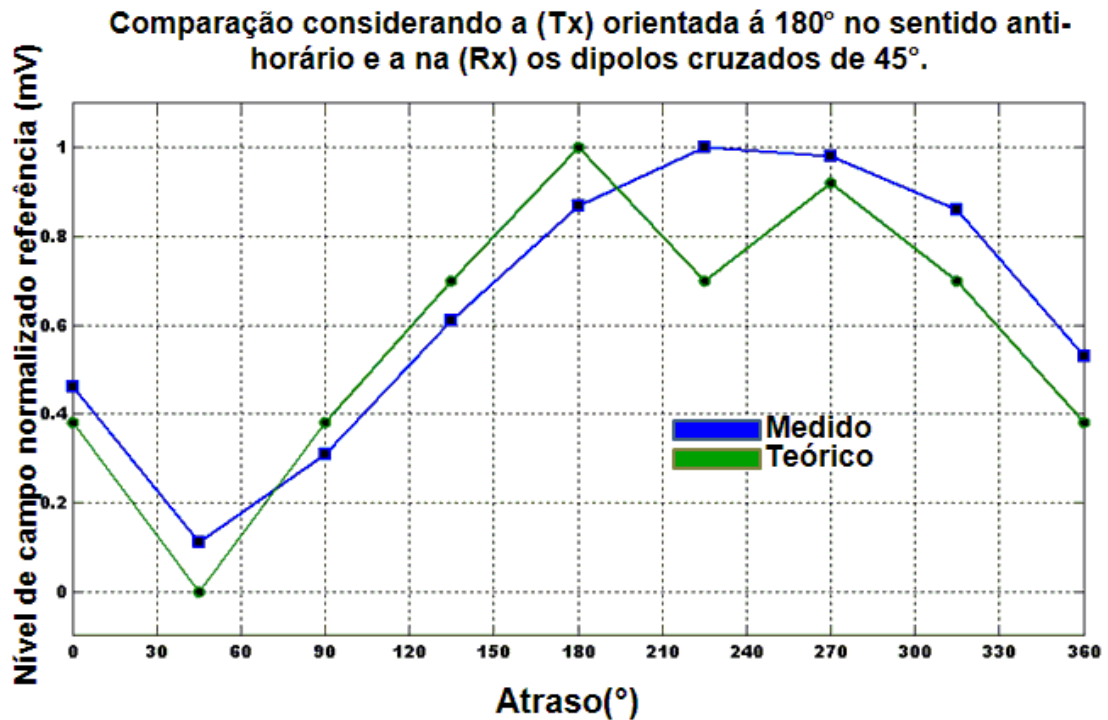


Figura 36 – Comparação entre os resultados, teórico e medido para o caso de se ter os dipolos inclinados de 45° e a antena transmissora orientada à 180° no sentido anti-horário.

Na Figura 36 é observada uma semelhança entre as curvas, porém com alguns saltos em determinados pontos, o que pode ser justificado novamente por perdas nas linhas de transmissão e descasamento de impedância do sistema.

Tabela 7 – Medição com os dipolos perpendiculares e a antena miniaturizada com polarização circular à esquerda.

Disposição dos Dipolos	E (mV)	Normalização	
		Valores Medidos	Valores Teóricos
(E_h)	22,40	---	---
(E_v)	29,42	---	---
$(E_h) + (E_v)$	26,94	0,87	0,92
$[E_v(0^\circ)] + [E_h(45^\circ)]$	30,17	0,98	1,00
$[E_v(0^\circ)] + [E_h(90^\circ)]$	30,88	1,00	0,92
$[E_v(0^\circ)] + [E_h(135^\circ)]$	26,62	0,86	0,70
$[E_v(0^\circ)] + [E_h(180^\circ)]$	19,68	0,64	0,29
$[E_v(0^\circ)] + [E_h(225^\circ)]$	10,60	0,34	0,38
$[E_v(0^\circ)] + [E_h(270^\circ)]$	7,88	0,26	0,00
$[E_v(0^\circ)] + [E_h(315^\circ)]$	16,90	0,55	0,38
$[E_v(0^\circ)] + [E_h(360^\circ)]$	27,62	0,89	0,70

Por fim esses resultados foram dispostos em gráficos e podem ser vistos na Figura 37.

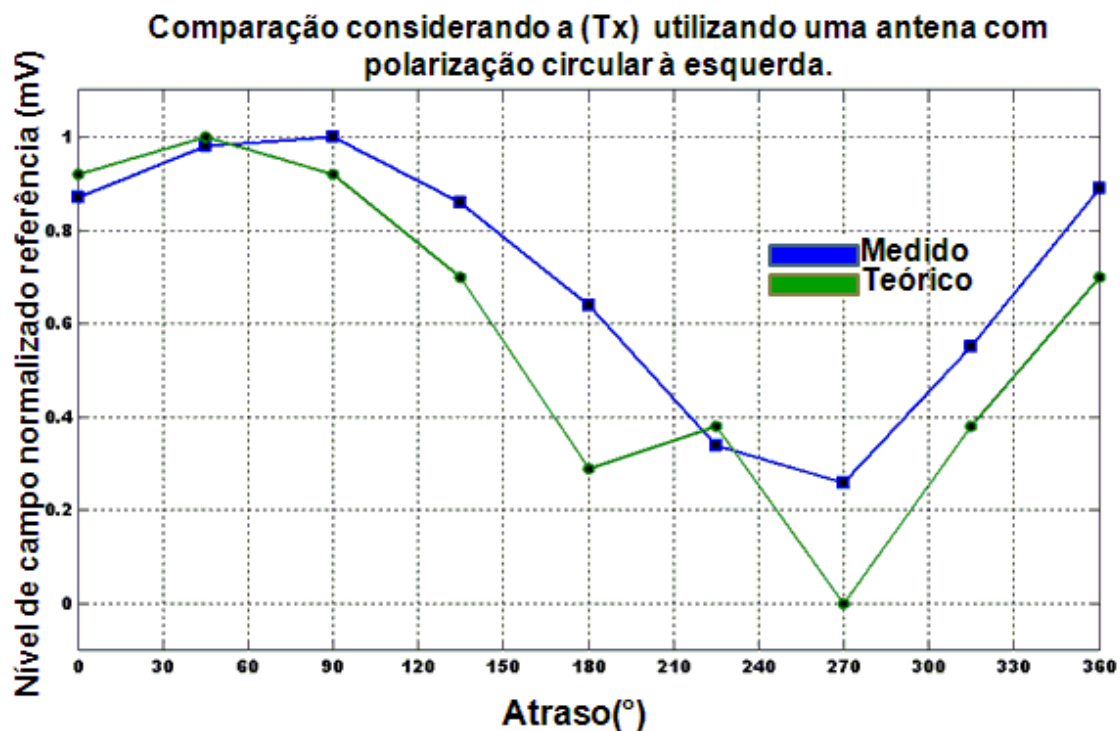


Figura 37 – Comparação entre os resultados, teórico e medido para o caso de se ter um padrão de polarização circular à esquerda.

Na Figura 37 pode-se ver a semelhança entre as curvas apesar de poucas discordâncias, o que se deve ao fato de erros inerentes ao processo de medição, discutidos anteriormente.

4.4 Conclusões Parciais

Neste capítulo foram apresentados resultados de simulação e experimentais relativos à reconstrução da polarização da onda EM na RCD. O método experimental para a obtenção do perfil de polarização da onda foi modificado em relação ao original proposto por Kraus [8]. O processo de medição foi otimizado foi feita a substituição da linha fendida por linhas de atraso usando ao processo de miniaturização de antenas. Também foram utilizadas antenas miniaturizadas para gerar de forma intencional a polarização desejada, com o intuito de validar o método proposto no trabalho. De início algumas dificuldades foram encontradas com o modelo original, daí foram necessárias modificações no modelo original. Uma das modificações foi uma pré - medição que é ilustrada na Figura 12, com o intuito de validar o circuito de atraso utilizado e também a

imperfeição que de fato foi observada na construção dos dipolos de $\lambda/2$, para que as medições seguintes às discrepâncias observadas fossem esclarecidas. Com os resultados obtidos pode-se concluir que, a substituição da linha fendida pelas linhas de transmissão construídas no substrato FR4 foi satisfatória e todas as curvas expostas possuem boas aproximações. Como era de esperar, a razão axial medida na primeira parte do experimento ilustrado pela Figura 5(a), divergiu da teoria para os casos elementares testados, tendo em vista que na pré-medição foi observado que os níveis de campo elétrico apresentados pelos dipolos foram distintos.

Na segunda etapa de medição vista na Figura 30, o circuito de atraso funcionou de maneira satisfatória, exceto quando a antena miniaturizada foi utilizada com polarização circular à direita. Para este caso a discrepância pode ser justificada pelas respostas obtidas para a antena.

Uma abordagem matemática também foi proposta para o caso de uma fonte que emita um sinal na RCD completamente polarizado com fase desconhecida. A fórmula foi testada para os casos elementares analíticos e os medidos experimentalmente e novamente foi observada a conformidade. Os valores teóricos e os medidos foram testados para a abordagem matemática com o intuito de validar a equação que descreve o fenômeno físico da polarização, para os casos em que a diferença de fase da polarização é desconhecida e os resultados estão em conformidade.

Conclusão

Neste trabalho foi apresentado um método adaptado para a reconstrução da característica da polarização da onda EM na RCD a partir do método da componente linear. Diferente do que é proposto no modelo original de Kraus [8], o método sugerido no trabalho otimiza o processo de medição ao utilizar como sistema de atraso linhas de transmissão planares em microfita, ao invés de uma linha fendida. A vantagem desta utilização é a redução do espaço físico ocupado pelo circuito de aquisição da fase. E a desvantagem é que o comportamento da fase só pode ser observado de forma discreta. Outra modificação foi uma pré-medição, uma vez que não é utilizada a linha fendida. Essa medição teve como objetivo descobrir possíveis discrepâncias na aquisição da razão axial e validar o sistema de atraso utilizando as linhas de transmissão de microfita construídas no substrato FR4.

Os resultados apresentados são satisfatórios, apesar de todas as variáveis existentes no processo de medição. E as discrepâncias observadas justificadas. A partir da reconstrução da polarização, pode-se descrever com maior precisão o comportamento do campo elétrico irradiado. Essa informação também pode auxiliar a identificar problemas causados pela interferência eletromagnética e soluções para atenuar os danos causados pela interferência. Uma vez que se tem o conhecimento da fase do sinal transmitido pode - se então saber a orientação do campo elétrico irradiado. Outra vantagem do conhecimento da polarização é poder aumentar a eficiência da recepção dos sinais.

Foram testados os casos particulares da polarização eletromagnética, com o objetivo de validar a técnica exposta e os resultados apresentados são satisfatórios. Apesar de não ter sido abordado neste trabalho o caso em que a polarização da onda transmitida é desconhecida, ou seja, o ângulo ψ , é desconhecido, foi proposto uma solução analítica para esses casos. Como foi exposto, com o conhecimento apenas da razão axial e da inserção de apenas uma linha de atraso, como verificado pela abordagem matemática após essa inserção é possível encontrar a fase da polarização do sinal a princípio desconhecida. Os casos elementares foram testados de forma teórica na modelagem matemática descrita para abordar o fenômeno físico, com o intuito de validar a equação matemática. E os resultados que se apresentaram maior concordância foram comparados com a solução analítica, para também certificar que o modelo

matemático descreve de maneira coerente o fenômeno físico da polarização eletromagnética na RCD. Apesar dos resultados medidos divergirem um pouco dos resultados teóricos. Erros inerentes ao processo de medição podem justificar as discrepâncias observadas.

É observado também que a conformidade dos resultados é extremamente dependente de alguns fatores como:

- A natureza das antenas e linhas de transmissão envolvidas no processo de medição. Alguns parâmetros como o coeficiente de reflexão (S11), coeficiente de onda estacionária (SWR) e casamento de impedância das antenas são extremamente importantes para a convergência dos resultados;
- O ambiente de medição. A ausência de outros elementos irradiantes além das antenas envolvidas no processo de medição é de fundamental importância de modo a evitar que algum sinal parasita que esteja sendo emitido nas proximidades da frequência de trabalho, algo em torno dos 1,8 GHz cause interferência significativa nos resultados.
- Os equipamentos de medição são de fundamental importância para a convergência dos resultados. É indispensável que se tenha receptores que tenham alta sensibilidade ao nível de campo, e também que se possa observar o maior número de variáveis inerentes ao processo de medição. O alimentador dos sinais em alta frequência deve também, não deve ser variável com a frequência e não fornecer um nível de sinal variante com o tempo, para que se tenha um nível de campo elétrico como referência para as antenas utilizadas no experimento.
- O casamento de impedância entre cabos e conectores utilizados na parte experimental é de fundamental importância, pois o descasamento de impedância compromete a confiabilidade dos resultados.

Trabalhos Futuros

Os resultados foram validados para os casos conhecidos e só esses perfis de polarização, em que a fase é conhecida foram avaliados. As interferências externas e erros relativos à construção das linhas de microfita, bem como a utilização de poucos circuitos de atraso para validar o método sugerem trabalhos futuros. Casos em que, por exemplo, não se conheça a polarização da fonte, ou mesmo a onda eletromagnética não apresente polarização completa. Ou ainda adquirir um sistema defasador analógico com o objetivo de observar o comportamento da fase de forma contínua para se ter uma melhor confiança dos resultados apresentados, e diminuir os erros encontrados no sistema de medição.

Outra sugestão futura é a miniaturização do sistema de medição para que tanto a recepção quanto a transmissão seja realizada com antenas miniaturizadas. Para diminuir ao máximo os erros cometidos ao se trabalhar com antenas não miniaturizadas.

Referências Bibliográficas

- [1] Peter Kohns, Yuri Machekhin, “Measurement of Polarization and Applications”, LFNM’ 2002, 3 -5 June, 2002, Kharkiv, Ukraine, pp. 188 – 196
- [2] N. A. Zakaria, A. A. Sulaiman and A. A. Latip, “Design of Circular Microstrip Antenna”, *IEEE International RF and Microwave Conference Proceedings*, pp. 289 - 292, Dec. 2008.
- [3] C. Y. Huang, “Designs for an aperture – coupled compact circularly polarized microstrip antenna”, *IEE Proc. – Microw. Antennas Propag*, vol. 146, n° 1, pp. 13 – 16, Febuary 1999.
- [4] Rui – Hung Chen and Jeen – Sheen Row, “Single Microstrip Patch Antenna With Switchable Polarization”, *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 56, n° 4, pp. 922 – 926, April 2008.
- [5] John D. Kraus, Keith R. Carver, Eletromagnetismo, 2ª ed. Guanabara, 1986.
- [6] IEEE Standard Test Procedures for Antennas, 149 -1979;
- [7] IEEE Standard definitions of Terms for Antennas 145 - 1993;
- [8] Rajeev Bansal, “The Far – Field: How Far is Far Enough?”, *Applied Microwave & Wireless*, DESIGN IDEAS, pp. 58 – 60, Nov. 1999.
- [9] George H. Knittel, “The Polarization Sphere as a Graphical Aid Determining the Polarization of Antenna by Amplitude Measurement Only”, *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. Ap – 15, n° 2, pp. 217 – 221, March 1967.
- [10] John D. Kraus, Antennas, 1ª ed. McGraw – Hill book Company, 1950.
- [11] Shiban Koul, Barathi. Microwave and millimeter wave phase shifters, vol. 2 Boston, Ed. Artech House, 1992.
- [12] Laurence N. Dworsky. Modern transmission line Theory and Applications, Ed. Wiley, 1979.
- [13] Bahl, I. J. and Bhartia, P. Microwave solid state circuit design, John Wiley & Sons, USA - 1988.
- [14] Gupta, K. C. R. Garg, I. J. Bahl, Microstrip Lines and Slotlines, Artech House, Inc., 1979.
- [15] Constantine A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design 2ª ed. John Wiley & Sons Inc. 1997.
- [16] Warren L. Stutzman, Gary A. Thiele, Antenna Theory 2ª ed. and Design John Wiley & Sons Inc. 1981.

ANEXO A – DEMONSTRAÇÃO DAS EQUAÇÕES REFERENTES AOS PADRÕES DE POLARIZAÇÃO ELETROMAGNÉTICA

A caracterização da elipse de polarização é feita inicialmente considerando a onda plana se propagando ao longo no sentido positivo do eixo z , como é ilustrado na Figura 38. O sistema irradiante que produz campos linearmente polarizados, $\vec{E}_h(\vec{r}, t)$ e $\vec{E}_v(\vec{r}, t)$ pode ser descrito segundo as Equações (A.1.1 e A.1.2) a seguir:

$$\vec{E}_h(\vec{r}, t) = e_h \cos(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{r} + \psi_h) \hat{h} \quad \vec{a}_x = \hat{h} \quad (\text{A.1.1})$$

e

$$\vec{a}_y = \hat{v}.$$

$$\vec{E}_v(\vec{r}, t) = e_v \cos(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{r} + \psi_v) \hat{v}, \quad (\text{A.1.2})$$

$$\text{em que } \vec{k} = k_x \vec{a}_x + k_y \vec{a}_y + k_z \vec{a}_z, \quad \vec{r} = r_x \vec{a}_x + r_y \vec{a}_y + r_z \vec{a}_z.$$

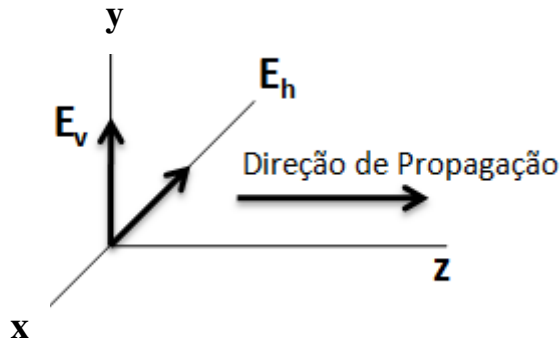


Figura 38 - Onda eletromagnética se propagando ao longo do eixo do - z positivo.

Os parâmetros ψ_h e ψ_v são as fases iniciais arbitrárias dos sinais no instante $t = 0$. Para o caso em que $\psi_h \neq \psi_v$, pode – se tomar como referência a componente \vec{E}_h , e o defasamento assumido pela componente \vec{E}_v , isto é, $\psi_v - \psi_h = \psi$. As equações (A.1.1) e (A.1.2), tornam-se iguais a

$$\vec{E}_h(\vec{r}, t) = e_h \cos(\omega t - \vec{k}z) \hat{h} \quad (\text{A.2.1})$$

e

$$\vec{E}_v(\vec{r}, t) = \hat{v} e_v \cos(\omega t - \vec{k}z + \psi) \hat{v}. \quad (\text{A.2.2}).$$

Considerando a onda eletromagnética constituída por dois componentes de campo elétrico perpendiculares, com amplitudes arbitrárias variantes no tempo, para um dado ponto fixo no espaço(origem para esse caso) tem-se

$$\vec{E}(\vec{r} = 0, t) = \hat{h}E_h + \hat{v}E_v = e_h \cos(\omega t - \psi_h)\hat{h} + e_v \cos(\omega t - \psi_v)\hat{v} \quad (\text{A.3})$$

Comparando os termos da igualdade vista em (A.3), chega – se às seguintes equações:

$$E_h = e_h[\cos(\omega t) \cdot \cos(\psi_h) + \text{sen}(\omega t) \cdot \text{sen}(\psi_h)] \quad (\text{A.4.1})$$

$$E_v = e_v[\cos(\omega t) \cdot \cos(\psi_v) + \text{sen}(\omega t) \cdot \text{sen}(\psi_v)] \quad (\text{A.4.2})$$

Isolando o termo $\text{sen}(\omega t)$, na equação (A.4.1) tem – se:

$$\text{sen}(\omega t) = \frac{E_h}{e_h \cdot \text{sen}(\psi_h)} - \frac{\cos(\omega t) \cdot \cos(\psi_h)}{\text{sen}(\psi_h)} \quad (\text{A.4.3})$$

Substitui à equação (A.4.3) em (A.4.2), tem – se:

$$\frac{E_v}{e_v} = \cos(\omega t) \cdot \cos(\psi_v) + \frac{1}{\text{sen}(\psi_h)} \left[\frac{E_h}{e_h} \cdot \text{sen}(\psi_v) - \cos(\omega t) \cdot \cos(\psi_h) \cdot \text{sen}(\psi_v) \right]$$

$$E_v \cdot e_h \cdot \text{sen}(\psi_h) = e_h \cdot e_v \cdot \cos(\omega t) \cdot \cos(\psi_v) \cdot \text{sen}(\psi_v) + E_h \cdot e_v \cdot \text{sen}(\psi_v) - e_h \cdot e_v \cdot \cos(\omega t) \cdot \cos(\psi_h) \cdot \text{sen}(\psi_v)$$

$$E_v \cdot e_h \cdot \text{sen}(\psi_h) =$$

$$\frac{1}{2} e_h \cdot e_v \cdot \cos(\omega t) [\text{sen}(\psi_h - \psi_v) + \text{sen}(\psi_h + \psi_v)] + E_h \cdot e_v \cdot \text{sen}(\psi_v) -$$

$$+ \frac{1}{2} \cdot e_h \cdot e_v \cdot \cos(\omega t) [\text{sen}(\psi_v - \psi_h) + \text{sen}(\psi_h + \psi_v)]$$

$$E_v \cdot e_h \cdot \text{sen}(\psi_h) = -e_h \cdot e_v \cdot \cos(\omega t) \cdot \text{sen}(\psi_v - \psi_h) + E_h \cdot e_v \cdot \text{sen}(\psi_v)$$

$$E_v \cdot e_h \cdot \text{sen}(\psi_h) - E_h \cdot e_v \cdot \text{sen}(\psi_v) = -e_h \cdot e_v \cdot \cos(\omega t) \cdot \text{sen}(\psi)$$

$$\frac{E_h}{e_h} \cdot \text{sen}(\psi_v) - \frac{E_v}{e_v} \cdot \text{sen}(\psi_h) = \cos(\omega t) \cdot \text{sen}(\psi) \quad (\text{A.4.4})$$

Isolando o termo $\cos(\omega t)$ em (A.4.1), é possível reescrever esta equação como

$$\cos(\omega t) = \frac{E_h}{e_h \cdot \cos(\psi_h)} - \frac{\text{sen}(\omega t) \cdot \text{sen}(\psi_h)}{\cos(\psi_h)}. \quad (\text{A.4.5})$$

Em seguida substituindo (A.2.5) em (A.2.2), encontram-se

$$\frac{E_v}{e_v} = \text{sen}(\omega t) \cdot \text{sen}(\psi_v) + \frac{1}{\cos(\psi_h)} \left[\frac{E_h}{e_h} \cdot \cos(\psi_v) - \text{sen}(\omega t) \cdot \text{sen}(\psi_h) \cdot \cos(\psi_v) \right]$$

$$E_v \cdot e_h \cdot \cos(\psi_h) = e_h \cdot e_v \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot \text{sen}(\psi_v) \cdot \cos(\psi_h) + E_h \cdot e_v \cdot \cos(\psi_v) - e_h \cdot e_v \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot \text{sen}(\psi_h) \cdot \cos(\psi_v)$$

$$\begin{aligned} E_v \cdot e_h \cdot \cos(\psi_h) = \\ \frac{1}{2} e_h \cdot e_v \cdot \text{sen}(\omega t) [\text{sen}(\psi_v - \psi_h) + \text{sen}(\psi_h + \psi_v)] + E_h \cdot e_v \cdot \cos(\psi_v) - \\ \frac{1}{2} \cdot e_h \cdot e_v \cdot \text{sen}(\omega t) [\text{sen}(\psi_h - \psi_v) + \text{sen}(\psi_h + \psi_v)], \end{aligned}$$

$$E_v \cdot e_h \cdot \cos(\psi_h) = E_h \cdot e_v \cdot \cos(\psi_v) + e_h \cdot e_v \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot \text{sen}(\psi),$$

$$\frac{E_h}{e_h} \cdot \cos(\psi_v) - \frac{E_v}{e_v} \cdot \cos(\psi_h) = -\text{sen}(\omega t) \cdot \text{sen}(\psi), \quad (\text{A.4.6})$$

Por meio das duas Equações (A.4.4) e (A.4.6) é possível montar a equação para o caso geral da polarização elíptica. Inicialmente é isolado o termo $\cos(\omega t)$ na Equação (A.2.4), encontrando

$$\cos(\omega t) = \frac{1}{\text{sen}(\psi)} \cdot \left(\frac{E_h}{e_h} \cdot \text{sen}(\psi_v) - \frac{E_v}{e_v} \cdot \text{sen}(\psi_h) \right). \quad (\text{A.4.7})$$

Usando o fato que

$$\text{sen}(\omega t) = [1 - \cos^2(\omega t)]^{1/2} \quad (\text{A.4.8})$$

E substituindo (A.4.7) e (A.4.8) em (A.4.6), chega-se a

$$\begin{aligned}
& \frac{E_h}{e_h} \cdot \cos(\psi_v) - \frac{E_v}{e_v} \cdot \cos(\psi_h) = \\
& - \left[\text{sen}^2(\psi) - \left(\frac{E_h}{e_h} \cdot \text{sen}(\psi_v) - \frac{E_v}{e_v} \cdot \text{sen}(\psi_h) \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \cdot \frac{1}{\text{sen}(\psi)} \cdot \text{sen}(\psi) \\
& \left(\frac{E_h}{e_h} \cdot \cos(\psi_v) - \frac{E_v}{e_v} \cdot \cos(\psi_h) \right)^2 = \left\{ - \left[\text{sen}^2(\psi) - \left(\frac{E_h}{e_h} \cdot \text{sen}(\psi_v) - \frac{E_v}{e_v} \cdot \text{sen}(\psi_h) \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \right\}^2 \\
& \left(\frac{E_h}{e_h} \right)^2 \cdot \cos^2(\psi_v) - 2 \cdot \frac{E_h \cdot E_v}{e_h \cdot e_v} \cdot \cos(\psi_v) \cdot \cos(\psi_h) + \left(\frac{E_v}{e_v} \right)^2 \cdot \cos^2(\psi_h) = \text{sen}^2(\psi) - \\
& \left(\frac{E_h}{e_h} \right)^2 \cdot \text{sen}^2(\psi_v) + 2 \cdot \frac{E_h \cdot E_v}{e_h \cdot e_v} \cdot \text{sen}(\psi_v) \cdot \text{sen}(\psi_h) - \left(\frac{E_v}{e_v} \right)^2 \cdot \text{sen}^2(\psi_h) \\
& \left(\frac{E_h}{e_h} \right)^2 + \left(\frac{E_v}{e_v} \right)^2 - 2 \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{E_h \cdot E_v}{e_h \cdot e_v} [\cos(\psi_h + \psi_v) + \cos(\psi_v - \psi_h)] - 2 \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{E_h \cdot E_v}{e_h \cdot e_v} [\cos(\psi_v - \\
& \psi_v) - \cos(\psi_h + \psi_v)] = \text{sen}^2(\psi) \\
& \left(\frac{E_h}{e_h} \right)^2 + \left(\frac{E_v}{e_v} \right)^2 - 2 \cdot \frac{E_h \cdot E_v}{e_h \cdot e_v} \cos(\psi) = \text{sen}^2(\psi) \tag{A.4.9}
\end{aligned}$$

Ao dividir a Equação (A.4.3) por $\text{sen}^2(\psi)$ tem-se

$$\frac{E_h^2}{e_h^2 \cdot \text{sen}^2(\psi)} + \frac{E_v^2}{e_v^2 \cdot \text{sen}^2(\psi)} - 2 \cdot \frac{E_h \cdot E_v \cdot \cos(\psi)}{e_h \cdot e_v \cdot \text{sen}^2(\psi)} = 1 \tag{A.5.1}$$

Pode-se ainda reescrever a Equação (A.4.4) da seguinte maneira

$$a \cdot E_h^2 + b \cdot E_v^2 - c \cdot E_h \cdot E_v = 1 \tag{A.5.2}$$

Em que

$$a = \frac{1}{e_v^2 \cdot \text{sen}^2(\psi)} \quad (\text{A.6.1})$$

$$b = \frac{1}{e_v^2 \text{sen}^2(\psi)} \quad (\text{A.6.2})$$

$$c = \frac{2 \cdot \cos(\psi)}{E_h \cdot E_v \cdot \text{sen}^2(\psi)} \quad (\text{A.6.3})$$

A expressão (A.5.1) representa uma elipse com eixos não coincidentes com os eixos coordenados h e v e o ângulo entre a direção de referência e o eixo maior da elipse é denotado ângulo de inclinação da elipse τ . Caso as componentes de campo elétrico \vec{E}_h e \vec{E}_v esteja, em quadratura, isto é quando

$$\psi = \left[\frac{1+2i}{2} \right] \pi \quad i = 0, 1, 2, \dots \quad (\text{A.7.1})$$

Tem – se então:

$$a = \frac{1}{e_h^2} \quad b = \frac{1}{e_v^2} \quad c = 0$$

E a equação (A.5.1) torna – se igual a:

$$\frac{E_h^2}{e_h^2} + \frac{E_v^2}{e_v^2} = 1 \quad (\text{A.7.2})$$

A Equação (A.7.2) é um dos casos particulares de polarização e representa uma elipse centrada na origem.

A partir da Equação (A.7.2), caso tenha – se as componentes de campo elétrico com a mesma amplitude, ou seja, $e_h = e_v = e_0$, tem – se:

$$\frac{E_h^2}{e_0^2} + \frac{E_v^2}{e_0^2} = 1, \text{ Logo}$$

$$E_h^2 + E_v^2 = e_0^2 \quad (\text{A.8}).$$

A Equação (A.8) representa um círculo centrado na origem do eixo e com raio e_0 . Na equação (A.7.1), se i for ímpar a onda terá polarização circular à esquerda, e para i par polarização circular à direita.

O último caso particular de polarização é quando as componentes de campo elétrico estão em fase, independentemente de suas amplitudes, isso só ocorre quando

$$\psi = n\pi, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (\text{A.9.1})$$

Neste caso a equação (A.5.1) torna – se:

$$\frac{E_h^2}{e_h^2} \mp 2 \cdot \frac{E_h}{e_h} \cdot \frac{E_v}{e_v} + \frac{E_v^2}{e_v^2} = 0$$

$$\left(\frac{E_h}{e_h} \mp \frac{E_v}{e_v} \right)^2 = 0 \quad (\text{A.9.2})$$

Ou ainda

$$\frac{E_h}{e_h} = \pm \frac{E_v}{e_v}$$

$$E_v = \pm \frac{e_v}{e_h} \cdot E_h$$

$$E_v = \pm m E_h \quad (\text{A.9.3}).$$

A equação (A.9.3) representa a equação de uma reta, em que m é o coeficiente angular dela, caso n definido em (A.9.1) seja par, esse coeficiente é positivo, caso contrário negativo. As equações (A.7.2), (A.8) e (A.9.3) representam comportamento de polarização completa de ondas elípticas, circular e linear respectivamente.

ANEXO B – DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DE STOKES.

Neste apêndice são apresentados os parâmetros de Stokes que definem a esfera de Poincaré. A Figura 39 apresenta os parâmetros para uma elipse com eixo rotacionado de τ° no sentido anti-horário.

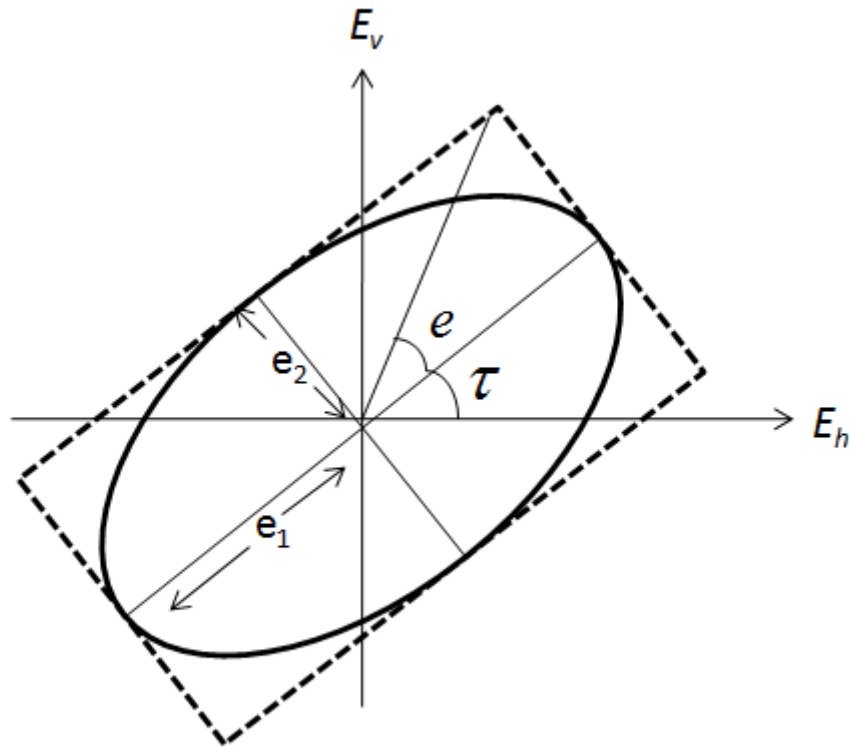


Figura 39 – Modelo de uma elipse de polarização.

Usando uma rotação de eixo, de um valor de τ° , tem-se que os novos eixos de referência são escritos como

$$\hat{x}' = \hat{x} \cdot \cos\tau + \hat{y} \cdot \sin\tau \quad (\text{B.1.1})$$

$$\hat{y}' = -\hat{x} \cdot \sin\tau + \hat{y} \cdot \cos\tau \quad (\text{B.1.2})$$

Ao se realizar um produto interno dos vetores acima com um vetor posição que é dado por

$$\vec{r} = \hat{x}' \cdot x' + \hat{y}' \cdot y' = \hat{x} \cdot x + \hat{y} \cdot y \quad (\text{B.2.1})$$

Tem-se que:

$$x' = \hat{x}' \cdot \vec{r} = (\hat{x}' \cdot \hat{x}) \cdot x + (\hat{x}' \cdot \hat{y}) \cdot y = x \cdot \cos\tau + y \cdot \sin\tau \quad (\text{B.2.2})$$

$$y' = \hat{y}' \cdot \vec{r} = (\hat{y}' \cdot \hat{x}) \cdot x + (\hat{y}' \cdot \hat{y}) \cdot y = -x \cdot \sin\tau + y \cdot \cos\tau \quad (\text{B.2.3}).$$

Ao usar a expressão para o campo elétrico apresentada no apêndice A e re-escrita a equação (A.3), chega – se a:

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \hat{h}E_h + \hat{v}E_v = \hat{h}e_h \cdot \cos(\omega t - \psi_h) + \hat{v}e_v \cdot \cos(\omega t - \psi_v) \quad (\text{B.2.4})$$

e que de forma similar a equação para a polarização elíptica é dada por

$$\vec{E}(\vec{r} = 0, t) = \hat{h}e_1 \cdot \cos(\omega t - \psi_0) \pm \hat{v}e_2 \cdot \sin(\omega t - \psi_0) \quad (\text{B.2.5})$$

com $\psi_h = \psi_0$, $\psi_v - \psi_h = \pm \frac{\pi}{2}$ e também $e_h = e_1 > e_2 = e_v$.

Ao realizar uma comparação entre a equação (B.2.5) com as equações (B.2.2) e (B.2.3), obtém-se

$$e_1 \cdot \cos(\omega t - \psi_0) = E_h \cdot \cos\tau + E_v \cdot \sin\tau \quad (\text{B.2.6})$$

$$e_2 \cdot \sin(\omega t - \psi_0) = -E_h \cdot \sin\tau + E_v \cdot \cos\tau \quad (\text{B.2.7}).$$

E ao comparar os termos, do primeiro e segundo membros da equação (B.2.4), com os membros da equação (B.2.6) chega-se a

$$\begin{aligned} e_1 \cdot \cos(\omega t - \psi_0) &= \\ e_1 \cdot \cos(\omega t) \cdot \cos(\psi_0) + e_1 \cdot \sin(\omega t) \cdot \sin(\psi_0) &= e_h \cos(\omega t) \cdot \cos(\psi_h) \cdot \cos\tau + \\ + e_h \sin(\omega t) \cdot \sin(\psi_h) \cdot \cos\tau + e_v \cos(\omega t) \cdot \cos(\psi_v) \cdot \sin\tau + \\ + e_v \sin(\omega t) \cdot \sin(\psi_v) \cdot \sin\tau & \\ \cos(\omega t) [e_1 \cos(\psi_0)] &= \cos(\omega t) [e_h \cos(\psi_h) \cdot \cos\tau + e_v \cos(\psi_h) \cdot \sin\tau] \end{aligned} \quad (\text{B.3.1})$$

$$\text{sen}(\omega t) [e_1 \text{sen}(\psi_0)] = \text{sen}(\omega t) [e_h \text{sen}(\psi_h) \cdot \text{cost} + e_v \text{sen}(\psi_v) \text{sent}] \quad (\text{B.3.2})$$

Aplicando o mesmo procedimento com a equação (B.2.7) obtém-se

$$\begin{aligned} e_2 \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot \text{cos}(\psi_0) - e_2 \cdot \text{sen}(\psi_0) \cdot \text{cos}(\omega t) = & -e_h \text{cos}(\omega t) \cdot \text{cos}(\psi_h) \cdot \text{sent} - \\ & + e_h \text{sen}(\omega t) \cdot \text{sen}(\psi_h) \cdot \text{sent} + e_v \text{cos}(\omega t) \cdot \text{cos}(\psi_v) \cdot \text{cost} + \\ & e_v \text{sen}(\omega t) \cdot \text{sen}(\psi_v) \text{cost} \end{aligned}$$

$$\text{cos}(\omega t) [-e_2 \cdot \text{sen}(\psi_0)] = \text{cos}(\omega t) [-e_h \cdot \text{cos}(\psi_h) \cdot \text{sent} + e_v \text{cos}(\psi_v) \cdot \text{cost}] \quad (\text{B.3.4})$$

$$\text{sen}(\omega t) [e_2 \text{cos}(\psi_0)] = \text{sen}(\omega t) [-e_h \text{sen}(\psi_h) \cdot \text{sint} + e_v \text{sen}(\psi_v) \text{cost}] \quad (\text{B.3.5})$$

E por fim tem-se às identidades

$$e_1 \text{cos}\psi_0 = e_h \text{cos}\psi_h \text{cost} + e_v \text{cos}\psi_v \text{sent} \quad (\text{B.4.1})$$

$$e_1 \text{sen}\psi_0 = e_h \text{sen}\psi_h \text{cost} + e_v \text{sen}\psi_v \text{sent} \quad (\text{B.4.2})$$

$$e_2 \text{cos}\psi_0 = -e_h \text{sen}\psi_h \text{sint} + e_v \text{sen}\psi_v \text{cost} \quad (\text{B.4.3})$$

$$e_2 \text{sen}\psi_0 = e_h \text{cos}\psi_h \text{sent} - e_v \text{cos}\psi_v \text{cost} \quad (\text{B.4.4})$$

Tomando-se o quadrado das equações (B.4.1) e (B.4.2) e realizando a soma das mesmas tem-se

$$(e_1 \text{cos}\psi_0)^2 + (e_1 \text{sen}\psi_0)^2 = (e_h \text{cos}\psi_h \text{cost} + e_v \text{cos}\psi_v \text{sent})^2 + (e_h \text{sen}\psi_h \text{cost} + e_v \text{sen}\psi_v \text{sent})^2$$

$$\begin{aligned} e_1^2 (\text{sen}^2 + \text{cos}\psi_0^2) = & e_h^2 \cdot \text{cos}^2\psi_h \text{cos}^2\tau + 2e_h e_v \text{cos}\psi_h \text{cos}\psi_v \cdot \text{costsent} + \\ & + e_v^2 \cdot \text{cos}^2\psi_v \cdot \text{sen}^2\tau + e_h^2 \text{sen}^2\psi_h \cdot \text{cos}^2\tau + 2e_h e_v \text{sen}\psi_h \text{sen}\psi_v \cdot \text{costsent} + \\ & + e_v^2 \text{sen}^2\psi_v \cdot \text{sen}^2\tau \end{aligned}$$

$$e_1^2 = \cos^2\tau[\text{sen}^2\psi_h\cos^2\psi_h] + e_v^2\text{sen}^2\tau[\text{sen}^2\psi_v + \cos^2\psi_v] + 2 \cdot e_h e_v \cdot \frac{1}{2} [\cos(\psi_h + \psi_v) + \cos(\psi_h - \psi_v)] \cdot \frac{1}{2} \cdot \text{sen}(2\tau) + 2 \cdot e_h e_v \cdot \frac{1}{2} [\cos(\psi_h - \psi_v) - \cos(\psi_h + \psi_v)] \cdot \frac{1}{2} \cdot \text{sen}(2\tau)$$

$$e_1^2 = e_h^2\cos^2\tau + e_v^2\text{sen}^2\tau + e_h e_v \text{sen}(2\tau) \cdot \cos\psi \quad (\text{B.5.1})$$

onde o parâmetro $\psi = \psi_h - \psi_v$

Agora fazendo o mesmo com as equações (B.4.3) e (B.4.4), obtém-se

$$(e_2\cos\psi_0)^2 + (e_2\text{sen}\psi_0)^2 = (-e_h\text{sen}\psi_h\text{sen}\tau + e_v\text{sen}\psi_v\cos\tau)^2 + (e_h\cos\psi_h\text{sen}\tau - e_v\cos\psi_v\cos\tau)^2$$

$$e_2^2(\text{sen}^2\psi_0 + \cos^2\psi_0) = e_h^2\text{sen}^2\psi_h \cdot \text{sen}^2\tau - 2e_h e_v \text{sen}\psi_h \text{sen}\psi_v \cdot \text{sen}\tau\cos\tau + e_v^2\text{sen}^2\psi_v \cdot \cos^2\tau + e_h^2\cos^2\psi_h \cdot \text{sen}^2\tau - 2e_h e_v \cos\psi_h \cos\psi_v \cdot \text{sen}\tau\cos\tau + e_v^2\cos^2\psi_v \cdot \cos^2\tau$$

$$e_2^2 = e_h^2\text{sen}^2\tau[\text{sen}^2\psi_h + \cos^2\psi_h] + e_v^2\cos^2\tau[\text{sen}^2\psi_v + \cos^2\psi_v] - 2 \cdot e_h e_v \cdot \frac{1}{2} [\cos(\psi_h - \psi_v) - \cos(\psi_h + \psi_v)] \cdot \frac{1}{2} \cdot \text{sen}(2\tau) - 2 \cdot e_h e_v \cdot \frac{1}{2} [\cos(\psi_h - \psi_v) + \cos(\psi_h + \psi_v)] \cdot \frac{1}{2} \cdot \text{sen}(2\tau)$$

$$e_2^2 = e_h^2\text{sen}^2\tau + e_v^2\cos^2\tau - e_h e_v \text{sen}(2\tau) \cdot \cos\psi \quad (\text{B.5.2})$$

Em seguida multiplicando-se (B.4.1) por (B.4.3), obtém-se

$$\begin{aligned} e_1\cos\psi_0 \cdot e_2\cos\psi_0 &= (e_h\cos\psi_h\cos\tau + e_v\cos\psi_v\text{sen}\tau) \cdot (-e_h\text{sen}\psi_h\text{sen}\tau + e_v\text{sen}\psi_v\cos\tau) \\ e_1 e_2 \cos^2\psi_0 &= -e_h^2 \text{sen}\psi_h \cos\psi_h \cdot \text{sen}\tau\cos\tau + e_h e_v \text{sen}\psi_v \cos\psi_h \cos^2\tau - \\ &e_h e_v \text{sen}\psi_h \cos\psi_v \text{sen}^2\tau + e_v^2 \text{sen}\psi_v \cos\psi_v \cdot \text{sen}\tau\cos\tau \end{aligned} \quad (\text{B.6.1})$$

Multiplicando (B.4.2) por (B.4.4), chega-se a

$$e_1 \text{sen} \psi_0 \cdot e_2 \text{sen} \psi_0 = (e_h \text{sen} \psi_h \text{cost} + e_v \text{sen} \psi_v \text{sent} \tau) \cdot (e_h \text{cos} \psi_h \text{sent} \tau - e_v \text{cos} \psi_v \text{cost})$$

$$e_1 e_2 \text{sen}^2 \psi_0 = e_h^2 \text{sen} \psi_h \text{cos} \psi_h \cdot \text{sent} \tau \text{cost} - e_h e_v \text{sen} \psi_h \text{cos} \psi_v \text{cos}^2 \tau + e_h e_v \text{sen} \psi_v \text{cos} \psi_h \text{sen}^2 \tau - e_v^2 \text{sen} \psi_v \text{cos} \psi_v \cdot \text{sent} \tau \text{cost} \quad (\text{B.6.2})$$

Em seguida adicionando (B.6.1) à (B.6.2), é obtida a equação

$$e_1 e_2 \text{cos}^2 \psi_0 + e_1 e_2 \text{sen}^2 \psi_0 = -e_h^2 \text{sen} \psi_h \text{cos} \psi_h \cdot \text{sent} \tau \text{cost} + e_h e_v \text{sen} \psi_v \text{cos} \psi_h \text{cos}^2 \tau - e_h e_v \text{sen} \psi_h \text{cos} \psi_v \text{sen}^2 \tau + e_v^2 \text{sen} \psi_v \text{cos} \psi_v \cdot \text{sent} \tau \text{cost} + e_h^2 \text{sen} \psi_h \text{cos} \psi_h \cdot \text{sent} \tau \text{cost} - e_h e_v \text{sen} \psi_h \text{cos} \psi_v \text{cos}^2 \tau + e_h e_v \text{sen} \psi_v \text{cos} \psi_h \text{sen}^2 \tau - e_v^2 \text{sen} \psi_v \text{cos} \psi_v \cdot \text{sent} \tau \text{cost}$$

$$e_1 e_2 [\text{sen}^2 \psi_0 + \text{cos}^2 \psi_0] = e_h e_v \text{sen} \psi_v \text{cos} \psi_h [\text{sen}^2 \tau + \text{cos}^2 \tau] - + e_h e_v \text{sen} \psi_h \text{cos} \psi_v [\text{sen}^2 \tau + \text{cos}^2 \tau] e_1 e_2 = e_h e_v \text{sen} \psi_v \text{cos} \psi_h - e_h e_v \text{sen} \psi_h \text{cos} \psi_v$$

$$e_1 e_2 = \frac{1}{2} e_h e_v [\text{sen} (\psi_v + \psi_h) + \text{sen} (\psi_v - \psi_h)] - \frac{1}{2} e_h e_v [\text{sen} (\psi_v + \psi_h) + \text{sen} (\psi_v - \psi_h)]$$

$$e_1 e_2 = e_h e_v \text{sen} (\psi_h - \psi_v)$$

$$e_1 e_2 = e_h e_v \text{sen} \psi \quad (\text{B.6.3})$$

Multiplicando (B.6.1) por (B.6.4), chega-se a

$$e_1 \text{cos} \psi_0 \cdot e_2 \text{sen} \psi_0 = (e_h \text{cos} \psi_h \text{cos} \beta + e_v \text{cos} \psi_v \text{sen} \beta) \cdot (e_h \text{cos} \psi_h \text{sent} \tau - + e_v \text{cos} \psi_v \text{cost})$$

$$e_1 e_2 \text{sen} \psi_0 \text{cos} \psi_0 = e_h^2 \text{cos}^2 \psi_h \text{sent} \tau \text{cost} - e_h e_v \text{cos} \psi_h \text{cos} \psi_v \text{cos}^2 \tau + e_h e_v \text{cos} \psi_h \text{cos} \psi_v \text{sen}^2 \tau - + e_v^2 \text{cos}^2 \psi_v \text{sent} \tau \text{cost} \quad (\text{B.7.1})$$

Ao fazer o mesmo com as Equações (B.4.2) e (B.4.3), tem-se que

$$\begin{aligned}
& e_1 e_2 \operatorname{sen} \psi_0 \cos \psi_0 \\
& \quad = (e_h \operatorname{sen} \psi_h \cos \tau + e_v \operatorname{sen} \psi_v \sin \tau) \cdot (-e_h \operatorname{sen} \psi_h \sin \tau + e_v \operatorname{sen} \psi_v \cos \tau) \\
e_1 e_2 \operatorname{sen} \psi_0 \cos \psi_0 & = -e_h^2 \operatorname{sen}^2 \psi_h \operatorname{sen} \tau \cos \tau + e_h e_v \operatorname{sen} \psi_h \operatorname{sen} \psi_v \cos^2 \tau - \\
& + e_h e_v \operatorname{sen} \psi_h \operatorname{sen} \psi_v \cos^2 \tau + e_v^2 \operatorname{sen}^2 \psi_v \operatorname{sen} \tau \cos \tau \tag{B.7.2}
\end{aligned}$$

Ao subtrair (B.7.1) de (B.7.2), chega-se a

$$\begin{aligned}
e_1 e_2 \operatorname{sen} \psi_0 \cos \psi_0 - e_1 e_2 \operatorname{sen} \psi_0 \cos \psi_0 & = \\
e_h^2 \cos^2 \psi_h \operatorname{sen} \tau \cos \tau - e_h e_v \cos \psi_h \cos \psi_v \cos^2 \tau + e_h e_v \cos \psi_h \cos \psi_v \operatorname{sen}^2 \tau - \\
& + e_v^2 \cos^2 \psi_v \operatorname{sen} \tau \cos \tau + e_h^2 \operatorname{sen}^2 \psi_h \operatorname{sen} \tau \cos \tau - e_h e_v \operatorname{sen} \psi_h \operatorname{sen} \psi_v \cos^2 \tau + \\
& + e_h e_v \operatorname{sen} \psi_h \operatorname{sen} \psi_v \operatorname{sen}^2 \tau - e_v^2 \operatorname{sen}^2 \psi_v \operatorname{sen} \tau \cos \tau \\
0 & = e_h^2 \frac{1}{2} \operatorname{sen}(2\tau) \cdot [\operatorname{sen}^2 \psi_h + \cos^2 \psi_h] - e_v^2 \frac{1}{2} \operatorname{sen}(2\tau) \cdot [\operatorname{sen}^2 \psi_h + \cos^2 \psi_h] - \\
& + e_h e_v \cdot \cos^2 \tau [\operatorname{sen} \psi_h \operatorname{sen} \psi_v + \cos \psi_h \cos \psi_v] + e_h e_v \operatorname{sen}^2 \tau [\operatorname{sen} \psi_h \operatorname{sen} \psi_v + \\
& \cos \psi_h \cos \psi_v] \\
0 & = \frac{1}{2} \operatorname{sen}(2\tau) [e_v^2 - e_h^2] - e_h e_v \cdot \cos^2 \tau \frac{1}{2} [\cos(\psi_h + \psi_v) + \cos(\psi_h - \psi_v) + \cos(\psi_h - \\
& + \psi_v) - \cos(\psi_h + \psi_v)] + e_h e_v \operatorname{sen}^2 \tau \frac{1}{2} [\cos(\psi_h + \psi_v) + \cos(\psi_h - \psi_v) + \cos(\psi_h - \psi_v) \\
& - \cos(\psi_h + \psi_v)] \\
\frac{1}{2} \operatorname{sen}(2\tau) \cdot [e_h^2 - e_v^2] & = e_h e_v \cdot \cos^2 \tau \cdot \cos(\psi_h - \psi_v) - e_h e_v \operatorname{sen}^2 \tau \cdot \cos(\psi_h - \psi_v) = 0 \\
\frac{1}{2} \operatorname{sen}(2\tau) \cdot [e_h^2 - e_v^2] & = e_h e_v \cos \psi [\cos^2 \tau - \operatorname{sen}^2 \tau] \\
\frac{1}{2} \operatorname{sen}(2\tau) \cdot [e_h^2 - e_v^2] & = e_h e_v \cos \psi \cos(2\tau) \\
2e_h e_v \cos \psi & = \frac{\operatorname{sen}(2\tau)}{\cos(2\tau)} [e_h^2 - e_v^2] \\
2e_h e_v \cos \psi & = \tan(2\tau) \cdot [e_h^2 - e_v^2] \tag{B.7.3}
\end{aligned}$$

Para facilitar a caracterização de polarização das ondas EM, usam-se os parâmetros de Stokes. Partindo da equação (B.2.5), por definição pode-se chegar à Equação da esfera de Poincaré em que

$$I = \frac{1}{\eta} (e_h^2 + e_v^2) \quad (\text{B.8.1})$$

$$Q = \frac{1}{\eta} (e_h^2 - e_v^2) \quad (\text{B.8.2})$$

$$U = \frac{2}{\eta} e_h e_v \cos \psi \quad (\text{B.8.3})$$

$$V = \frac{2}{\eta} e_h e_v \sin \psi \quad (\text{B.8.4})$$

Pode-se concluir que:

$$I^2 = Q^2 + U^2 + V^2 \quad (\text{B.5}).$$

Uma vez que

$$\frac{1}{\eta^2} (e_h^2 + e_v^2)^2 = \frac{1}{\eta^2} (e_h^2 - e_v^2)^2 + \frac{4}{\eta^2} e_h^2 e_v^2 + \frac{4}{\eta^2} e_h^2 e_v^2 \sin^2 \psi$$

$$\frac{1}{\eta^2} (e_h^2 + e_v^2)^2 = \frac{1}{\eta^2} (e_h^4 - 2 \cdot e_h^2 e_v^2 + e_v^4 + 4e_h^2 e_v^2)$$

$$\frac{1}{\eta^2} (e_h^2 + e_v^2)^2 = \frac{1}{\eta^2} (e_h^2 + e_v^2)^2 \quad (\text{B.10})$$

Na Figura 39 o ângulo ϵ é dado por

$$\tan(\epsilon) = \pm \frac{e_1}{e_2} = \frac{\text{sene}\epsilon}{\text{cose}\epsilon} \quad (\text{B.11.1})$$

Tomando-se o quadrado de (B.11.1) tem-se que

$$\frac{\text{sen}^2 \epsilon}{\text{cos}^2 \epsilon} = \frac{e_1^2}{e_2^2} \quad (\text{B.11.2}).$$

Ao adicionar as Equações (B.5.1) e (B.5.2) e realizar as devidas operações tem-se que

$$e_1^2 + e_2^2 = e_h^2 \text{cos}^2 \tau + e_v^2 \text{sen}^2 \beta + e_h e_v \text{sen}(2\tau) \cdot \text{cos} \psi + e_h^2 \text{sen}^2 \tau + e_v^2 \text{cos}^2 \tau - \\ + e_h e_v \text{sen}(2\tau) \cdot \text{cos} \psi$$

$$e_1^2 + e_2^2 = e_h^2 [\text{sen}^2 \tau + \text{cos}^2 \tau] + e_v^2 [\text{sen}^2 \tau + \text{cos}^2 \tau]$$

e

$$e_1^2 + e_2^2 = e_h^2 + e_v^2. \quad (\text{B.11.3})$$

e com o auxílio da equação (B.11.1), chega-se a (B.11.4).

$$e_1^2 + e_2^2 = \eta I. \quad (\text{B.11.4})$$

Da Equação (B.8.2) é possível isolar o parâmetro e_2^2 de modo que

$$e_2^2 = e_1^2 \frac{\text{sen}^2 \epsilon}{\text{cos}^2 \epsilon} \quad (\text{B.11.5})$$

Ao substituir (B.11.5) em (B.11.4) é obtida a expressão

$$e_1^2 + e_1^2 \frac{\text{sen}^2 \epsilon}{\text{cos}^2 \epsilon} = \eta I$$

$$e_1^2 \text{cos}^2 \epsilon + e_1^2 \text{sen}^2 \epsilon = \eta I \text{cos}^2 \epsilon$$

$$e_1^2 = \eta I \text{cos}^2 \epsilon \quad (\text{B.11.6}).$$

A diferença de (B.5.2) da Equação (B.5.1), permite obter uma nova expressão dada por

$$e_2^2 - e_1^2 = e_h^2 [\text{sen}^2 \tau - \text{cos}^2 \tau] + e_v^2 [\text{cos}^2 \tau - \text{sen}^2 \tau] - 2e_h e_v \text{sen}(2\tau) \cdot \text{cos} \psi$$

$$e_2^2 - e_1^2 = -e_h^2[\cos^2\tau - \sin^2\tau] + e_v^2[\cos^2\tau - \sin^2\tau] + 2e_h e_v \sin(2\tau). \cos\psi \quad x(-1)$$

$$e_1^2 - e_2^2 = (e_h^2 - e_v^2) \cos(2\tau) + 2e_h e_v \sin(2\tau). \cos\psi \quad (\text{B.11.6.1})$$

com o auxílio da equação (B.7.3), a expressão (B.11.6.1) acima pode ser modificada para:

$$e_1^2 - e_2^2 = (e_h^2 - e_v^2) \cos(2\tau) + \tan(2\tau). \sin(2\tau). [e_h^2 - e_v^2]$$

$$e_1^2 - e_2^2 = (e_h^2 - e_v^2) \left[\cos(2\tau) + \frac{\sin(2\tau)}{\cos(2\tau)} \sin(2\tau) \right]$$

$$e_1^2 - e_2^2 = (e_h^2 - e_v^2) [\cos^2(2\tau) + \sin^2(2\tau)] / \cos(2\tau)$$

$$e_1^2 - e_2^2 = (e_h^2 - e_v^2) / \cos(2\tau) \quad (\text{B.11.7})$$

Com as equações auxiliares (B.11.2), (B.11.3), (B.11.4), (B.11.5), (B.11.6), (B.11.6.1) e (B.11.7) demonstradas, pode-se substituir nos parâmetros das Equações de (B.8.2) à (B.8.4). De (B.8.2), obtém-se, com a ajuda de (B.11.5) a (B.11.7), que:

$$Q = \frac{1}{\eta} (e_h^2 - e_v^2) = \frac{1}{\eta} (e_1^2 - e_2^2). \cos(2\tau)$$

$$Q = \frac{1}{\eta} \left(\eta I \sin^2\epsilon - e_1^2 \frac{\sin^2\epsilon}{\cos^2\epsilon} \right). \cos(2\tau)$$

$$Q = \frac{1}{\eta} \left(\eta I \cos^2\epsilon - \eta I \cos^2\epsilon \frac{\sin^2\epsilon}{\cos^2\epsilon} \right). \cos(2\tau)$$

$$Q = \frac{1}{\eta} \eta I (\cos^2\epsilon - \sin^2\epsilon). \cos(2\tau)$$

$$Q = I. \cos(2\epsilon) \cos(2\tau) \quad (\text{B.12.1})$$

Para o parâmetro U, recorre-se às Equações (B.7.3), (B.11.5), (B.11.6) e (B.11.7), para obter

$$U = \frac{2}{\eta} e_h e_v \cos \psi$$

$$U = \frac{1}{\eta} \tan(2\tau) \cdot [e_h^2 - e_v^2]$$

$$U = \frac{1}{\eta} \tan(2\tau) (e_1^2 - e_2^2) \cdot \cos(2\tau)$$

$$U = \frac{1 \sin(2\tau)}{\eta \cos(2\tau)} \cos(2\tau) \left[\eta l \cos^2 \epsilon - e_1^2 \frac{\sin^2 \epsilon}{\cos^2 \epsilon} \right]$$

$$U = \frac{1}{\eta} \sin(2\tau) [\eta l \cos^2 \epsilon - \eta l \cos^2 \epsilon \frac{\sin^2 \epsilon}{\cos^2 \epsilon}]$$

$$U = \frac{1}{\eta} \sin(2\tau) \eta l (\cos^2 \epsilon - \sin^2 \epsilon)$$

$$U = I \sin(2\tau) \cos(2\epsilon) \tag{B.12.2}$$

Enfim para o parâmetro V, faz-se uso das Equações (B.7.3), (B.8.3) e (B.11.1), para encontrar a seguinte equação

$$V = \frac{2}{\eta} e_h e_v \sin \psi$$

$$V = \frac{2}{\eta} e_1 e_2$$

$$V = \frac{2}{\eta} e_1 e_1 \frac{\sin \epsilon}{\cos \epsilon}$$

$$V = \frac{2}{\eta} (e_1^2 \cdot \frac{\sin \epsilon}{\cos \epsilon})$$

$$V = \frac{2}{\eta} (\eta l \cos^2 \epsilon \cdot \frac{\sin \epsilon}{\cos \epsilon})$$

$$V = 2I \cos(\epsilon) \sin(\epsilon)$$

$$V = I \cdot \sin(2\epsilon) \tag{B.12.3}$$

Logo ao aplicar a definição da esfera com os parâmetros Q , U e V encontrados, em uma esfera centrada na origem e com raio I tem-se que

$$I^2 = [I \cdot \cos(2\epsilon) \cos(2\tau)]^2 + [I \sin(2\tau) \cos(2\epsilon)]^2 + [I \cdot \sin(2\epsilon)]^2$$

$$I^2 = I^2 \cos^2(2\epsilon) \cdot \cos^2(2\tau) + I^2 \sin^2(2\tau) \cdot \cos^2(2\epsilon) + I^2 \sin^2(2\epsilon)$$

$$I^2 = I^2 \cos^2(2\epsilon) [\sin^2(2\tau) + \cos^2(2\tau)] + I^2 \sin^2(2\epsilon)$$

$$I^2 = I^2 \cos^2(2\epsilon) + I^2 \sin^2(2\epsilon)$$

$$I^2 = I^2 \tag{B.12.4}$$

Na esfera de Poincaré, que é vista na Figura 40, é possível enxergar o estado de polarização de uma onda EM, seja ela completamente polarizada ou não. Caso o ponto esteja na superfície da esfera tem-se uma onda completamente polarizada. Porém, se o ponto estiver no interior da esfera a polarização é parcial. E em último caso, se o ponto estiver no centro da esfera, a onda está completamente despolarizada. O grau de polarização de uma onda EM é dado pela distância do ponto que identifica o estado de polarização até o centro da esfera, que pode ser visto na Figura 40.

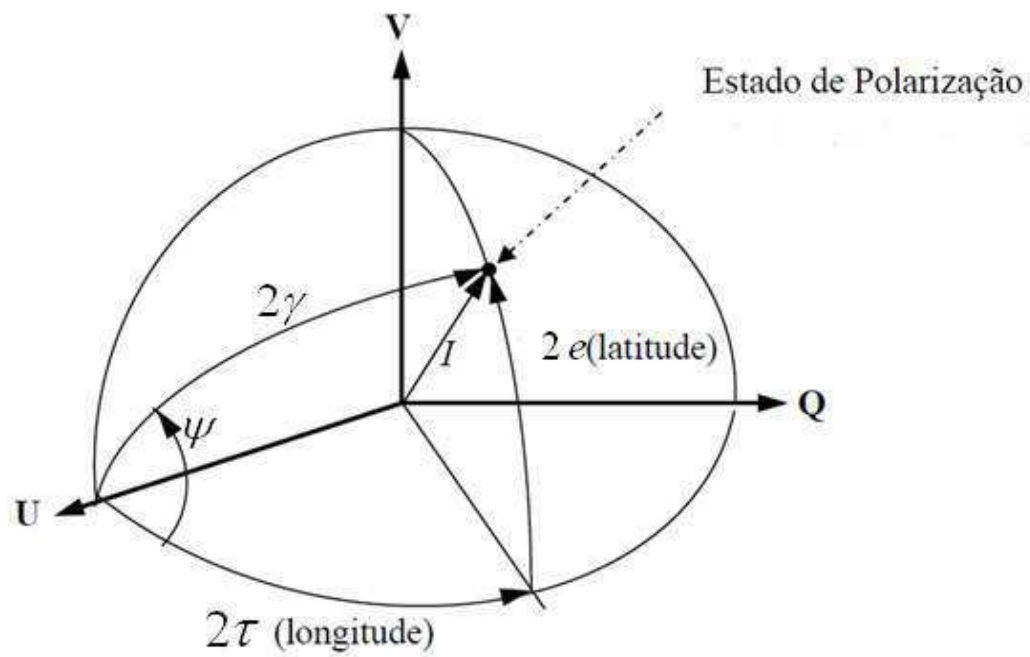


Figura 10 - Corte em um oitante na esfera de Poincaré.

ANEXO – C ABORDAGEM MATEMÁTICA PARA OS CASOS EM QUE A DIFERENÇA DE FASE ψ É DESCONHECIDA

Ao considerar que os campos elétricos obtidos pelos dipolos são escritos de forma aproximada

$$\vec{E}_v = E_v \text{sen}(\omega t) \hat{v} \quad (\text{C.1.1})$$

$$\vec{E}_h = E_h \text{sen}(\omega t + \psi^\circ + \theta^\circ) \hat{h} \quad (\text{C.1.2})$$

Em que ψ é a diferença de fase entre os dois sinais captados pelos dipolos. E θ é o atraso inserido intencionalmente no braço do dipolo disposto na horizontal, com o intuito de se descobrir a fase que caracteriza a polarização do sinal emitido. Então o sinal resultante do sistema é da forma

$$\vec{E}_R = \vec{E}_v + \vec{E}_h. \quad (\text{C.2.1})$$

Em forma fasorial tem-se que

$$E_R = E_v e^{j0^\circ} + E_h e^{j(\theta+\psi)} \quad (\text{C.2.2}).$$

Ao desenvolver matematicamente a expressão (C.2.2) acima tem-se que:

$$\begin{aligned} E_R &= E_v \cos(0^\circ) + E_h \cos(\theta^\circ + \psi^\circ) + jE_h [\text{sen}(\theta^\circ + \psi)] \\ E_R &= E_v + E_h [\cos(\theta) \cdot \cos(\psi) - \text{sen}(\theta) \cdot \text{sen}(\psi)] + jE_h [\text{sen}(\theta) \cdot \cos(\psi) + \\ &\text{sen}(\psi) \cdot \cos(\theta)] \end{aligned} \quad (\text{C.3.1})$$

Uma vez que E_R , E_h , E_v e ψ são conhecidos então são realizadas as seguintes considerações

$$\begin{cases} A = E_h \cdot \cos(\theta) \\ B = E_h \cdot \text{sen}(\theta) \\ C = E_R \end{cases} \quad (\text{C.3.2})$$

E ao lembrar que $z = a + bi$, pode-se desmembrar a equação (C.3.1), de forma a ter-se

$$a = E_v + A \cdot \cos(\psi) - B \cdot \text{sen}(\psi) \quad (\text{C.4.1})$$

$$b = A \cdot \text{sen}(\psi) + B \cdot \cos(\psi) \quad (\text{C.4.2})$$

$$C = E_v + A \cdot \cos(\psi) - B \cdot \text{sen}(\psi) + j[A \cdot \text{sen}(\psi) + B \cdot \cos(\psi)] \quad (\text{C.4.3}).$$

O valor de C nesta equação é o módulo do campo elétrico e esta constante é dada por

$$|z| = \sqrt{a^2 + b^2} \quad (\text{C.5})$$

Portanto tem-se que ao desenvolver a expressão (C.4.3) em (C.5) obtém-se

$$C = \sqrt{[E_v + A \cdot \cos(\psi) - B \cdot \text{sen}(\psi)]^2 + [A \cdot \text{sen}(\psi) + B \cdot \cos(\psi)]^2}$$

$$C^2 = \sqrt{[E_v + A \cdot \cos(\psi) - B \cdot \text{sen}(\psi)]^2 + [A \cdot \text{sen}(\psi) + B \cdot \cos(\psi)]^2}$$

$$C^2 = E_v^2 + A^2 \cdot \cos^2(\psi) + B^2 \cdot \text{sen}^2(\psi) + 2 \cdot A \cdot E_v \cos(\psi) - 2 \cdot B \cdot E_v \text{sen}(\psi) - 2 \cdot A \cdot B \cdot \text{sen}(\psi) \cdot \cos(\psi) - 2 \cdot B \cdot E_v \text{sen}(\psi) + A^2 \cdot \text{sen}^2(\psi) + B^2 \cdot \cos^2(\psi) + 2 \cdot A \cdot B \cdot \text{sen}(\psi) \cdot \cos(\psi)$$

$$C^2 = E_v^2 + A^2 [\text{sen}^2(\psi) + \cos^2(\psi)] + B^2 [\text{sen}^2(\psi) + \cos^2(\psi)] + 2 \cdot A \cdot E_v \cos(\psi) - 2 \cdot B \cdot E_v \text{sen}(\psi)$$

$$C^2 = E_v^2 + 2 \cdot E_v [A \cdot \cos(\psi) - B \cdot \text{sen}(\psi)] + A^2 + B^2 \quad (\text{C.6})$$

Ou seja, ainda reorganizando a expressão acima tem-se

$$C^2 = E_v^2 + A^2 + B^2 + 2 \cdot E_v [A \cdot \cos(\psi) - B \cdot \text{sen}(\psi)] \quad (\text{C.7}).$$

Para o caso em que o ângulo ψ é desconhecido tem-se

$$C^2 - E_v^2 - A^2 - B^2 = 2.E_v[A.\cos(\psi) - B.\text{sen}(\psi)]$$

$$\frac{C^2 - E_v^2 - A^2 - B^2}{2.E_v} = A.\cos(\psi) - B.\text{sen}(\psi) \quad (\text{C.8})$$

Ao realizar a seguinte substituição na equação (C.8)

$$D = \frac{C^2 - E_v^2 - A^2 - B^2}{2.E_v} \quad (\text{C.9.1})$$

Tese então a expressão

$$D = A.\cos(\psi) - B.\text{sen}(\psi) \quad (\text{C.9.2}).$$

Ao usar a identidade trigonométrica

$$\cos(\psi) = \pm\sqrt{1 - \text{sen}^2(\psi)} \quad (\text{C.10})$$

Em (C.9.2) tem-se que

$$D = A.\sqrt{1 - \text{sen}^2(\psi)} - B.\text{sen}(\psi) \quad (\text{C.11.1})$$

E ainda denotando por

$$x = \text{sen}(\psi) \quad (\text{C.11.2})$$

Chega-se a:

$$D = A.\sqrt{1 - x^2} - B.x \quad (\text{C.11.3})$$

$$(D + B.x) = A.\sqrt{1 - x^2}$$

$$(D + B.x)^2 = (A.\sqrt{1 - x^2})^2$$

$$x^2(A^2 + B^2) + 2DBx + D^2 - A^2 = 0$$

$$\Delta = 4(DB)^2 - 4(A^2 + B^2).(D^2 - A^2)$$

$$x = \frac{-D \pm [(DB)^2 - (A^2 + B^2).(D^2 - A^2)]^{1/2}}{(A^2 + B^2)} \quad (C.12)$$

Uma vez que tem-se a igualdade na eq. (C.11.2), pode-se realizar a substituição e chegar a

$$\text{sen}(\psi) = \frac{-D \pm [(DB)^2 - (A^2 + B^2).(D^2 - A^2)]^{1/2}}{(A^2 + B^2)}$$

$$\psi = \arcsen\left(\frac{-D \pm [(DB)^2 - (A^2 + B^2).(D^2 - A^2)]^{1/2}}{(A^2 + B^2)}\right) \quad (C.13).$$

Os casos elementares foram testados na equação (C.4.3), todo o desenvolvimento matemático para estes casos encontra-se a seguir

1 Para o caso Linear à 45° tem-se então que, ao usar parâmetros normalizados, pode-se escrever:

$$\begin{cases} E_h = 1(\text{amplitude do dipolo na horizontal}) \\ E_v = 1(\text{amplitude do dipolo na vertical}) \\ \psi = 45^\circ(\text{diferença de fase}) \\ \theta = 45^\circ(\text{fase genérica da linha}) \end{cases}$$

Substituindo estes dados na equação (C.4.3) tem-se que:

$$E_R = 1,0 + 1,0. [\cos(45^\circ + 45^\circ)] + j. 1,0. [\text{sen}(45^\circ + 45^\circ)]$$

$$E_R = 1 + j$$

$$|E_R| = \sqrt{2} \quad (C.14.1).$$

2 Para o caso Linear à 135°, tem-se que:

$$\begin{cases} E_h = 1(\text{amplitude do dipolo na horizontal}) \\ E_v = 1(\text{amplitude do dipolo na vertical}) \\ \psi = 135^\circ(\text{diferença de fase}) \\ \theta = 45^\circ(\text{fase genérica da linha}) \end{cases}$$

Substituindo estes dados na equação (C.4.3) obtém-se:

$$\begin{aligned} E_R &= 1,0 + 1,0. [\cos(135^\circ + 45^\circ)] + j. 1,0. [\text{sen}(135^\circ + 45^\circ)] \\ E_R &= 0 \\ |E_R| &= 0 \end{aligned} \tag{C.14.2}.$$

3. Para o caso Circular à esquerda, temos que:

$$\begin{cases} E_h = 1(\text{amplitude do dipolo na horizontal}) \\ E_v = 1(\text{amplitude do dipolo na vertical}) \\ \psi = 90^\circ(\text{diferença de fase}) \\ \theta = 45^\circ(\text{fase genérica da linha}) \end{cases}$$

Substituindo esses dados na equação (C.4.3) tem-se que:

$$\begin{aligned} E_R &= 1,0 + 1,0. [\cos(90^\circ + 45^\circ)] + j. 1,0. [\text{sen}(90^\circ + 45^\circ)] \\ E_R &= 1 - \frac{\sqrt{2}}{2} + j. \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right) \\ |E_R| &= \sqrt{2 - \sqrt{2}} \end{aligned} \tag{C.14.3}.$$

4. Para o caso Circular à direita, tem-se que:

$$\begin{cases} E_h = 1(\text{amplitude do dipolo na horizontal}) \\ E_v = 1(\text{amplitude do dipolo na vertical}) \\ \psi = 270^\circ(\text{diferença de fase}) \\ \theta = 45^\circ(\text{fase genérica da linha}) \end{cases}$$

Substituindo esses dados na equação (C.4.3) obtém-se :

$$\begin{aligned} E_R &= 1,0 + 1,0. [\cos(270^\circ + 45^\circ)] + j. 1,0. [\text{sen}(270^\circ + 45^\circ)] \\ E_R &= 1 + \frac{\sqrt{2}}{2} + j. \left(-\frac{\sqrt{2}}{2}\right) \\ |E_R| &= \sqrt{2 + \sqrt{2}} \end{aligned} \tag{C.14.4}.$$

Portanto o que será realizado é uma comparação dos valores de θ , com os possíveis resultados de E_R , e tem-se então:

1.1 Linear à 45°:

- $E_h = 1$;
- $E_v = 1$;
- $\psi = 45^\circ$;
- $|E_R| = \sqrt{2}$;
- $\psi = ?$

Ao aplicar em (C.4.3) tem-se:

$$\sqrt{2}^2 = 1 + \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2 + \cos(2\psi) \left[\left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2 - \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2 \right] + 2.1. \left[\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \cos(\psi) - \frac{\sqrt{2}}{2} \text{sen}(\psi) \right]$$

$$2 = 2 + 2 \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} [\cos(\psi) - \text{sen}(\psi)]$$

$$\cos(\psi) - \text{sen}(\psi) = 0,$$

$$\text{sen}(\psi) = \cos(\psi).$$

$$\text{sen}\left(\frac{\pi}{2} - \psi\right) = \text{sen}(\psi),$$

$$\frac{\pi}{2} - \psi = \psi + 2.k.\pi$$

$$\psi = \frac{\pi}{4} + 2.k.\pi. \tag{C.15.1}$$

O que certifica a diferença de fase de 45°.

1. Linear à 135°:

- $E_h = 1$;
- $E_v = 1$;
- $\psi = 45^\circ$;
- $|E_R| = 0$;

- $\psi = ?$

Ao substituir em (C.4.3) tem-se:

$$0 = 1 + \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2 + \cos(2\psi) \left[\left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2 - \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2 \right] + 2.1. \left[\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \cos(\psi) - \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \text{sen}(\psi) \right],$$

$$-2 = 2. \frac{\sqrt{2}}{2} [\cos(\psi) - \text{sen}(\psi)],$$

$$\text{sen}(\psi) - \cos(\psi) = \sqrt{2}.$$

$$\cos\left(\psi - \frac{\pi}{2}\right) - \cos(\psi) = \sqrt{2},$$

$$-2. \text{sen}\left(\frac{\psi - \frac{\pi}{2} + \psi}{2}\right) \cdot \text{sen}\left(\frac{\psi - \frac{\pi}{2} - \psi}{2}\right) = \sqrt{2},$$

$$-2. \text{sen}\left(\psi - \frac{\pi}{4}\right) \cdot \text{sen}\left(-\frac{\pi}{4}\right) = \sqrt{2},$$

$$-2. \left(-\frac{\sqrt{2}}{2}\right) \cdot \text{sen}\left(\psi - \frac{\pi}{4}\right) = \sqrt{2},$$

$$\text{sen}\left(\psi - \frac{\pi}{4}\right) = 1.$$

$$\text{sen}\left(\psi - \frac{\pi}{4}\right) = \text{sen}\left(\frac{\pi}{2}\right) + 2. k. \pi,$$

$$\psi = \frac{3.\pi}{4} + 2. k. \pi. \tag{C.15.2}$$

O que valida a diferença de fase de 135° .

1.3 Circular à esquerda:

- $E_h = 1$;
- $E_v = 1$;
- $\psi = 45^\circ$;
- $|E_R| = \sqrt{2 - \sqrt{2}}$;
- $\psi = ?$

Ao aplicar em (C.4.3) tem-se que:

$$\begin{aligned} (\sqrt{2 - \sqrt{2}})^2 = \\ 1 + \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2 + \cos(2\psi) \left[\left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2 - \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2 \right] + 2.1. \left[\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \cos(\psi) - \frac{\sqrt{2}}{2} \operatorname{sen}(\psi) \right] \end{aligned}$$

$$2 - \sqrt{2} = 2 + 2 \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} [\cos(\psi) - \operatorname{sen}(\psi)],$$

$$-1 = \cos(\psi) - \operatorname{sen}(\psi),$$

$$\operatorname{sen}(\psi) - \cos(\psi) = 1.$$

$$\cos\left(\psi - \frac{\pi}{2}\right) - \cos(\psi) = 1,$$

$$-2 \cdot \operatorname{sen}\left(\frac{\psi - \frac{\pi}{2} + \theta}{2}\right) \cdot \operatorname{sen}\left(\frac{\psi - \frac{\pi}{2} - \psi}{2}\right) = 1,$$

$$-2 \cdot \operatorname{sen}\left(\psi - \frac{\pi}{4}\right) \cdot \operatorname{sen}\left(-\frac{\pi}{4}\right) = 1$$

$$-2 \cdot \left(-\frac{\sqrt{2}}{2}\right) \cdot \operatorname{sen}\left(\psi - \frac{\pi}{4}\right) = 1,$$

$$\operatorname{sen}\left(\psi - \frac{\pi}{4}\right) = \frac{\sqrt{2}}{2}.$$

$$\operatorname{sen}\left(\psi - \frac{\pi}{4}\right) = \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{4}\right) + 2 \cdot k \cdot \pi,$$

$$\psi = \frac{\pi}{2} + 2.k.\pi. \quad (\text{C.15.3})$$

O que confere a diferença de fase de 90° .

1.4 Circular à direita:

- $E_h = 1$;
- $E_v = 1$;
- $\psi = 45^\circ$;
- $|E_R| = \sqrt{2 + \sqrt{2}}$;
- $\psi = ?$

Ao substituir em (C.4.3) tem-se que:

$$\begin{aligned} (\sqrt{2 + \sqrt{2}})^2 &= \\ 1 + \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2 + \cos(2\psi) \left[\left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2 - \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2 \right] + 2.1. \left[\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \cos(\psi) - \frac{\sqrt{2}}{2} \text{sen}(\psi) \right] \\ 2 + \sqrt{2} &= 2 + 2. \frac{\sqrt{2}}{2} [\cos(\psi) - \text{sen}(\psi)], \end{aligned}$$

$$\cos(\psi) - \text{sen}(\psi) = 1,$$

$$\cos(\psi) - \cos\left(\psi - \frac{\pi}{2}\right) = 1.$$

$$-2. \text{sen}\left(\frac{\psi - \frac{\pi}{2} + \psi}{2}\right) \cdot \text{sen}\left(\frac{\psi + \frac{\pi}{2} - \psi}{2}\right) = 1,$$

$$-2. \text{sen}\left(\psi - \frac{\pi}{4}\right) \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{4}\right) = 1,$$

$$-2. \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right) \cdot \text{sen}\left(\psi - \frac{\pi}{4}\right) = 1,$$

$$\text{sen}\left(\psi - \frac{\pi}{4}\right) = -\frac{\sqrt{2}}{2}.$$

$$\text{sen}\left(\psi - \frac{\pi}{4}\right) = \text{sen}\left(\frac{5\pi}{4}\right) + 2.k.\pi,$$

$$\psi = \frac{3\pi}{2} + 2.k.\pi. \tag{C.15.4}$$

O que certifica a diferença de fase de 270° .

ANEXO D – RESPOSTA DE ALGUNS PARÂMETROS RELEVANTES DAS ANTENAS E LINHAS DE TRANSMISSÃO UTILIZADAS

Neste apêndice encontram-se a exposição de alguns parâmetros importantes das principais antenas e linhas de transmissão utilizadas neste trabalho.

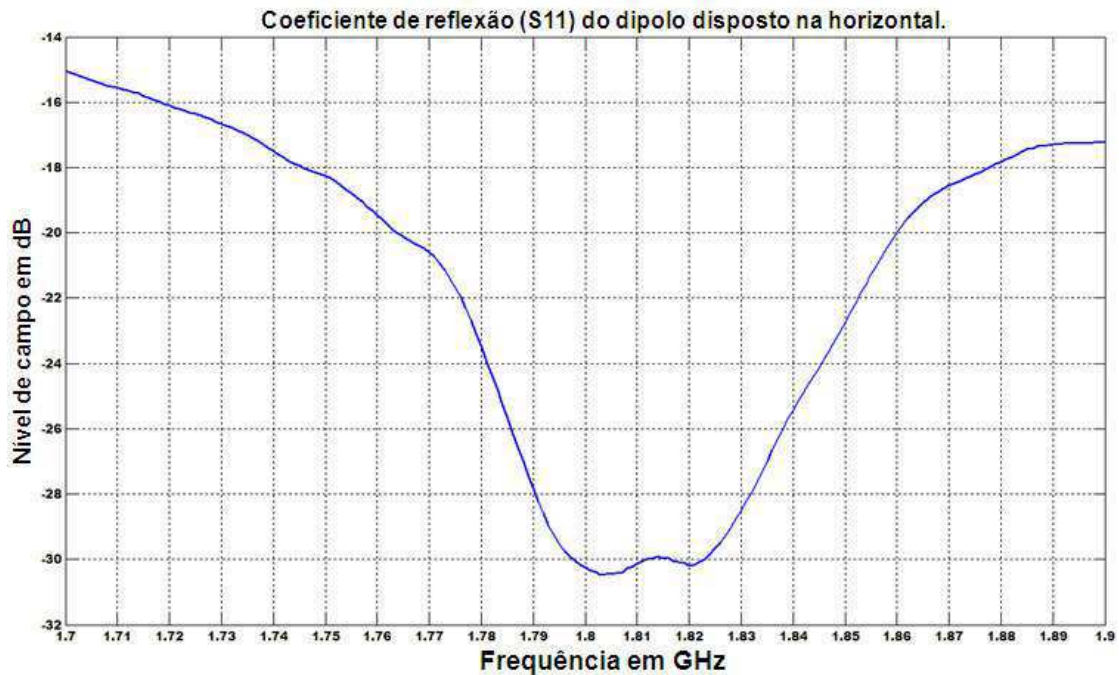


Figura 41 – Coeficiente de reflexão para o dipolo disposto na horizontal.

Na Figura 41 pode-se observar que esse dipolo obteve uma boa curva de ressonância em torno da frequência de trabalho que foi de 1,8 GHz. O que é considerável como boa resposta é um nível de campo abaixo dos -10dB, e aqui o que foi visto é algo em torno dos -30dB. E o dipolo possui também uma largura de faixa considerável.

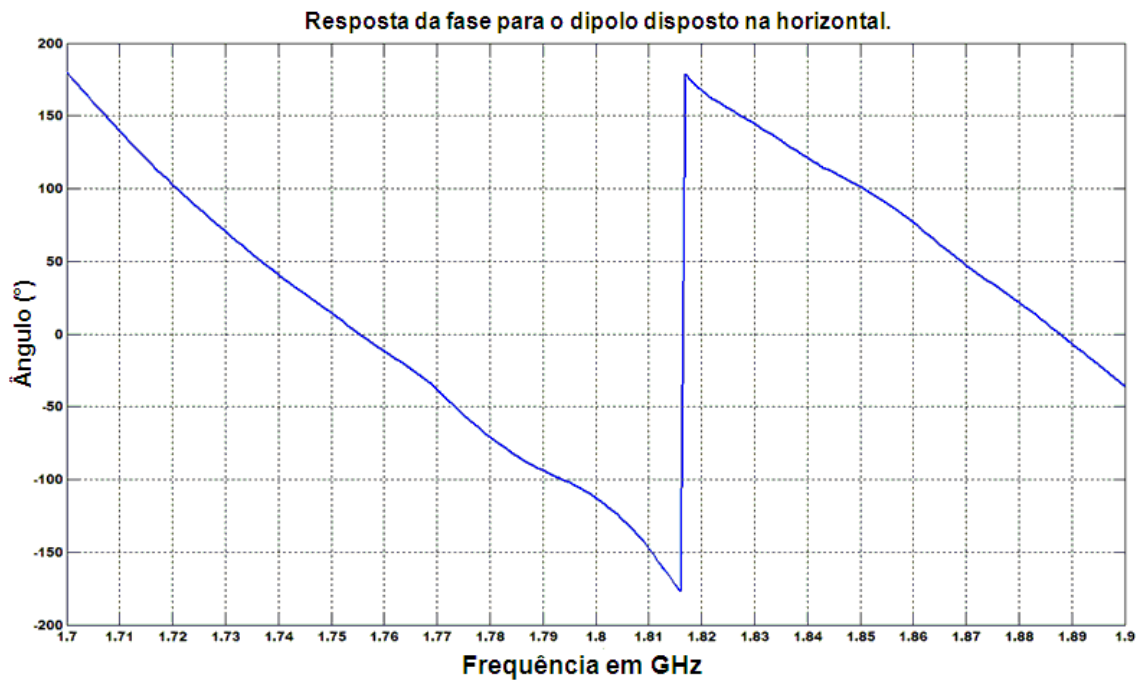


Figura 42 - Resposta da fase para o dipolo disposto na horizontal.

Na Figura 42 é observada a resposta entre corrente e tensão (fase) na antena desse dipolo, que possui melhor resposta para a frequência de 1,815 GHz.

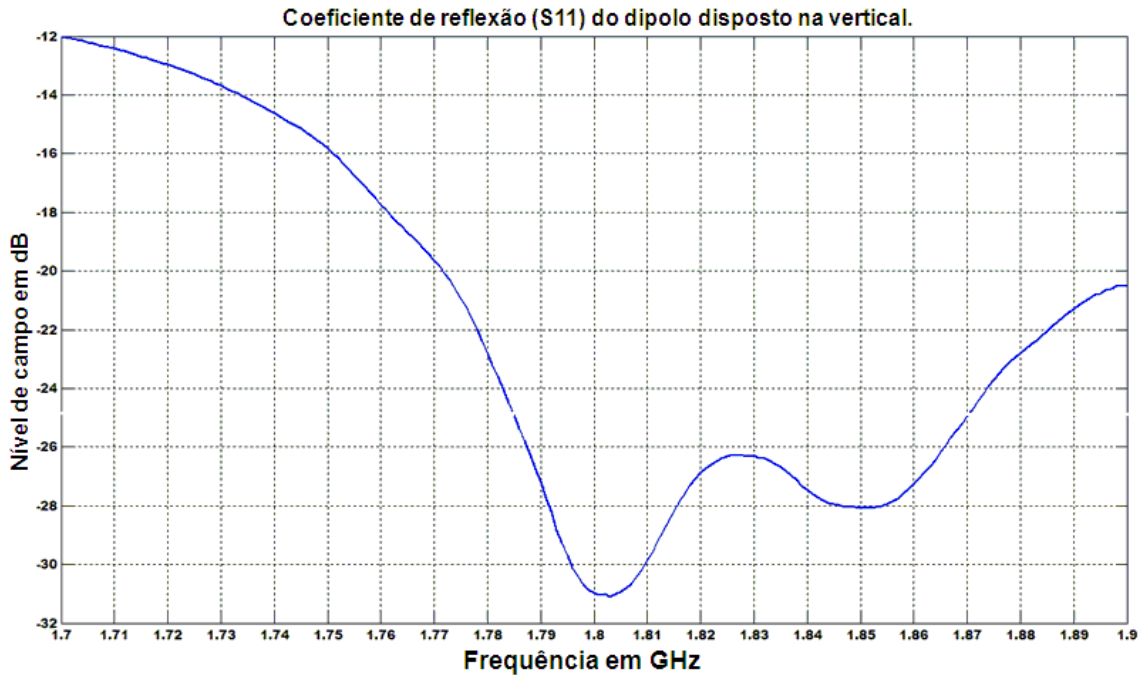


Figura 43 – Coeficiente de reflexão do dipolo disposto na vertical.

Na Figura 43 tem-se a curva de ressonância desse dipolo, e como é observada também uma boa resposta para frequência de trabalho 1,8 GHz, algo em torno dos -30dB.

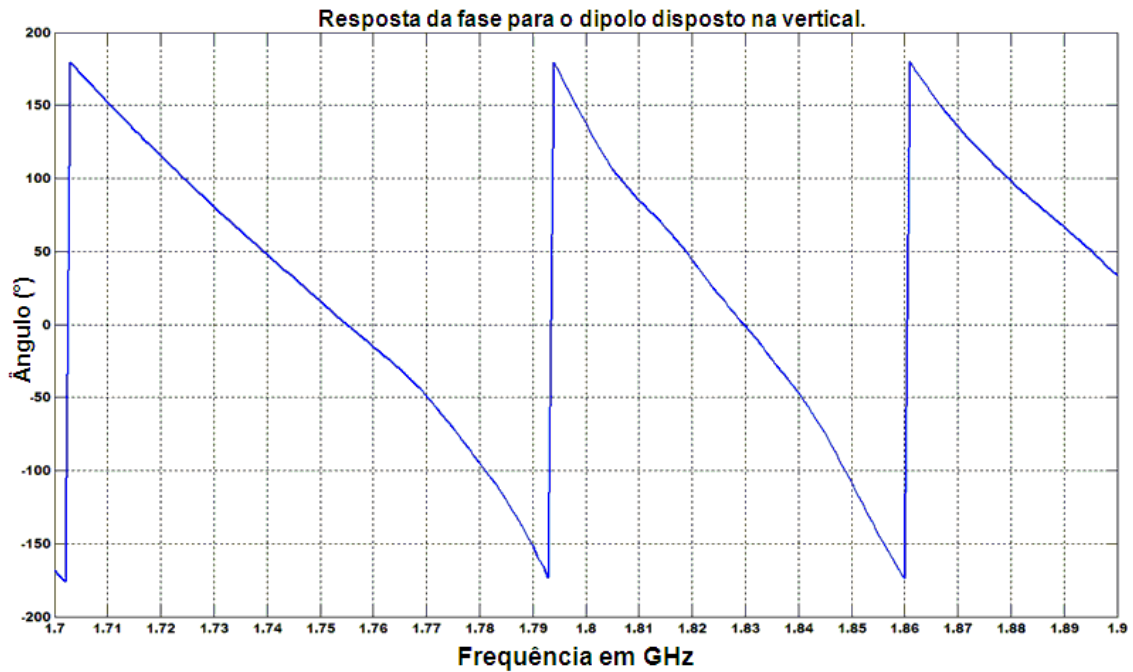


Figura 44 - Resposta da fase para o dipolo disposto na horizontal.

Na Figura 44, tem-se a curva entre corrente e tensão (fase) na antena para esse dipolo e é observado que em torno da frequência de trabalho a fase é em torno dos 135°.

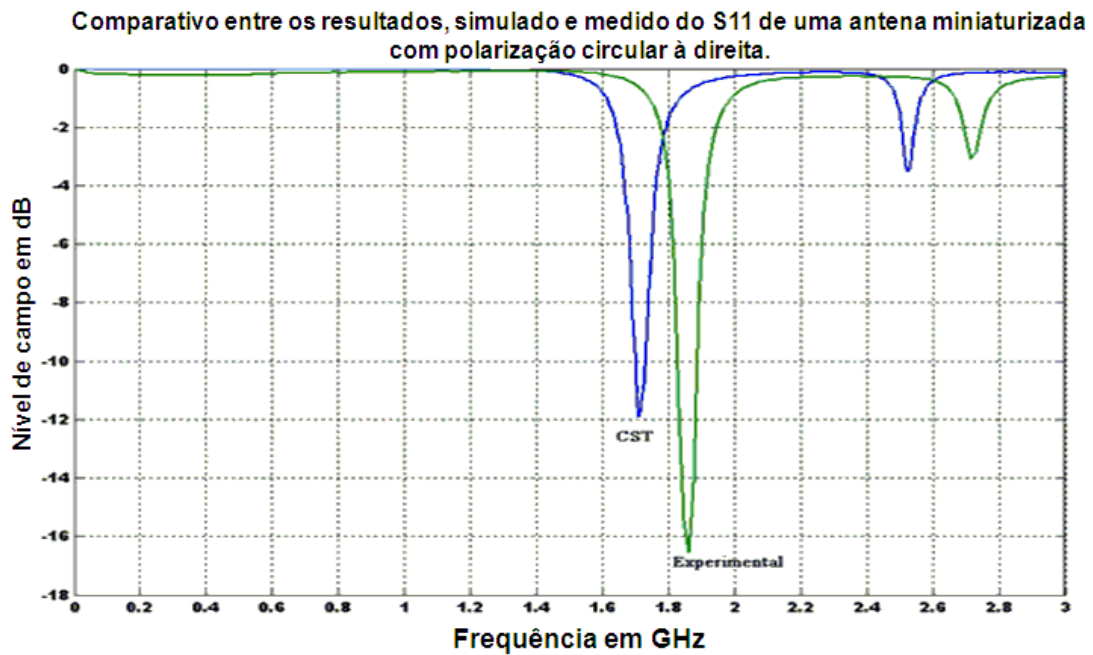


Figura 45 - Comparação entre a simulação e a medição para o coeficiente de reflexão de uma antena com polarização circular à direita.

Na Figura 45 tem-se a comparação entre a simulação e medição após a construção de uma antena miniaturizada com polarização circular à direita. E como é observada a antena apresenta baixo coeficiente de transmissão apesar de estar abaixo dos -10 dB, e por ser miniaturizada largura de faixa reduzida.

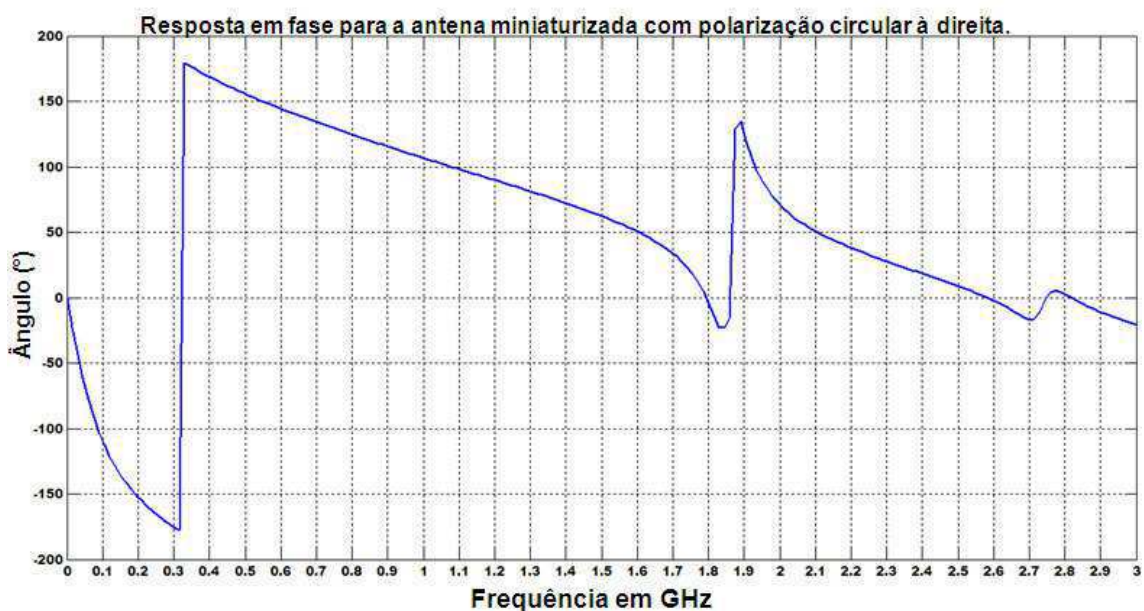


Figura 46 - Resposta da fase para a antena miniaturizada com polarização circular à direita.

Na Figura 46 pode-se ver que relação entre corrente e tensão (fase) na antena, se afasta um pouco da frequência de trabalho, apresentando melhor resposta próximo aos 1,87 GHz

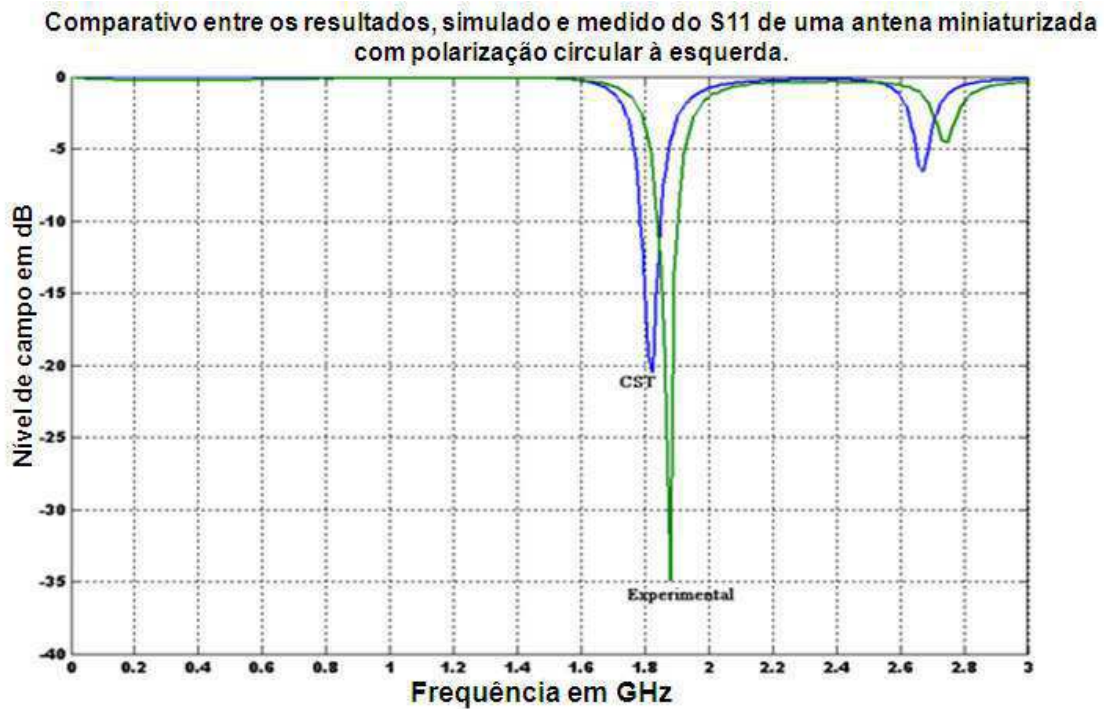


Figura 47 - Comparação entre a simulação e a medição para o coeficiente de reflexão de uma antena miniaturizada com polarização circular à esquerda.

Na Figura 47 é observado que o coeficiente de reflexão de entrada para a antena miniaturizada com polarização circular à esquerda, foi muito bom, algo em torno de -35dB, apesar da largura de banda reduzida. E mesmo ela ressoando em torno de 1,84 GHz, os dipolos utilizados como receptores têm bons ganhos para essa frequência.

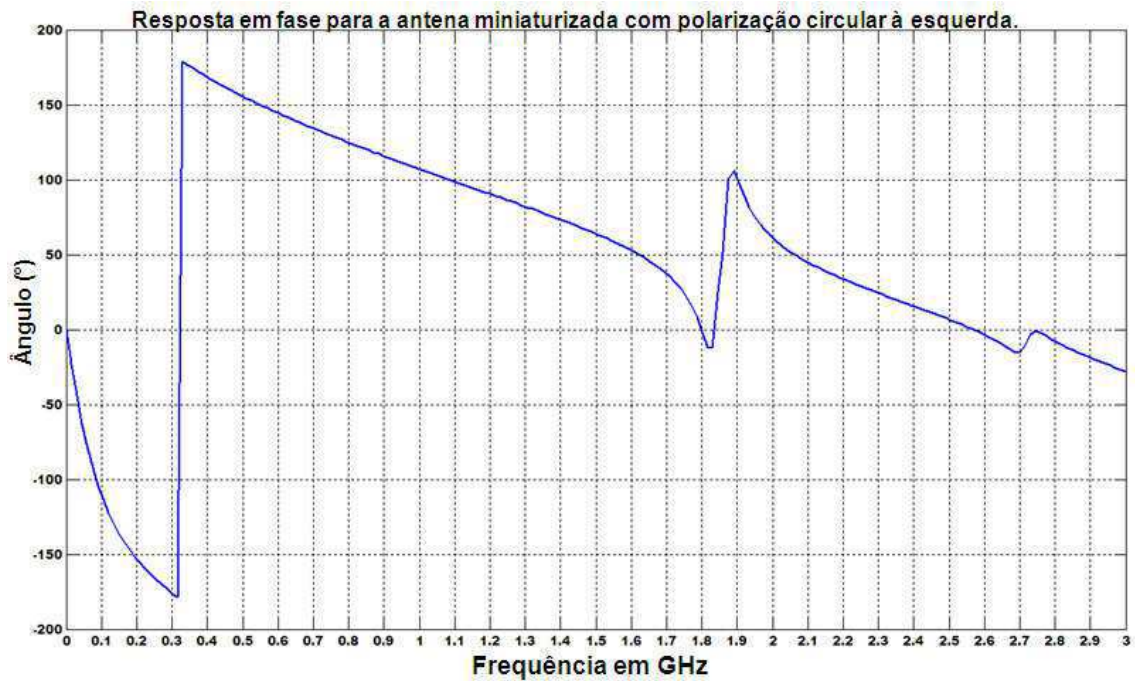


Figura 48 - Resposta da fase para a antena miniaturizada com polarização circular à esquerda.

Na Figura 48 tem-se a relação entre corrente e tensão na antena miniaturizada com polarização circular à esquerda, em que é observado melhor resposta para a frequência de aproximadamente 1,84 GHz.

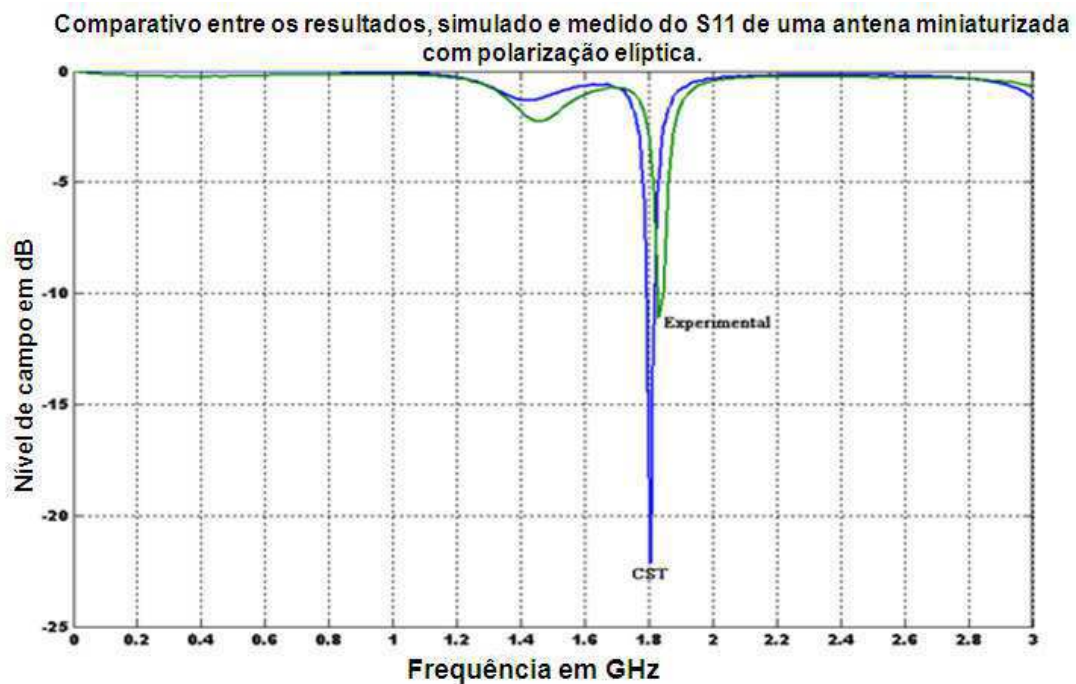


Figura 49 - Comparação entre a simulação e a medição para o coeficiente de reflexão para a antena miniaturizada com polarização elíptica.

Na Figura 49 pode-se ver que uma das antenas utilizadas como transmissora que para este caso foi a miniaturizada com polarização elíptica, não obteve bom coeficiente de transmissão.

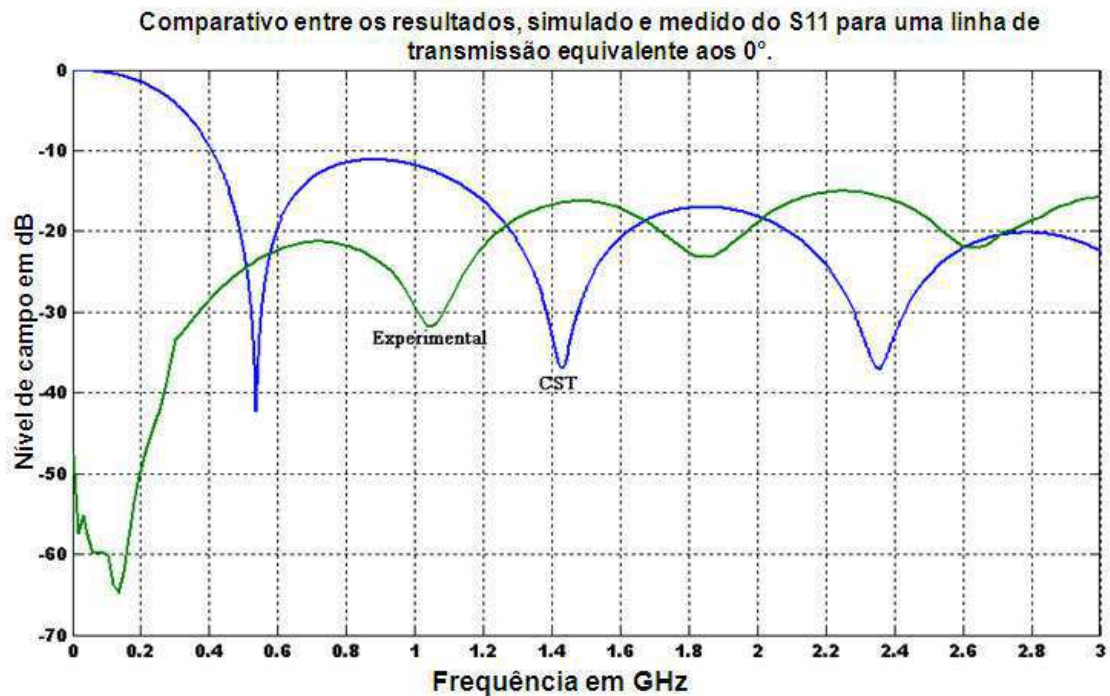


Figura 50- Resposta para a linha de atraso equivalente aos 0°.

Na Figura 50 apesar de os resultados, simulado e experimental estarem deslocados as curvas são semelhantes e que existe transmissão para a frequência de trabalho, e o nível do sinal é algo em torno dos -20 dB.

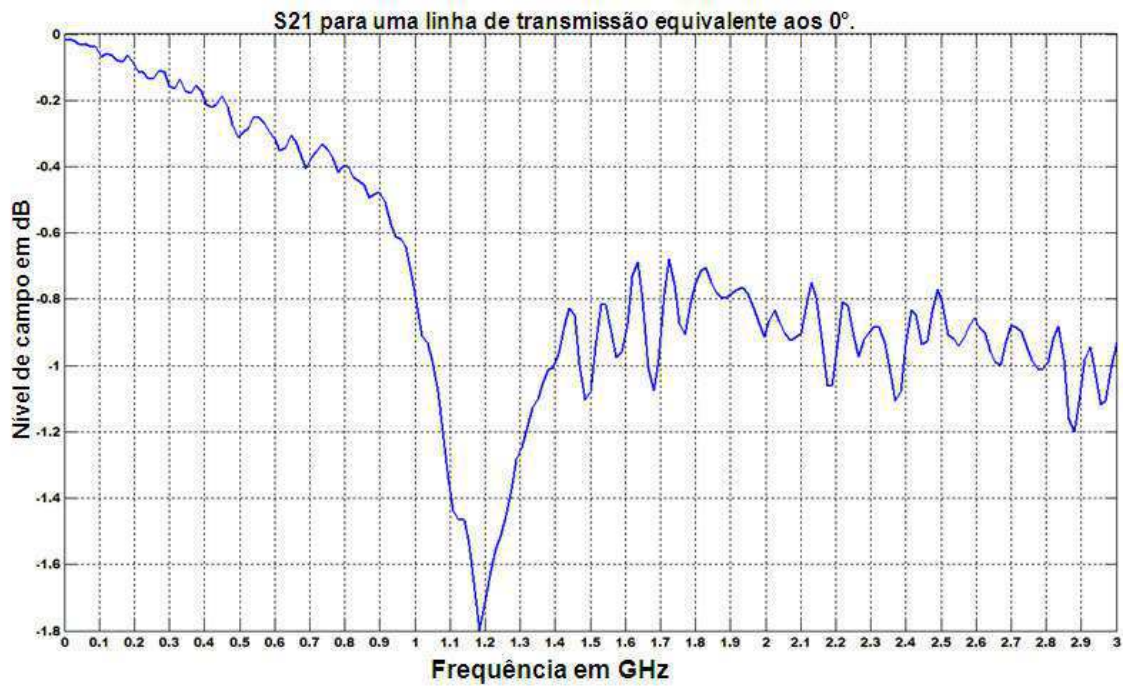


Figura 51 - S21 da linha de atraso equivalente aos 0°.

Na Figura 51 é visto que o coeficiente de transmissão direto ou ganho da linha de transmissão para a frequência de trabalho está em torno -0,8 dB. O que representa um bom nível, pois está próximo aos 0 dB.

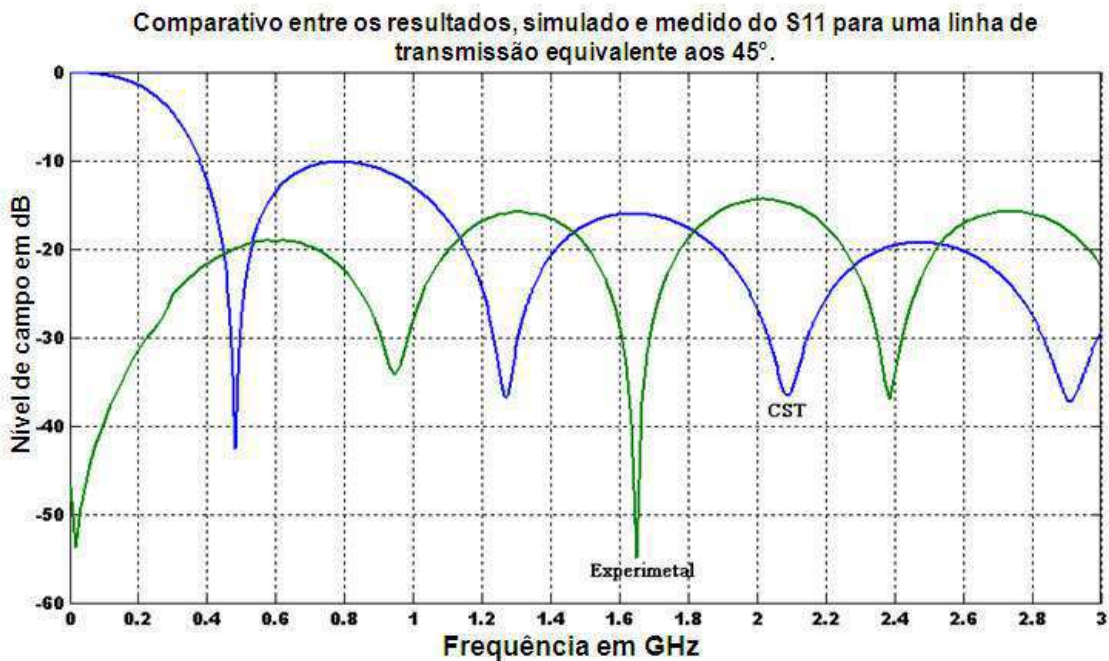


Figura 52 - Resposta para a linha de atraso equivalente a 45°.

Na Figura 52 observa-se que essa linha de transmissão apresenta boa resposta para a frequência de trabalho algo em torno dos -20 dB. Apesar de ela apresentar um

pico de ressonância intenso em torno dos 1,62 GHz, o que não compromete o seu desempenho, pois a frequência em que essa linha foi manuseada era de 1,8 GHz.

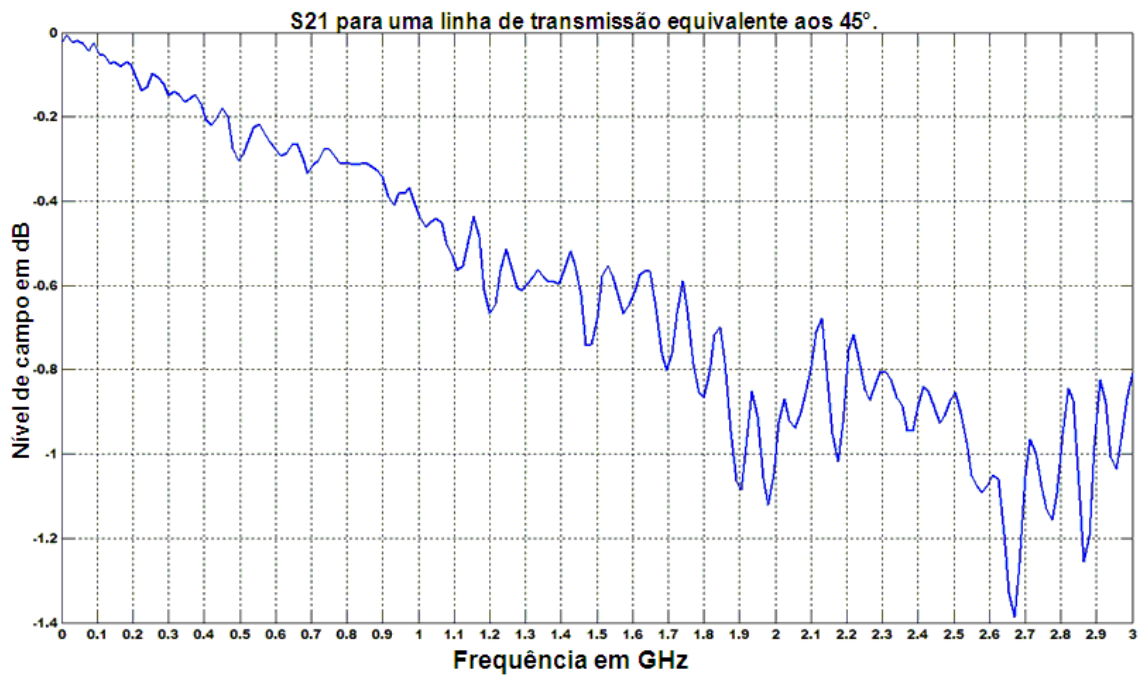


Figura 53 - S21 da linha de atraso equivalente aos 45°.

Na Figura 53 é visto que o coeficiente de transmissão direto ou ganho da linha de transmissão para a frequência de trabalho está em torno -0,82 dB. O que representa um bom nível, pois está próximo aos 0 dB.

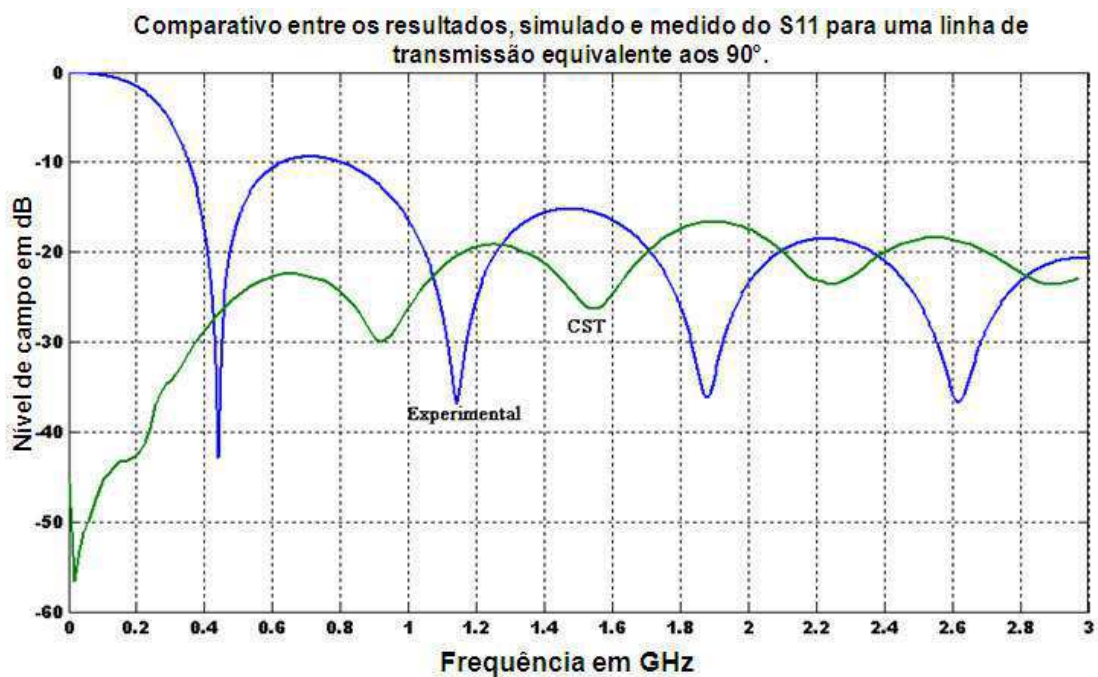


Figura 54 - Resposta para a linha de atraso equivalente aos 90°.

Na Figura 54 é visto que essa linha apresenta boa resposta para a frequência de trabalho de 1,8 GHz, algo em torno dos -19 dB.

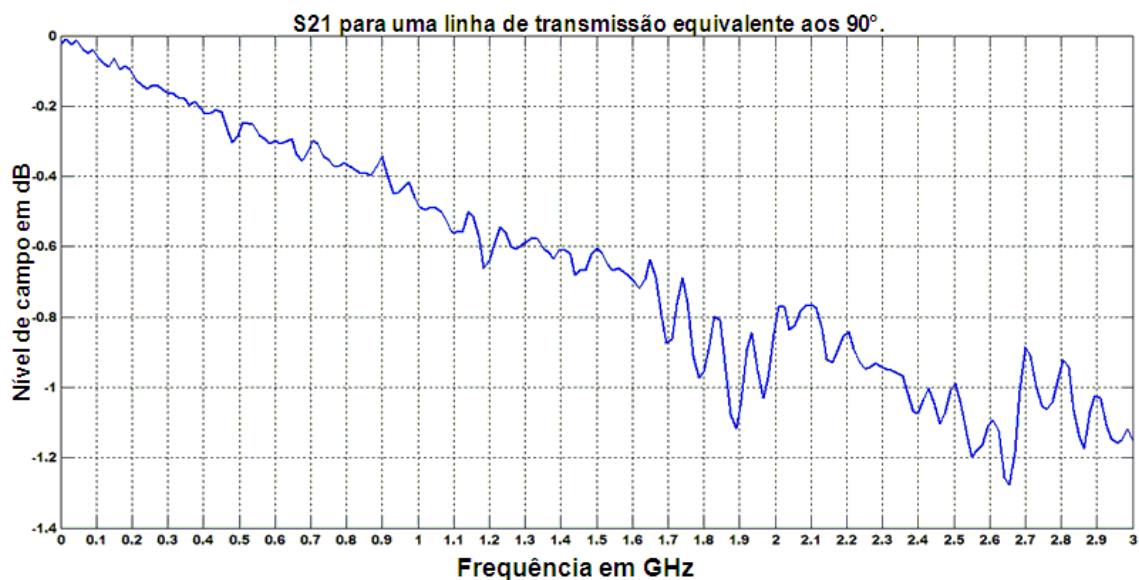


Figura 55 - S21 da linha de atraso equivalente aos 90°.

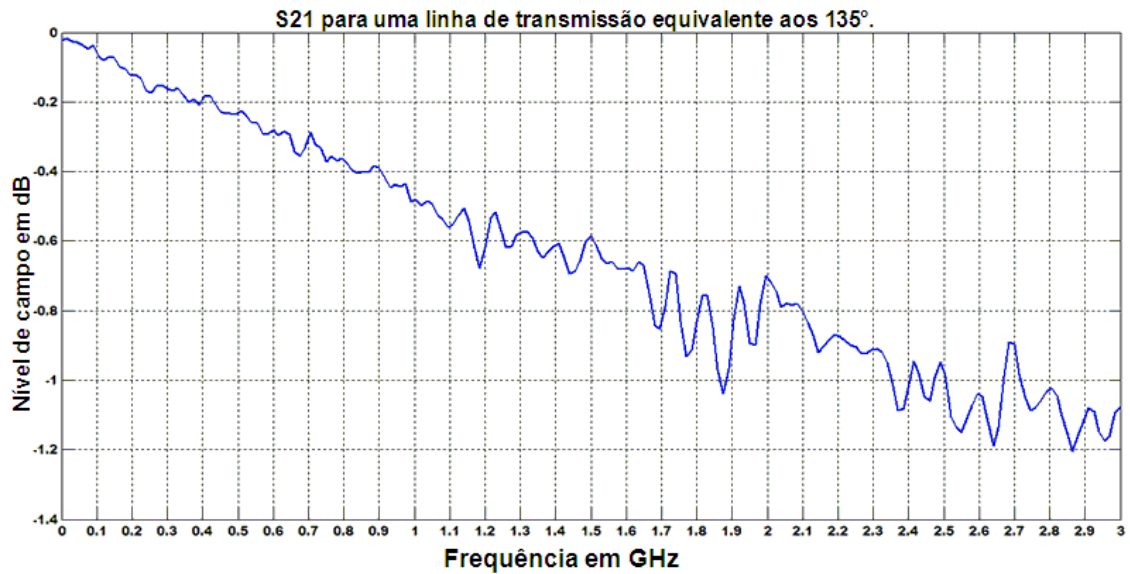


Figura 57 - S21 da linha de atraso equivalente aos 135°.

Na Figura 57 é visto que o coeficiente de transmissão direto ou ganho da linha de transmissão para a frequência de trabalho está em torno -0,9 dB. O que representa um bom nível, pois está próximo aos 0 dB.

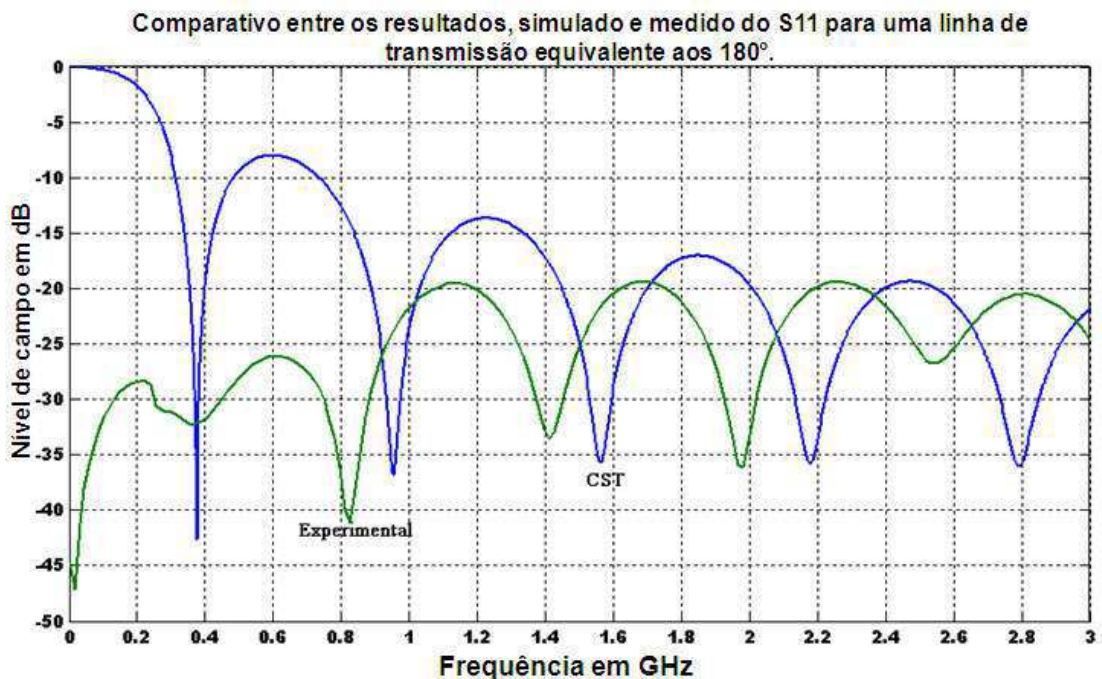


Figura 58 - Resposta para a linha de atraso equivalente aos 180°.

Na Figura 58 é observado que essa linha apresenta boa resposta para a frequência de 1,8 GHz que é algo em torno dos -22 dB. Apesar dessa linha de

transmissão apresentar alguns picos de ressonância, eles não comprometem o desempenho da mesma, pois a frequência de trabalho é de 1,8 GHz.

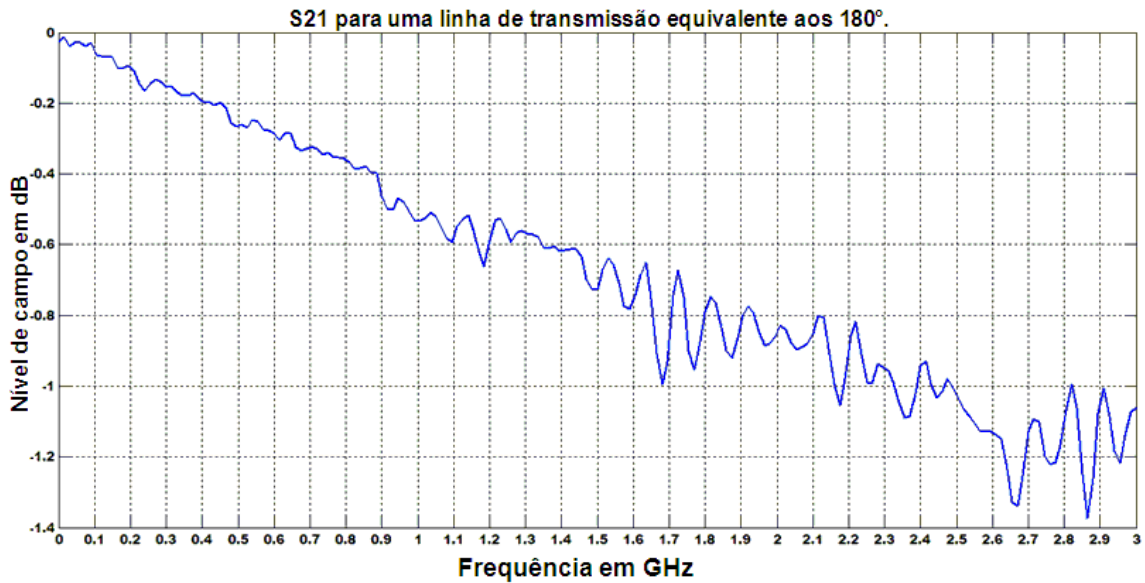


Figura 59 - S21 da linha de atraso equivalente aos 180°.

Na Figura 59 é visto que o coeficiente de transmissão direto ou ganho da linha de transmissão para a frequência de trabalho está em torno -0,9 dB. O que representa um bom nível, pois está próximo aos 0 dB.

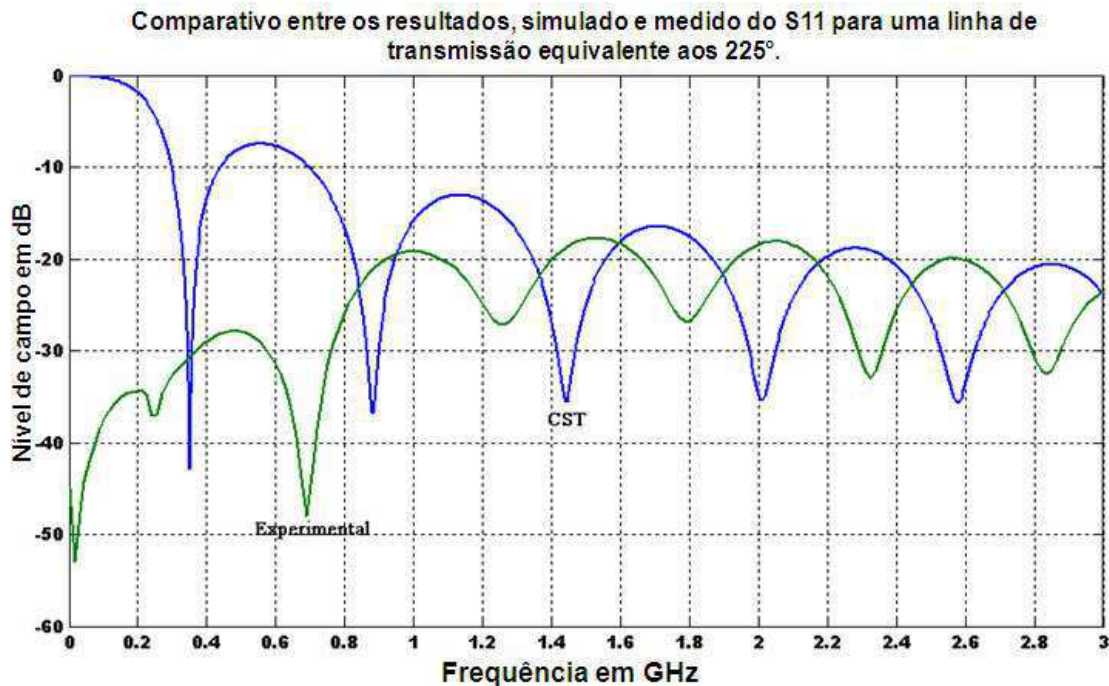


Figura 60 - Resposta para a linha de atraso equivalente aos 225°.

Na Figura 60 pode-se ver que essa linha apresenta boa resposta para a frequência de 1,8 GHz, algo em torno de -25 dB.

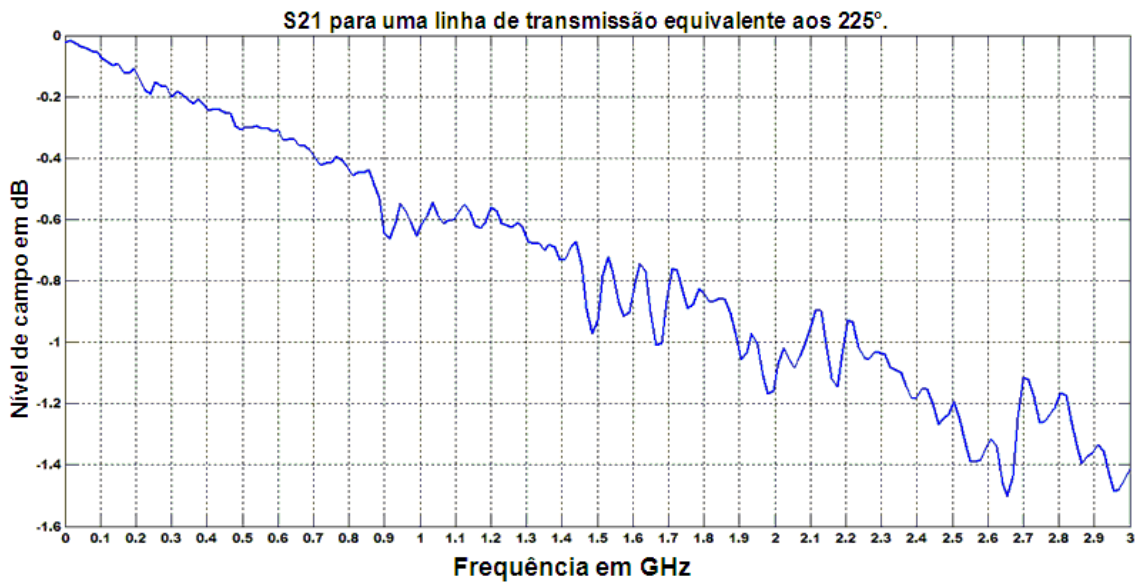


Figura 61 - S21 da linha de atraso equivalente aos 225°.

Na Figura 61 é visto que o coeficiente de transmissão direto ou ganho da linha de transmissão para a frequência de trabalho está em torno -0,82 dB. O que representa um bom nível, pois está próximo aos 0 dB.

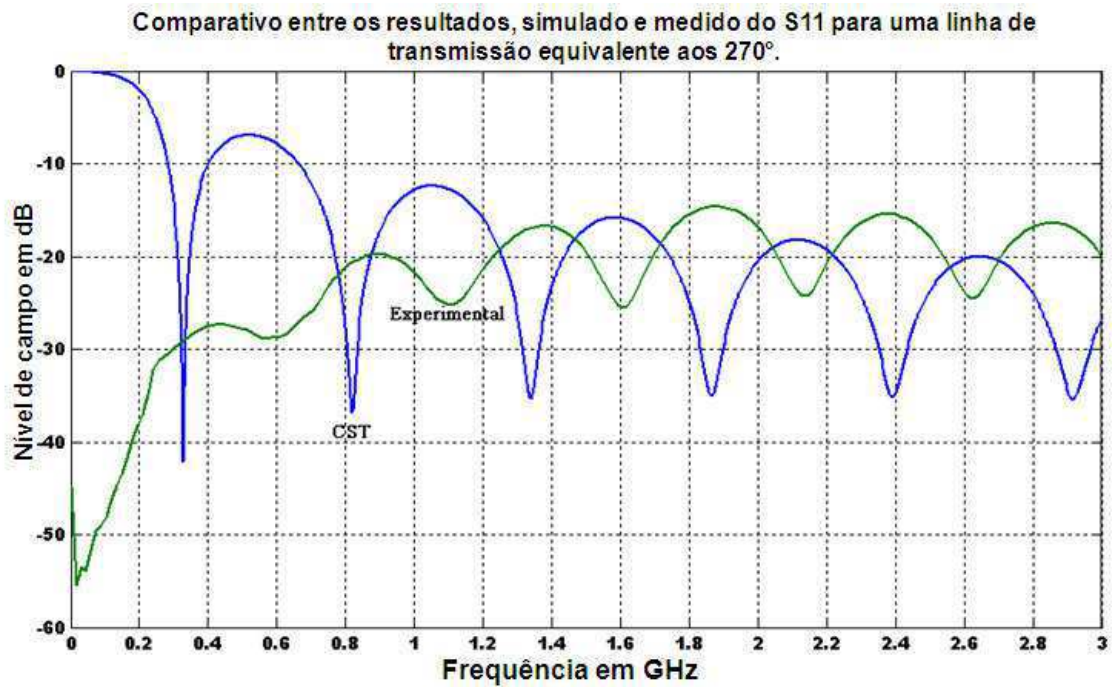


Figura 62 - Resposta para a linha de atraso equivalente aos 270°.

Na Figura 62 é observada uma boa resposta para a frequência de trabalho de 1,8 GHz, algo em torno dos -18 dB. Apesar de existir um deslocamento entre as curvas, simulada e experimental, elas são semelhantes.

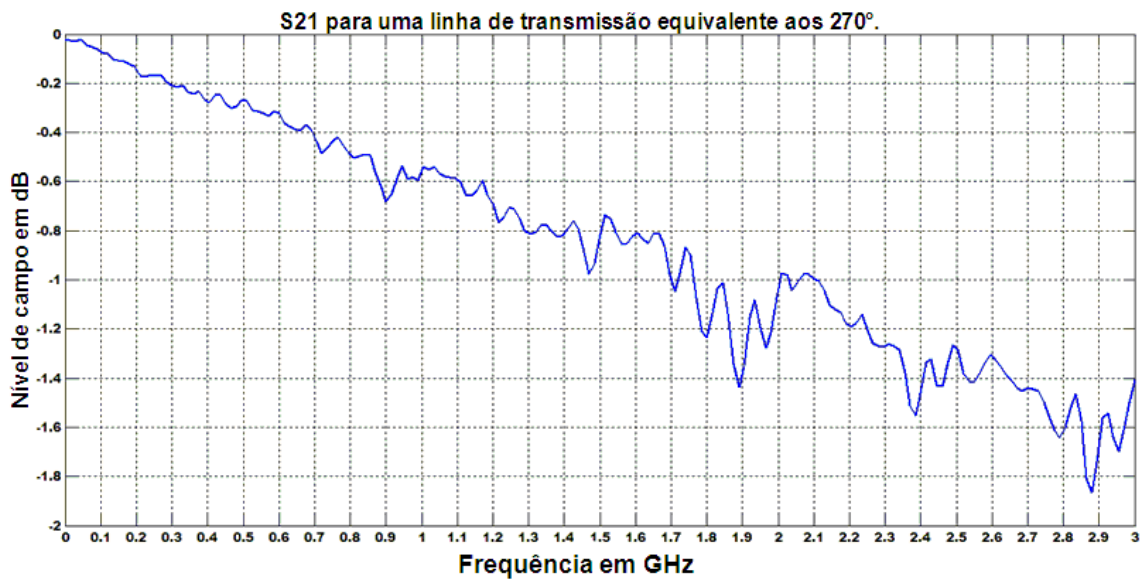


Figura 63 - S21 da linha de atraso equivalente aos 270°.

Na Figura 63 é visto que o coeficiente de transmissão direto ou ganho da linha de transmissão para a frequência de trabalho está em torno -1,2 dB. O que representa um bom nível, pois está próximo aos 0 dB.

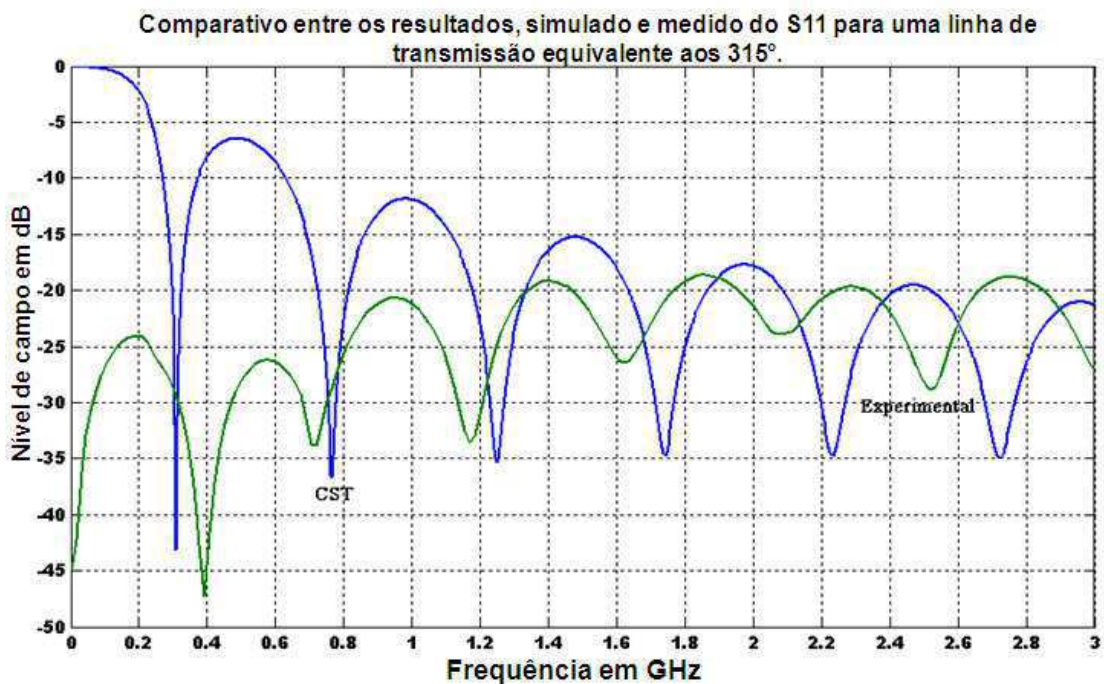


Figura 54 - Resposta para a linha de atraso equivalente aos 315°.

Na Figura 64 é visto que para a frequência de trabalho de 1,8 GHz essa linha possui boa resposta, algo em torno dos -20 dB. E as curvas possuem comportamento similar.

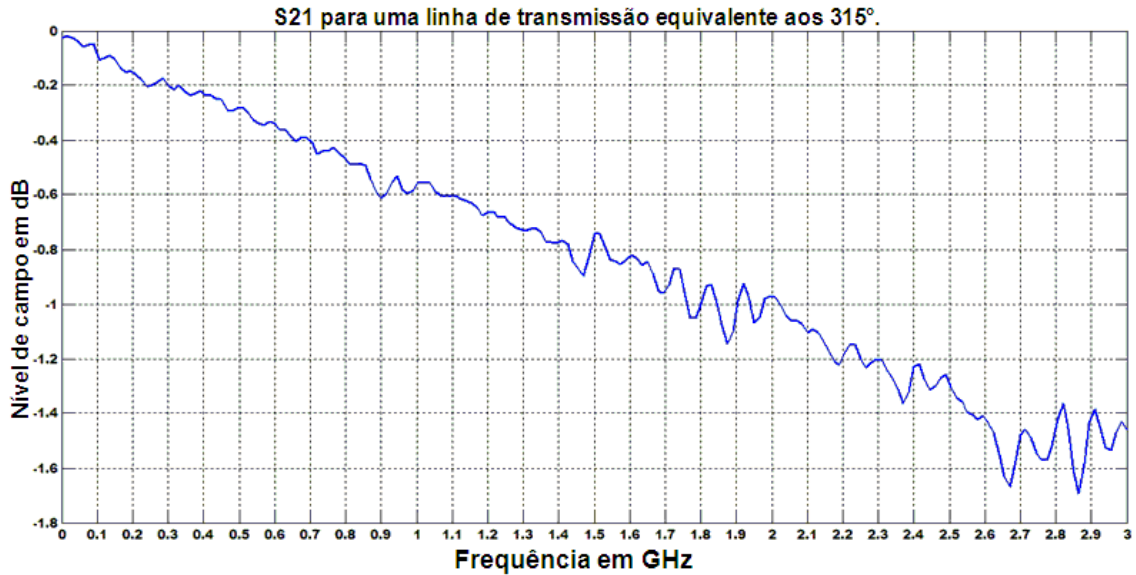


Figura 65 - S21 da linha de atraso equivalente aos 315°.

Na Figura 65 é visto que o coeficiente de transmissão direto ou ganho da linha de transmissão para a frequência de trabalho está em torno -1,0 dB. O que representa um bom nível, pois está próximo aos 0 dB.

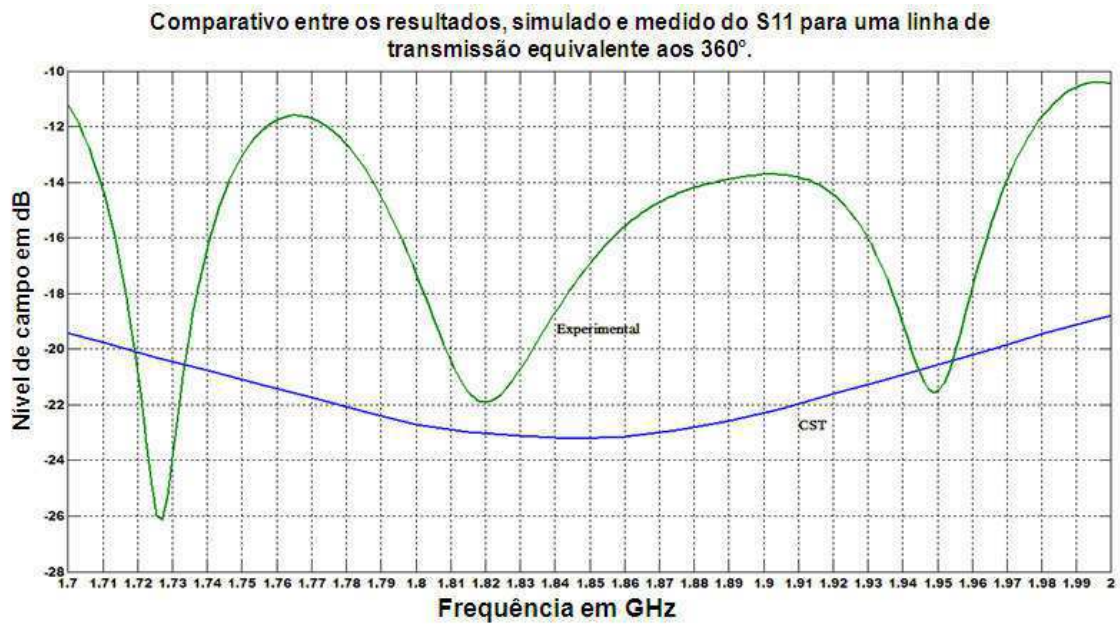


Figura 66 - Resposta para a linha de atraso equivalente aos 360°.

Na Figura 66 pode-se observar que para a frequência de 1,8 GHz essa linha apresenta boa resposta que está em torno de -18 dB. A não semelhança entre as curvas, simulada e experimental, deve-se ao número de pontos, que não foi à mesma quantidade que foi apresentada para as demais curvas, tendo em vista que essa linha só foi construída na parte final do trabalho.

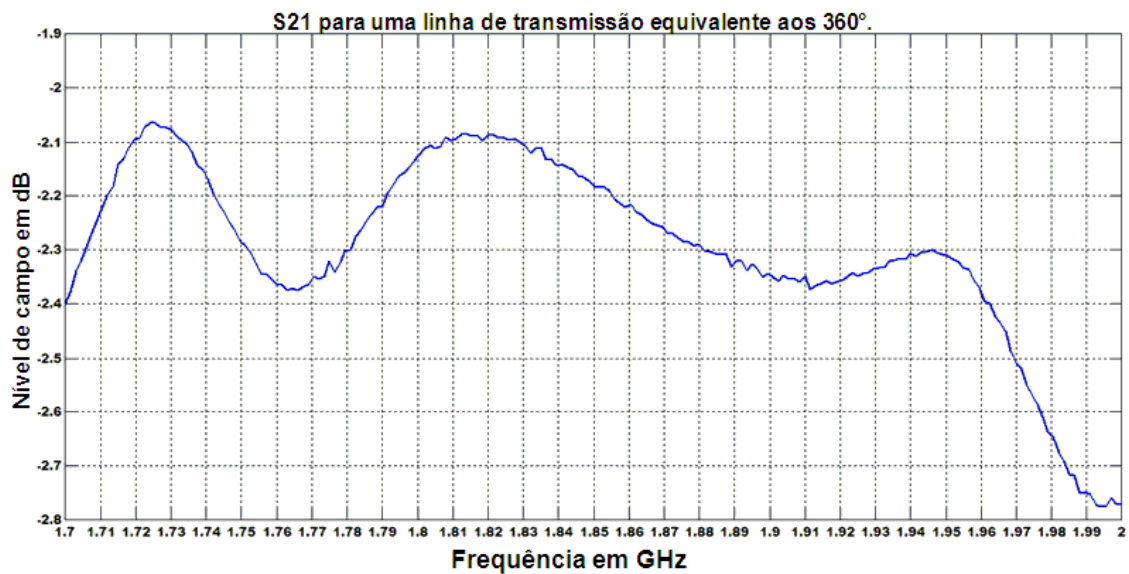


Figura 67 - S21 da linha de atraso equivalente aos 360°.

Na Figura 67 é visto que o coeficiente de transmissão direto ou ganho da linha de transmissão para a frequência de trabalho está em torno -2,1 dB. O que representa um bom nível, pois está relativamente próximo aos 0 dB.