

**Universidade de Brasília  
Faculdade de Tecnologia  
Departamento de Engenharia Elétrica**

**POLARIZAÇÃO DE ONDAS  
ELETROMAGNÉTICAS**

**Adalberto Pereira Machado**

**Orientador: Franklin Costa da Silva**

**Monografia de Graduação em Engenharia Elétrica**

**UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA  
FACULDADE DE TECNOLOGIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**POLARIZAÇÃO DE ONDAS ELETROMAGNÉTICAS**

**ADALBERTO PEREIRA MACHADO**

**ORIENTADOR: FRANKLIN DA COSTA SILVA**

**MONOGRAFIA DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA  
FACULDADE DE TECNOLOGIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**TRABALHO DE GRADUAÇÃO**

**POLARIZAÇÃO DE ONDAS  
ELETROMAGNÉTICAS**

**Adalberto Pereira Machado**

Relatório submetido como requisito parcial para obtenção  
do grau de Engenheiro Eletricista

**Banca Examinadora**

Prof. Franklin da Costa Silva, Dr. UnB/ ENE  
(Orientador)

---

Prof. Antonio José Martins Soares, Dr. UnB/ ENE  
(Examinador)

---

Prof. Plínio Ricardo Ganime Alves, Dr. UnB/ ENE  
(Examinador)

---

## **FICHA CATALOGRÁFICA**

MACHADO, ADALBERTO PEREIRA.

Polarização de Ondas Eletromagnéticas.

[Distrito Federal] 2008.

ix, 78. , (ENE/FT/UnB, Engenheiro Eletricista, 2008). Monografia de  
Graduação – Universidade de Brasília. Faculdade de  
Tecnologia.  
Departamento de Engenharia Elétrica.

I. ENE/FT/UnB  
(série)

II. Título

## **CESSÃO DE DIREITOS**

AUTOR: Adalberto Pereira Machado.

TÍTULO: Polarização de Ondas Eletromagnéticas.

GRAU: Engenheiro Eletricista      ANO: 2008

É concedida à Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias desta monografia de graduação e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. Os autores reservam outros direitos de publicação e nenhuma parte dessa monografia de graduação pode ser reproduzida sem autorização por escrito dos autores.

---

Adalberto Pereira Machado.  
QNL 04 Conj A Casa 14.  
72.120.090 Taguatinga – DF – Brasil.

*Agradeço a Deus em primeiro lugar.*

*Agradeço à minha mãe por todo o incentivo e compreensão recebidos em momentos difíceis durante o curso de graduação.*

*Agradeço à minha família por todo o apoio, que me foi essencial.*

*Aos amigos, que sempre deram força para continuar essa jornada.*

*Ao professor Franklin, por toda atenção, paciência e auxílio recebidos na execução desse projeto.*

*Aos professores da Universidade de Brasília, que estão sempre transmitindo seus conhecimentos, contribuindo para a nossa formação.*

Adalberto Pereira Machado

*A meu pai, pelo exemplo e estímulo,*

*A minha mãe, pelo carinho e confiança,*

*A meus amigos e familiares, por todo apoio e confiança,*

Neste presente trabalho é apresentado com um breve estudo sobre as equações de Maxwell, ondas planas e antenas, onde são analisados tópicos como radiação, medida do ganho, densidade de potência (vetor de Poynting) e o comprimento efetivo de uma antena.

No entanto o mesmo dá ênfase ao estudo da polarização de ondas eletromagnéticas e é feita a princípio uma análise teórica a respeito da polarização, incluindo definições e tipos de polarização.

São analisados também definições e alguns métodos que permitem a medição da polarização tais como o método das componentes lineares e circulares, da amplitude e fase e a razão de polarização bem como a eficiência de polarização sobre diversas formas.

Cita-se também a relação entre a esfera de Poincaré e os parâmetros de Stokes, onde é demonstrado em um sistema de coordenadas esféricas que tais parâmetros correspondem ao sistema de eixos cartesianos dessa esfera, e como os diferentes tipos de polarização são representados na mesma.

As diferentes formas de se calcular a eficiência de polarização são apresentadas, dada sua grande importância nos meios de comunicação. Rrelatam-se também as polarizações duais, e como as polarizações cruzadas podem influenciar a transmissão de canais, evitando assim, interferências de canais adjacentes.

Três aplicações da polarização são analisadas no último capítulo em que são apresentados os sistemas MMDS e LMDS, (acessos terrestres sem fio) e a rotação de Faraday que se aplica por exemplo nas ondas eletromagnéticas que chegam a terra.

*Palavras-chave:* polarização, razão de polarização, co-polarização, polarização cruzada, eficiência de polarização.

---

## ABSTRACT

This present work begins with a brief study about Maxwell equations, plane waves, and antennas. It is showed topics as radiation, gain measurements, power density (Poynting vector) and effective length of an antenna.

However, emphasis in the study of the polarization of electromagnetic waves is done. A theoretical analysis, including definitions and types of polarization, is presented.

Some methods that allow the polarization measurements, such as the method of the linear and circular components and polarization ratio, are also analyzed. In addition, the consequence of the polarization mismatch in receiving signal is showed.

The relation between the Poincaré and Stokes parameters are also cited. It is demonstrated in a spherical coordinate system and the different types of polarization can be represented in this sphere.

The different calculated ways of the polarization efficiency are presented. The dual polarizations are also studied and it will be show as cross polarizations can influence the signal transmission preventing adjacent canals interference.

In the last chapter three applications of the polarization are analyzed. There, as examples, the MMDS and LMDS systems and Faraday rotation are presented.

*Key-Words:* Polarization, polarization ratio, co-polarization, cross polarization, polarization efficiency.

# ÍNDICE

1 – Introdução.....	13
1.1 – Motivação.....	13
1.2 – Objetivos .....	13
1.3 – Organização .....	14
2 – Conceitos de ondas eletromagnéticas e radiação.....	15
2.1 – Equações de Maxwell.....	15
2.2 – Ondas planas.....	17
2.3 – O vetor complexo.....	20
2.4 – Antenas.....	23
2.4.1 – Antenas isotrópicas.....	23
2.4.2 – Diagrama de radiação.....	24
2.4.3 – Medida de ganho.....	24
2.4.4 – Comprimento efetivo de uma antena.....	25
3 – Polarização de ondas eletromagnéticas .....	29
3.1 – Ondas polarizadas.....	29
3.2 – Polarização de ondas eletromagnéticas.....	31
3.3 – Tipos de Polarização.....	32
3.3.1 – Polarização linear em antenas.....	32
3.3.2 – Polarização circular em antenas.....	32
3.3.3 – A elipse de polarização.....	33
3.4 – A razão de polarização.....	36
3.5 – O fator casamento de polarização.....	37
3.6 – A polarização em antenas.....	38
3.6.1 – Características de polarização de algumas antenas.....	38
3.7 – Medidas de polarização.....	39
3.7.1 – Método de amplitude fase.....	39
3.7.2 – Método da componente linear.....	43
3.7.3 – Método dos componentes circulares.....	44
3.8 – Parâmetros de polarização.....	45
3.8.1 – Parâmetros de Stokes.....	46
3.8.2 – A esfera de Poincaré.....	48
3.8.3 – Pontos na esfera de Poincaré.....	49
3.9 – Eficiência de polarização.....	50
3.9.1 – Determinação da eficiência de polarização na esfera de Poincaré.....	52
3.9.2 – Determinação da eficiência de polarização pelos parâmetros de Stokes.....	53
3.9.3 – Eficiência de polarização expressa em razão axial.....	54
3.9.4 – Eficiência em termos da razão de polarização.....	55
3.9.5 – Eficiência de polarização em termos do vetor complexo.....	55
4 – Polarizações duais.....	57
4.1 – Sistemas de polarização dupla.....	57
4.2 – A razão de polarização cruzada.....	58
4.3 – A isolamento da polarização cruzada.....	61
4.4 – A decomposição dual.....	64
4.5 – A análise do XPD.....	65
4.6 – A degradação da isolamento.....	66
5 – Aplicações da polarização.....	68
5.1 – Polarizadores.....	68
5.2 – Acesso terrestre sem fio (MMDS).....	71
5.3 – Sistemas LMDS.....	73
5.4 – Diversidade da polarização.....	74
5.5 – A rotação de Faraday.....	74
6 – Conclusão.....	76
Referências Bibliográficas.....	77



# Lista de figuras

Figura 2.1 Antena qualquer e antena dipolo curto.....	26
Figura 3.1 Diagrama de radiação de campo para o plano E e o plano H.....	30
Figura 3.2 Comportamento espacial dos campos elétricos e magnéticos de uma onda plana.....	31
Figura 3.3 Vista de uma onda circularmente polarizada (LHCP) se aproximando.....	34
Figura 3.4 A elipse de polarização.....	36
Figura 3.5 Casamento de polarização em dipolos.....	38
Figura 3.6 Método do componente linear.....	40
Figura 3.7 Polarímetro de quadratura híbrida.....	43
Figura 3.8 Ângulos de latitude e longitude na esfera de Poincaré.....	45
Figura 3.9 A esfera de Poincaré.....	48
Figura 4.1 Polarização cruzada em meios de comunicação.....	57
Figura 4.2 Componentes lineares copolarizadas e com polarização cruzada.....	61
Figura 4.3 Antena transmissora e receptora na discriminação de polarização.....	62
Figura 4.4 Isolamento da polarização cruzada.....	62
Figura 4.5 Discriminação da polarização cruzada.....	62
Figura 4.6 Campo de polarização cruzada total com adição de fase.....	67
Figura 5.1 Polarizador.....	69
Figura 5.2 Polarizador 180°.....	70
Figura 5.3 Despolarização com atenuação.....	71
Figura 5.4 Arquitetura de uma rede MMDS .....	72
Figura 5.5 Polarização cruzada em células LMDS.....	73

## Lista de Tabelas

Tabela 1.1 – As equações de Maxwell.....	16
Tabela 3.1 – Os estados de polarização.....	36
Tabela 3.2 – Os parâmetros de polarização.....	45

# LISTA DE SÍMBOLOS

$a_{co}$	Co-polarização de uma antena, ortogonal a $a_{cr}$ .
$a_{cr}$	Polarização cruzada da antena, ortogonal a $a_{co}$ .
$co$	Onda co-polarizada (ortogonal a $cr$ )
CPR	Razão de polarização cruzada
$CPR_L$	CPR para polarizações lineares
$CPR_c$	CPR para polarizações circulares
CPR (d B)	CPR expresso em decibéis
CP	Polarização circular
$cr$	Onda com polarização cruzada
d	Grau de polarização linear (para ondas com polarização parcial)
$\delta$	Ângulo de fase do vetor campo elétrico
$d_c$	Grau de polarização circular (para ondas com polarização parcial)
$\varepsilon$	Ângulo elíptico
$\varepsilon$	Permissividade
$\vec{E}$	Intensidade do vetor campo elétrico
$\vec{E}(t)$	Intensidade do vetor campo elétrico instantâneo
$E^I$	Campo elétrico incidente
$E^r$	Campo elétrico refletido
$\vec{E}_{co}, \vec{E}_{cr}$	Componente de campo elétrico co-polarizado e polarização cruzada
$\vec{E}_x, \vec{E}_y$	Componentes lineares complexas
$\vec{E}_L, \vec{E}_R$	Componentes circulares complexas a esquerda e a direita
$\vec{E}_{L0}, \vec{E}_{R0}$	Amplitudes de campo das componentes circulares
EP	Polarização elíptica
$\vec{e}$	Vetor complexo normalizado
$e_e$	Eficiência de radiação
$\vec{H}$	Intensidade do vetor campo magnético
HP	Polarização horizontal

$\vec{H}(t)$	Intensidade do vetor campo magnético instantâneo
$\vec{h}$	Vetor comprimento efetivo de uma antena
I	Isolação
LP	Polarização linear
LHCP	Polarização circular (sentido mão esquerda)
LHEP	Polarização elíptica (sentido mão esquerda)
$\Omega_A$	Ângulo sólido de feixe
p	Eficiência de polarização (fator casamento de polarização)
R	Razão axial
R dB	Razão axial em decibéis
$\rho_c$	Razão de polarização para polarização circular
$\rho_L$	Razão de polarização para polarização linear
$\rho_v$	Densidade volumétrica de cargas
$\rho_m$	Densidade magnética de cargas
RHCP	Polarização circular (sentido mão direita)
RHEP	Polarização elíptica (sentido mão direita)
S	Vetor de Poynting (densidade de potência)
$\sigma$	Condutividade
$\tau$	Ângulo de tilt
V	Voltagem complexa
V (w, a)	Voltagem de uma onda com polarização w que incide em uma antena com polarização a
VP	Polarização vertical
w	Tipo de polarização da onda
XPD	Discriminação da polarização cruzada
XPD (d B)	Discriminação da polarização cruzada em decibéis
XPI	Isolação da polarização cruzada
XPI (d B)	Isolação da polarização cruzada em decibéis

# Capítulo 1 - Introdução

## 1.1 Motivação

As aplicações dos fenômenos eletromagnéticos em nossa vida prática são de importância ímpar, sobretudo nos meios de comunicação, incluindo as antenas, a telefonia móvel, os satélites ou até mesmo as fibras ópticas.

Em particular o tema do trabalho aqui apresentado, a polarização de ondas eletromagnéticas nesses sistemas torna-se imprescindível, pois em suma a transmissão de um sinal em duas antenas ou satélites, radiadas no tipo transmissão e recepção são continuamente afetadas pelo tipo de polarização que estas antenas possuem, e por conseqüência, alterando a qualidade da transmissão do sinal.

Isto evidencia o que se chama de casamento de polarização, o que vem a produzir um grande efeito nas comunicações, avaliado pela eficiência de polarização nas transmissões desses sinais, bem como a transmissão simultânea de dois canais adjacentes ser possível graças ao efeito da polarização cruzada desses canais, atenuando assim a interferência mútua desses dois canais.

Logo o espectro de radiofrequências é um recurso natural escasso e, portanto deva ser utilizado racionalmente, pois vários serviços de rádio AM, rádio FM, TV, celular e satélites e enlaces fixos terrestres devem compartilhar o mesmo espectro comum, o que em parte é possibilitado pelas aplicações da polarização das ondas eletromagnéticas.

## 1.2 Objetivos

Tal trabalho tem por objetivo um estudo detalhado acerca da polarização de uma onda eletromagnética, bem como seus efeitos em alguns meios de comunicação, as ferramentas teóricas de se apresentá-la em uma onda e a classificação da mesma, ou seja, os diferentes tipos de polarização são apresentados. Também alguns modelos para o cálculo da eficiência baseados em alguns modelos, visto as suas aplicações práticas.

O projeto em questão faz uma abordagem de cunho teórico a respeito do tema, para isto uma discussão sobre radiação, propagação de ondas eletromagnéticas, antenas equações de Maxwell e ondas planas é previamente apresentada.

## 1.3 - A Organização do Trabalho

No capítulo 1 são apresentadas as motivações do trabalho, os objetivos em relação ao tema apresentado e também a organização de todo ele.

No capítulo 2 é feita uma abordagem sobre a teoria eletromagnética, aqui são apresentadas as equações de Maxwell e de Helmholtz, o conceito de ondas planas, notações vetoriais e um estudo sobre a polarização em algumas antenas.

No capítulo 3 é descrito o conceito da polarização de ondas eletromagnéticas, a quantização da mesma, bem como as suas formas de representação e ainda neste capítulo são analisados algumas medidas práticas de polarização sendo apresentados alguns métodos para a sua obtenção.

No capítulo 4 descrevem-se as polarizações duplas, e a importância prática das polarizações cruzadas para evitar a interferência entre canais adjacentes. É analisada também a discriminação da polarização cruzada (XPD) que reflete o nível de potência desejável em um canal, bem como a isolação da polarização cruzada (XPI) que é a habilidade de um dispositivo de alimentação detectar sinais de uma polarização específica e rejeitar outras que tiverem sentidos contrários em polarização.

No capítulo 5, são apresentadas algumas aplicações práticas acerca da polarização de ondas eletromagnéticas, e também alguns tipos de polarizadores e sistemas que utilizam a polarização cruzada tais como MMDS, LMDS, e é discutido também o fenômeno da rotação de Faraday.

# CAPÍTULO 2 - Conceito de Ondas Eletromagnéticas e Radiação

## 2.1-As equações de Maxwell

Sabemos que a polarização é uma característica básica de uma onda eletromagnética, e que por volta de 1864, James Maxwell introduziu trabalhos e estudos nos campos da eletricidade e do magnetismo – As equações de Maxwell – são as descrições para a luz, bem como para ondas de rádio nas ondas transversais; e inclui a polarização (orientação do vetor campo elétrico).

Em 1888, Hertz em uma série de experimentos demonstrou como uma onda eletromagnética pode ser gerada, propagada e detectada. E é claro que somente no século XX vimos inúmeras aplicações para o eletromagnetismo; incluindo a eletricidade; rádio, televisão, radares, etc. A teoria de Maxwell unifica a eletricidade e o magnetismo, ela compreendeu todos os resultados já conhecidos de cunho experimental e teórico sobre os mesmos, que é resumido em quatro equações sob o qual uma onda eletromagnética para ser classificada como tal, deve satisfazer a todas elas.

### Equações de Maxwell

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho_v \quad (2-1)$$

$$\nabla \cdot \vec{H} = 0 \quad (2-2)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu \vec{H} \quad (2-3)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + j\omega\vec{D} \quad (2-4)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\vec{B} \quad (2-5)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + j\omega\epsilon \vec{E} \quad (2-6)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu \vec{H} \quad (2-7)$$

Onde  $\bullet$  representa o produto escalar e  $\times$  representa o produto vetorial.

Tabela 1.1-As equações de Maxwell

FONTES ELÉTRICAS	FONTES MAGNÉTICAS
$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + j\omega\epsilon \vec{E}$	$\nabla \times \vec{H} = j\omega\epsilon \vec{E}$
$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu \vec{H}$	$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu \vec{H}$
$\nabla \cdot \vec{H} = 0$	$\nabla \cdot \vec{B} = \rho_m$
$\nabla \cdot \vec{D} = \rho_v$	$\nabla \cdot \vec{D} = 0$

É através das equações de Maxwell que se pode chegar à equação de onda de Helmholtz, uma equação de 2ª ordem que tem aplicação em guias de onda.

Tomando (2-2):

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0$$

$$\nabla \cdot (\nabla \times \vec{A}) = 0 \rightarrow \vec{B} = \nabla \times \vec{A}$$

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega \vec{B} \rightarrow \nabla \times \vec{E} = -j\omega \nabla \times \vec{A}$$

$$\nabla \times \vec{E} + j\omega \nabla \times \vec{A} = 0 \rightarrow \nabla \times (\vec{E} + j\omega \vec{A}) = 0, \text{ como o rotacional do escalar é nulo:}$$

$$\vec{E} + j\omega \vec{A} = -\nabla \phi$$

$$\nabla \times (\nabla \times \vec{A}) = \nabla \times \vec{B} = \nabla \times (\mu \vec{H}) = \mu (\nabla \times \vec{H})$$

$$\nabla \times \nabla \times \vec{A} = \mu (\vec{J} + j\omega\epsilon \vec{E}); \text{ mas } \nabla \times \nabla \times \vec{A} = \nabla (\nabla \cdot \vec{A}) - \nabla^2 \vec{A}$$

$$\nabla (\nabla \cdot \vec{A}) - \nabla^2 \vec{A} = \mu \vec{J} + j\omega\mu\epsilon \vec{E}, \quad \text{mas: } \vec{E} = (-\nabla \phi - j\omega \vec{A})$$

$$\nabla (\nabla \cdot \vec{A}) - \nabla^2 \vec{A} = \mu \vec{J} - j\omega\mu\epsilon (\nabla \phi + \omega^2 \mu\epsilon \vec{A})$$

$$\nabla (\nabla \cdot \vec{A}) - \nabla^2 \vec{A} = \mu \vec{J} - j\omega\mu\epsilon \vec{E} \nabla \phi + \omega^2 \mu\epsilon \vec{A}$$

Ajustando:  $\nabla (\nabla \cdot \vec{A}) = -j\omega\mu\epsilon \nabla \phi$  e,  $k^2 = \omega^2 \mu\epsilon$  ou  $k = \omega \sqrt{\mu\epsilon}$ , obtém-se:



$$\begin{aligned}
-\nabla^2 \vec{A} &= \mu \vec{J} + k^2 \vec{A} \\
\nabla^2 \vec{A} + k^2 \vec{A} &= -\mu \vec{J}
\end{aligned}
\tag{2-8}$$

Que é a forma da equação vetorial da onda, onde  $k$  é a constante de propagação da onda.

## 2.2 Ondas Planas

Uma onda eletromagnética é composta de campos elétricos e magnéticos, cuja relação é dada pelas equações de Maxwell. Se o campo elétrico varia no tempo, o campo magnético também será variável. Tanto o campo elétrico quanto o campo magnético são em qualquer ponto normais a direção de propagação da onda, isto significa que os campos estão em um plano que é transversal ou normal a direção de propagação. Assim uma onda eletromagnética não tem componente de campos elétrico ou magnético na direção de propagação.

Essa onda é chamada transversal eletromagnética (TEM); sendo também chamada de onda plana uniforme, uma onda plana é aquela em que as frentes de onda possuem fase constante. Se as amplitudes de  $\vec{E}$  e  $\vec{H}$  têm a mesma magnitude ao longo de qualquer plano transversal na frente de onda a mesma será uma onda plana uniforme. A orientação na qual aponta o vetor campo elétrico é chamada de polarização da onda. Uma onda plana uniforme não existe fisicamente, pois ela teria energia infinita, entretanto ela é de fundamental importância, pois servem como aproximações para ondas que a longas distâncias da fonte (campo distante), a fase frontal torna-se tão grande que é considerada plana. E esta é uma situação prática em comunicações via rádio, pois as ondas que chegam ao receptor pelo transmissor são basicamente ondas planas[1].

$$\vec{E}(t, z) = E_0 \cos(\omega t - \beta z) \hat{x} \quad [\text{V/m}] \tag{2-9}$$

$\omega = 2\pi f$ : frequência angular (rad/s)

$f$ : frequência de onda (Hz)

$\beta$ : constante de fase (rad / m)

$\lambda$  = comprimento de onda (m)

Se a direção do campo elétrico é transversal ao eixo x; e a intensidade de campo magnético para uma propagação na direção z, fica:

$$\vec{H}(t, z) = \frac{E_0}{\eta} \cos(\omega t - \beta z) \hat{y} \quad [\text{A/m}] \quad (2-10)$$

$\eta$  = impedâncias intrínsecas do meio =  $\sqrt{\mu / \epsilon}$

$\epsilon$  = permissividade média = [F / m]

$\mu$  = permeabilidade média (H/ m)

No espaço livre, a impedância intrínseca é:

$$\eta = \sqrt{\mu / \epsilon} \quad (2-11)$$

$\therefore$

$$\eta \cong \sqrt{\frac{4\pi 10^{-7}}{10^{-9} / 36\pi}} \cong 377 \Omega$$

Assim a expressão para a intensidade do campo magnético é a expressão para a intensidade do campo elétrico dividida por uma constante  $\eta$ ; a impedância intrínseca do meio

$$\vec{H}_y(t, z) = \frac{\vec{E}_x(t, z)}{\eta} \quad (2-12)$$

Nota-se que tais campos são ortogonais, e que  $\omega t - \beta z = \text{cte}$  representa a velocidade da constante de fase, em termos da derivada:

$$\omega - \beta \frac{dz}{dt} = 0 \rightarrow \frac{dz}{dt} = \frac{\omega}{\beta} = v \rightarrow v = \frac{\omega}{\beta} = \lambda f$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$$

Que é a constante de fase, com  $c = 3 \cdot 10^8$  m/s para o espaço livre, e para uma onda harmônica, o vetor campo elétrico é descrito por:

$$\vec{E}_x(t, z) = E_0 \cos(\omega t - \beta z) \quad (2.13)$$

Assim pode-se expressar a sequência de vetores campo elétrico no espaço em instantes fixos de tempo, logo para meio período de oscilação, tem-se:

$$t = 0$$

$$\vec{E}_x(t, z) = E_0 \cos(\beta z) \quad (2-14)$$

$$t = \frac{T}{4}$$

$$\vec{E}_x(t, z) = E_0 \cos\left(\frac{\pi}{2} - \beta z\right) \quad (2-15)$$

$$t = \frac{T}{2}$$

$$\vec{E}_x(t, z) = E_0 \cos(\pi - \beta z) \quad (2-16)$$

As ondas eletromagnéticas são usadas para transportar informação de um ponto a outro sem fios. Assim define-se o vetor de Poynting, que fornece a quantidade de potência transportada pela onda, sendo dado pelo produto vetorial entre  $\vec{E}$  e  $\vec{H}$ , dado por:

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (2-17)$$

Onde  $\vec{S}$  representa o vetor densidade de potência expressa em  $[\text{W}/\text{m}^2]$ , e  $\vec{E}$  e  $\vec{H}$  as intensidades do vetor campo elétrico e magnético expressos em  $[\text{V}/\text{m}]$  e  $[\text{A}/\text{m}]$  respectivamente.

## 2.3 - O Vetor Complexo

É conveniente o uso de fasores, ou seja, um tratamento matemático que envolve somente o módulo e a fase da componente no tratamento de campos eletromagnéticos é conveniente em algumas situações. O fasor campo eletromagnético  $\vec{E}$  é relacionado a campos instantâneos como:

$$\vec{E}(t) = \text{Re}[\vec{E} e^{j\omega t}] \quad (2-18)$$

Onde  $\vec{E}$  é complexo, e tem variação espacial que é  $\vec{E} = \vec{E}(x, y, z)$ . O campo instantâneo é real e seu valor depende do espaço e do tempo, ou seja, é  $\vec{E} = \vec{E}(x, y, z, t)$ .

Na prática muitos sinais são de banda estreita e podem ser tratados como harmônicos (ou monocromáticos); e de acordo com a equação, o campo é associado com uma onda senoidal com frequência angular  $\omega$ . Por exemplo, a banda passante de um canal de TV (174-180 MHz), por volta de 6 MHz é um sinal banda – estreita; e uma polarização acima da banda passante é significativa. O vetor complexo também é chamado de representação em componentes retangulares, pois o componente fasorial elétrico é representado também ao longo dos eixos x e y; como:

$$\vec{E} = E_x \hat{x} + E_y \hat{y}$$

No entanto, a forma complexa facilita a inclusão do módulo e fase:

$$E_x = E_1$$

$$E_y = E_2$$

$$\text{fase } \vec{E}_x = 0$$

$$\text{fase } \vec{E}_y = \delta$$

$E_x = E_1$  e  $E_y = E_2 e^{j\delta}$  representam as magnitudes e fases dos componentes retangulares.

$$\vec{E}(t) = E_1 \cos(\omega t) \hat{x} + E_2 \cos(\omega t + \delta) \hat{y} \quad (2-19)$$

A intensidade de onda é também considerada na representação vetorial complexa. Para isso nós usamos o vetor de Poynting, com unidades expressas em W/m<sup>2</sup>.

$$\vec{H} = \frac{1}{\eta} \hat{r} \times \vec{E} \quad (2-20)$$

Onde  $\hat{r}$  é o vetor unitário na direção de propagação. O vetor complexo de Poynting é:

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}^* \quad (2-21)$$

E substituindo a equação (2-20), em (2-21), obtém-se:

$$\vec{S} = \frac{1}{\eta} \vec{E} \vec{E}^* \hat{r}, \text{ e a magnitude do vetor de Poynting é:}$$

$$S = \frac{1}{\eta} \vec{E} \cdot \vec{E}^* \quad (2-22)$$

Onde  $E^*$  indica o conjugado do vetor campo elétrico, e a média no tempo do vetor de Poynting na direção de propagação é a parte real de S. Sendo:  $\vec{E} = E_x \hat{x} + E_y \hat{y}$

Substituindo as equações.

$$\vec{S} = \frac{1}{\eta} (E_x \hat{x} + E_y \hat{y}) \cdot (E_x^* \hat{x} + E_y^* \hat{y})$$

$$\vec{S} = \frac{1}{\eta} (|E_x|^2 + |E_y|^2)$$

$$\vec{S} = \frac{1}{\eta} (E_1^2 + E_2^2) \quad (2-23)$$

Como a intensidade é uma quantidade desnecessária na descrição da polarização, pode-se introduzir uma representação complexa normalizada, que não inclui a intensidade, e é definida por  $\hat{e}$ .

$$\hat{e} = \frac{\vec{E}}{|\vec{E}|} = (e_x \hat{x} + e_y \hat{y}) \quad (2-24)$$

$$\text{Mas: } \hat{e} \cdot \hat{e}^* = |e_x|^2 + |e_y|^2 = 1 \quad (2-25)$$

$$\vec{E} \cdot \vec{E}^* = |E| |\hat{e}| |E^*| \hat{e} \cdot \hat{e}^* = |E|^2 \hat{e} \cdot \hat{e}^* = |E|^2 \quad (2-26)$$

$$|\vec{E}|^2 = |\vec{E}_x|^2 + |\vec{E}_y|^2 = E_1^2 + E_2^2 = \eta S \quad (2-27)$$

Relacionaremos o vetor complexo normalizado com os parâmetros  $(\gamma, \delta)$ :

$$\hat{e} = e_x \hat{x} + e_y \hat{y} \quad (2-28)$$

$$\hat{e} \cdot \hat{e}^* = (e_x \hat{x} + e_y \hat{y}) \cdot (e_x^* \hat{x} + e_y^* \hat{y}) = |e_x|^2 + |e_y|^2 \quad (2-29)$$

$$\hat{e} \cdot \hat{e}^* = |e_x|^2 \left( 1 + \frac{|e_y|^2}{|e_x|^2} \right) \quad (2-30)$$

Porém:

$$\frac{|E_y|}{|E_x|} = \frac{|E| |e_y|}{|E| |e_x|} = \frac{|e_y|}{|e_x|}$$

$$\frac{|E_y|}{|E_x|} = \frac{E_2}{E_1} = \text{tg} \gamma$$

Assim:

$$\hat{e} \cdot \hat{e}^* = |ex|^2 (1 + \tan^2 \gamma) = \frac{|ex|^2}{\cos^2 \gamma} \quad (2-31)$$

Como:

$$\hat{e} \cdot \hat{e}^* = 1 \quad (2-32)$$

E substituindo (2-32) em (2-31), temos:

$$|ex|^2 = \cos^2 \gamma \quad (2-33)$$

$$ex = e_1 = \cos \gamma$$

$$ey = e_2 = \sin \gamma$$

$$e = (\cos \gamma) \hat{x} + (\sin \gamma) \hat{y} e^{j\delta} \quad (2-34)$$

## 2.4 - Antenas

A radiação pode ser pensada como um processo de transmissão de energia elétrica, a radiação ou emissão de ondas eletromagnéticas no espaço livre é obtida de forma eficiente com a utilização de estruturas condutoras e/ou dielétricas denominadas **antenas**. Ela é necessária por duas razões básicas, que é melhorar a eficiência de radiação e o casamento de impedância visando minimizar as reflexões. O princípio de funcionamento reside na utilização de uma corrente e tensão de uma linha de transmissão ou os campos eletromagnéticos de um guia de onda para emitir a onda eletromagnética no meio, assim uma antena pode ser usada para transmitir ou receber energia eletromagnética. São variados os tipos de antenas onde as mais comuns são: (dipolo, helicoidais, antenas de abertura, etc).

### 2.4.1 – Antenas isotrópicas

Irradiam em todas as direções igualmente. Seu diagrama de radiação é uma esfera com centro na fonte. É fisicamente irrealizável, mas é uma referência para a diretividade de antenas.

## 2.4.2- Diagrama de Radiação

O diagrama de radiação de uma antena é um gráfico tridimensional de sua radiação na zona distante. Quando é feito um gráfico de uma componente específica do campo  $\vec{E}$ , este gráfico é chamado de **diagrama de campo**. Quando é feito um gráfico da amplitude do campo elevado ao quadrado o mesmo é chamado de **diagrama de potência**. Para obtermos o diagrama de radiação é necessário utilizar uma antena de teste sob o qual movemos esta antena percorrendo um círculo em torno dela [3].

## 2.4.3- Medida do Ganho

O ganho de uma antena medida em uma dada direção é a relação entre a intensidade de radiação em uma dada direção e a intensidade de radiação que deveria ser obtido se a potência aceita pela antena fosse radiada isotropicamente [7].

$$G(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_{iso}} \quad (2-35).$$

Onde:

$U(\theta, \phi)$  é a intensidade de radiação na direção  $(\theta, \phi)$ .

$U_{iso}$  é a intensidade de radiação total, considerando uma antena isotrópica, onde:

$$U_{iso} = \frac{P_t}{4\pi}$$

$P_t$  é a potência entregue à antena.

$$P_t = \frac{1}{e_r} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U(\theta, \phi) \sin\theta \, d\theta \, d\phi \quad (2-36).$$



Onde  $e_r$  é a eficiência de radiação, representando a perda de potência na estrutura da antena.

$$G(\theta, \phi) = e_r \frac{4\pi |f(\theta, \phi)|^2}{\Omega_A} \quad (2-37).$$

Onde,  $f(\theta, \phi)$  é a radiação normalizada.

O ganho é realmente, um ganho de potência, quantificando o quanto é a densidade de potência em  $W/m^2$ , ou a intensidade de radiação equivalente em watts por ângulo sólido de feixe, que é um ângulo no espaço tridimensional

O máximo ganho que ocorre quando  $|F| = 1$  é:

$$G = \frac{e_r 4\pi}{\Omega_A} \quad (2-38)$$

$\Omega_A$ , é o ângulo sólido de feixe.

#### 2.4.4 - Comprimento Efetivo de Uma Antena

É um vetor complexo, chamado vetor efetivo ( $\vec{h}$ ), e descreve as propriedades de polarização no (tempo) e (fase) de uma antena. Por exemplo, analisaremos o comprimento efetivo na antena dipolo curto. O campo elétrico radiado por um dipolo orientado ao longo do eixo z é:

$$\vec{E}_\theta(r, \theta, \phi) = \frac{j\eta_0 I l}{2\lambda r} \vec{e}^{-jkr} \text{sen } \theta \quad (2-39)$$

$\eta_0$  = impedância intrínseca do espaço livre

$k$  = constante de propagação

$\lambda$  = comprimento de onda

$I$  = corrente nos terminais da antena

Esta equação pode ser re-arranjada de forma que o campo elétrico transmitido de qualquer antena possa estar em função do seu comprimento efetivo, assim:

$$\vec{E}_\theta(r, \theta, \phi) = \frac{j\eta_0 I l}{2\lambda r} \bar{e}^{jkr} h(\theta, \phi) \quad (2-40)$$

A voltagem complexa que atravessa a antena, produzida pelo campo elétrico incidente é dependente do comprimento efetivo da antena, ou seja, o campo elétrico pode ser definido também em termos da tensão de circuito aberto [8]. Tomemos o caso de uma antena qualquer A1, interagindo com um dipolo curto, conforme ilustra a Fig. 2.1.

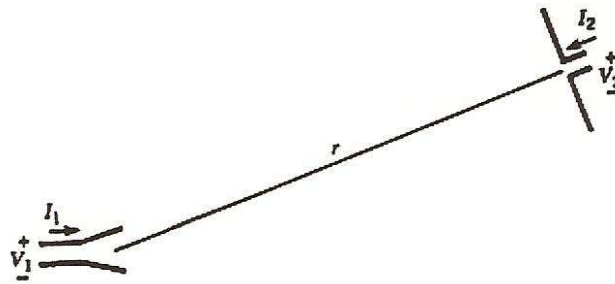


Figura 2.1-Antena qualquer e antena dipolo curto

Para determinarmos a tensão de circuito aberto em uma antena, utilizaremos o princípio da reciprocidade, ou seja, se duas antenas são alimentadas por fontes de corrente idênticas, a tensão do circuito aberto produzido nos terminais da A1 pela fonte de corrente na A2 é a mesma produzida nos terminais de A2 pela fonte de corrente na A1.

Supondo que A1, seja alimentada por uma corrente de 1 ampère, transmita uma onda em direção ao dipolo curto, o campo no dipolo fica:

$$\vec{E}^i = \frac{j\eta_0}{2\lambda r} \bar{e}^{jkr} h \quad (2-41)$$

E a tensão nos terminais do dipolo, obedecendo às polaridades mostradas na fig. (2.1), será:

$$V_2 = E^i \cdot l \quad (2-42)$$

Onde  $l$  é o vetor comprimento do dipolo. Considerando que o dipolo tenha comprimento infinitesimal, teremos que o campo  $E^i$  será constante em todo o dipolo.

$$V_2 = E_\theta^i l_\theta + E_\phi^i l_\phi \quad (2-43)$$

Onde os componentes do dipolo são dados por:  $l_\theta = u_\theta l$

Das equações (2-41) e (2-42) temos a tensão induzida nos terminais do dipolo gerada pela onda incidente de A1.

$$V_2 = \frac{j\eta_0}{2\lambda r} e^{-jkr} \vec{h} \cdot \vec{l} \quad (2-44)$$

Analisando o oposto, ou seja, o dipolo A2 alimentado por uma corrente de 1 ampère, transmitindo para A1. O campo produzido em A1 será:

$$E_\theta^i = \frac{j\eta_0}{2\lambda r} e^{-jkr} l_\theta \quad (2-45)$$

$$E_\phi^i = \frac{j\eta_0}{2\lambda r} e^{-jkr} l_\phi \quad (2-46)$$

Ressaltando que  $\theta$  e  $\phi$  são diferentes de  $\theta'$  e  $\phi'$ .

E tomando os vetores unitários:

$$u_\theta = u_{\theta'} \quad \text{e} \quad u_\phi = u_{\phi'}$$

O que nos leva a:

$$E_{\theta}^i = E_{\theta}^i \quad E_{\phi}^i = -E_{\phi}^i$$

$$l_{\theta} = l_{\theta} \quad l_{\phi} = -l_{\phi}$$

Logo, a onda incidente em A1 é:

$$E_i^{\theta} = \frac{j\eta_0}{2\lambda r} e^{-jkr} l_{\theta} \quad (2-47)$$

$$-E_i^{\phi} = \frac{j\eta_0}{2\lambda r} e^{-jkr} (-l_{\phi}) \quad (2-48)$$

O que nos leva a:

$$E^i = \frac{j\eta_0 e^{-jkr}}{2\lambda r} l \quad (2-49)$$

Pelo teorema da reciprocidade temos que a tensão induzida, V1 em A1 será a mesma tensão V2 em A2. Logo, da equação:

$$V_2 = \frac{j\eta_0}{2\lambda r} e^{-jkr} hl \quad (2-50)$$

$$V_1 = V_2 = \frac{j\eta_0}{2\lambda r} e^{-jkr} lh \quad (2-51)$$

Combinando (2-49) com (2-51) obtemos:

$$V_1 = E^i . h \quad (2-52)$$

Esta é uma relação intuitiva, o campo incidente em volts por metro entrega na saída a voltagem em volts. As informações de polarização estão contidas neste vetor. Se a onda é perpendicular à antena, a voltagem induzida é zero, e é a responsável direta pela polarização cruzada.

# CAPÍTULO 3-Polarização de Ondas Eletromagnéticas

## 3.1 – Ondas Polarizadas

### Conceito e Visualização

Uma onda eletromagnética monocromática que varia senoidalmente no tempo é caracterizada no ponto de observação pela frequência, amplitude, fase e polarização. A polarização da onda é definida no plano que contém o vetor campo elétrico. Ela é o esboço do gráfico que o campo elétrico instantâneo traça com o tempo em um ponto fixo de observação, uma onda linearmente polarizada é aquela em que o vetor campo elétrico ( $\vec{E}$ ) se move em linha constante no tempo; assim se temos  $\vec{E}_x$  o campo magnético poderá ser  $\vec{H}_y$  com a onda se propagando na direção z. A referência é o plano da terra. Assim definimos ondas polarizadas horizontalmente quando  $\vec{E}$  é paralela a superfície, ou verticalmente quando  $\vec{E}$  é vertical a superfície. Os planos que contém os vetores elétricos e magnéticos são os planos de polarização. O plano de polarização é perpendicular à direção de propagação da onda plana. A direção do vetor campo elétrico da onda é que define o tipo de polarização. Assim ao alternarmos a amplitude e fase de uma polarização linear, determina-se a polarização da onda.

Em uma antena do tipo dipolo, de tamanho menor que o comprimento de onda da mesma, tem-se uma polarização linear, visto que o vetor campo elétrico é paralelo ao elemento radiante. Antenas que têm correntes elétricas fluindo ao longo de um fio retos tais como as antenas dipolo ou Yagi-Uda produzem polarizações lineares. [4].

A intensidade do campo magnético no campo distante é plotado em função de um ângulo (diagrama de radiação). Note que é máximo na direção perpendicular ao dipolo, e mínimo na sua direção. Onde estão plotados as intensidades de campo elétrico e magnético conforme indicado na Fig. 3.1.

Nesses diagramas, é representada a distribuição de energia nos planos elétricos e magnéticos tendo como referência a terra.



Figura 3.1 – Diagrama de radiação de campo para o plano E, e o plano H.

Assim o plano E contém o vetor campo elétrico e o máximo da radiação, no caso do dipolo na direção z, ou seja, o plano E contém  $E_{\theta}$ .

Pode ser, por exemplo, o plano z-x ou z-y ou outro qualquer que contenha  $E_{\theta}$  e o máximo da radiação, que está em qualquer direção do plano x-y. Logo o plano H é aquele que contém o máximo da radiação e  $H_{\phi}$ . Porém só faz sentido para antenas de polarização linear.

Quanto ao tipo de polarização da onda em linear, (horizontal ou vertical), circular ou elíptica, a mesma pode ser realizada pela análise da razão entre  $\vec{E}_2$  e  $\vec{E}_1$ , e do defasamento  $\delta$  entre as componentes de campo elétrico. Assim a onda resultante é polarizada linearmente e vertical para todos os valores de  $\delta$  e quando a razão entre  $E_2$  e  $E_1$  é infinita, isto é, quando  $E_1=0$ . Quando a razão entre  $E_2$  e  $E_1$  é zero, isto é quando  $E_2=0$ , a onda é polarizada linearmente e horizontal para todos os valores de  $\delta$ . A onda é também polarizada linearmente quando  $\delta=0^\circ$  ou  $\delta=\pm 180^\circ$ . A polarização circular ocorre somente para o caso onde a razão entre  $E_2$  e  $E_1$  é igual a um, e  $\delta=\pm 90^\circ$ . Quando  $\delta=+90^\circ$ , o sentido de rotação é horário (onda aproximando), e quando  $\delta=-90^\circ$ , o sentido de rotação é anti-horário (onda aproximando). Todas estas situações são casos limites especiais da situação geral na qual a onda é polarizada elípticamente.

Duas antenas polarizadas linearmente orientadas em ângulo reto e energizadas com tensões iguais em quadratura de fase, que seria a situação onde os campos estão defasados de  $90^\circ$ , são algumas vezes empregadas para produzir polarização circular na prática. Se as tensões forem desiguais ou a relação de fase não for de  $90^\circ$ , a polarização

torna-se elíptica. Em geral a quadratura de fase é medida como sendo:  $\delta = \frac{1+2k}{2}\pi$ ,

com  $k=(0, 1, 2, 3\dots)$ , o que fornece múltiplos de  $\pm 90^\circ$ . [13].

### 3.2 – Polarizações de ondas eletromagnéticas

Polarização é o plano na qual se encontra a componente do campo elétrico desta onda. Toda onda eletromagnética no campo distante possui um campo elétrico e um campo magnético. A direção de propagação em um dielétrico é perpendicular a estes

campos. No vácuo,  $c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \cdot \epsilon_0}} = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$  e um dipolo vertical alimentado por um

gerador com frequência  $\omega$  gera uma onda polarizada verticalmente, pois a componente elétrica é vertical, enquanto a componente magnética é horizontal, conforme a Fig.3.2.

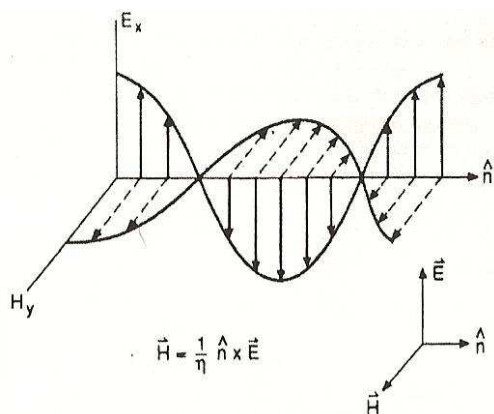


Figura 3.2 – Comportamento espacial dos campos elétricos e magnéticos de uma onda plana para um instante fixo de tempo.

Em uma onda com polarização circular onde o defasamento  $\delta$  é de  $90^\circ$ , a componente resultante é dada pela equação (3-1).

$$\vec{E} = \frac{E_0}{\sqrt{2}} \cos(\omega t + kz - \frac{\pi}{2}) \hat{x} + \frac{E_0}{\sqrt{2}} \cos(\omega t + kz) \hat{y} \quad (3-1).$$

## 3.3 Tipos de Polarização

### 3.3.1 - Polarização Linear em Antenas

A mais simples das antenas LP é o dipolo. E é claro, depende do campo elétrico na sua vizinhança - antenas que possuem correntes fluindo ao longo de um fio reto produzem polarização linear paralela ao fio. Por exemplo, uma antena de abertura está polarizada linearmente na direção do campo da abertura. Em geral as antenas do tipo dipolo ou Yagi Uda produzem polarizações lineares que podem ser verticais ou horizontais dependendo da configuração espacial destas antenas. [4]

### 3.3.2- Polarização Circular em Antenas

Dois métodos são geralmente utilizados para gerar CP - o primeiro é aquele das antenas que produzem CP em virtude somente de sua estrutura física, ou seja, se a estrutura é helicoidal, ou espiral, isto determinará sua polarização. O segundo tipo pode ser obtido pela separação espacial de componentes ortogonais em fase e quadratura; ou seja, dois dipolos defasados de 90° elétricos podem gerar CP. Em suma dois dipolos LP, porém defasados de 90° entre si; e caso os dipolos possuam o mesmo comprimento, os campos  $\vec{E}_x$  e  $\vec{E}_y$  possuem a mesma amplitude, caso posicionadas ortogonalmente geram uma polarização circular.

Existem várias fontes de erro que irão reduzir a polarização, elas incluem erros na amplitude e na fase nos componentes lineares, componentes que não são exatamente ortogonais e componentes que são polarizados elipticamente antes mesmo da polarização linear. Erros de fase podem ser causados por diferenças na alimentação das linhas. [4].



### 3.3.3- A Elipse de Polarização

O campo elétrico instantâneo associado a uma onda plana viajando na direção z pode ser decomposto em duas componentes x e y. Cada uma destas componentes pode ser expressa por:

$$\vec{E}(t, z) = E_1 \cos(\omega t - \beta z) \hat{x} \quad (3-2)$$

$$\vec{E}(t, z) = E_2 \cos(\omega t - \beta z + \delta) \hat{y} \quad (3-3)$$

Onde:

$E_1$  e  $E_2$ : são as amplitudes das componentes de campos elétricos nas direções x e y.

$\beta$  = constante de fase

$\omega$  = frequência angular

$\omega = 2\pi f$  (rad /s)                       $\beta = 2\pi / \lambda$  (rad / m)

$\delta$  = diferença de fase, entre as componentes x e y.

O campo elétrico resultante é a combinação das duas componentes em cada instante de tempo. Onde na Fig.3.3 (LHCP) do inglês (left hand sensed circular polarization) ver lista de símbolos, representa uma onda circularmente polarizada pela mão esquerda, onde o polegar indica o sentido de propagação da onda, ou o que seria equivalente à uma onda girando no sentido horário[13].

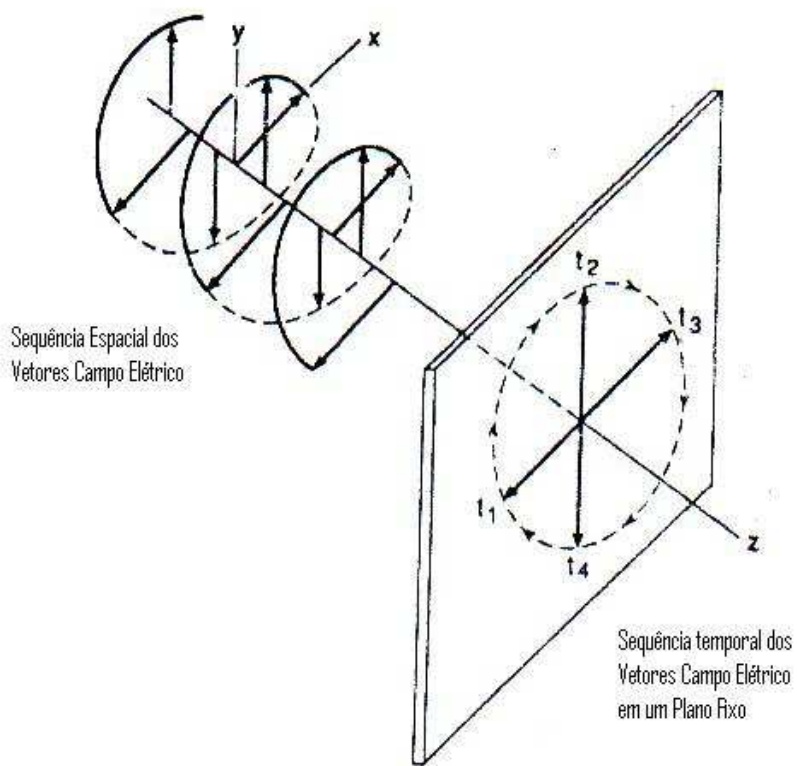


Figura 3.3 – Vista de uma onda circularmente polarizada (LHCP). Sequência de vetores em um plano fixo.

$$\vec{E}(t, z) = \vec{E}_x(t, z)\hat{x} + \vec{E}_y(t, z)\hat{y} \quad (3-4)$$

Para  $E_x \neq E_y$  e  $\delta \neq 0^\circ$  tal combinação é uma elipse, com o mostrado na figura; e resumido nas equações:

$$\vec{E}(t, z) = E_1 \cos(\omega t - \beta z) \hat{x} \quad (3-5)$$

$$\vec{E}(t, z) = E_2 \cos(\omega t - \beta z + \delta) = E_2 \sin(\omega t - \beta z) \hat{y} \quad (3-6)$$

$$\Rightarrow \cos(\omega t - \beta z) = \frac{E_x}{E_1} \quad \text{sen}(\omega t - \beta z) = \frac{E_y}{E_2}$$

Mas:

$$\text{sen}^2(\omega t - \beta z) + \cos^2(\omega t - \beta z) = 1$$

$$\frac{E_x^2}{E_1^2} + \frac{E_y^2}{E_2^2} = 1 \quad (3-7)$$

Que representa matematicamente a equação de uma elipse, conforme ilustrado na Fig.3.4 e a elipse completando um ciclo a cada período de oscilação,  $T = 1/f$ . Em seguida, analisaremos matematicamente as descrições das componentes elétricas, quando a fase é  $0^\circ$ , assim:

$$\vec{E}(t) = (E_1 \hat{x} + E_2 \hat{y}) \cos \omega t$$

A polarização elíptica possui razão axial  $R$ , definida por:

$$|R| = \frac{E_{\max.}}{E_{\min.}} \quad (3-8)$$

$E$  determina, no entanto, o formato da elipse; e a orientação determinada pelo ângulo  $\tau$ .

$$|R| = \frac{E_{\max.}}{E_{\min.}} = \frac{OA}{OB} \geq 1 \quad R \text{ (dB)} = 20 \log |R|$$

Note que se  $(R) = \infty$ , a elipse se degenera em uma linha, representando um caso especial de polarização linear. A razão axial possui um sinal, e o ângulo  $\varepsilon$  pode ser obtido através da razão axial como se segue através da expressão abaixo:

$$\varepsilon = \cot^{-1}(-R) \quad (3-9)$$

Onde o sinal de R é considerado positivo para polarizações anti-horárias (RHCP), e negativo em caso contrário (LHCP).

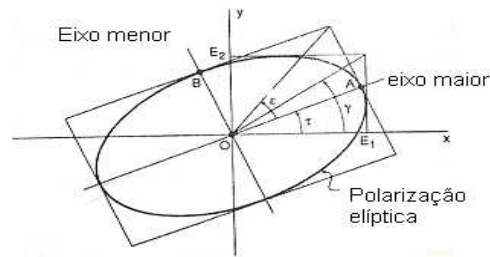


Figura 3.4 – A polarização elíptica mostrando as amplitudes  $E_1$  e  $E_2$  das componentes x e y, e mostrando os ângulos  $\epsilon$ ,  $\tau$  e  $\delta$ .

$\tau$  é o ângulo de tilt  $0^\circ \leq \tau \leq 180^\circ$

### 3.4 - A Razão de Polarização

A razão de polarização é um número complexo que representa o estado de polarização de uma onda. Ela é a forma mais compacta e prática de se prever o estado de polarização, visto que ela está diretamente relacionada com este fasor. A razão de polarização é a relação entre as componentes de campo e a fase a elas associadas.

Alguns casos especiais de polarização são ilustrados na tabela 3.1.

Tabela 3.1 - Possíveis estados de polarização.

$\rho_L$	Estado	Campo e Fase
0	Horizontal linear (HP)	$\vec{E}_2 = 0$
$\infty$	Vertical linear (VP)	$\vec{E}_1 = 0$
j	LHCP	$\vec{E}_1 = \vec{E}_2, \delta = 90^\circ$
-j	RHCP	$\vec{E}_1 = \vec{E}_2, \delta = -90^\circ$
$\text{Im}(\rho_L) = 0$	Linear	$\delta = 0^\circ$
$\text{Im}(\rho_L) > 0$	LH elíptica	$0^\circ < \delta < 180^\circ$
$\text{Im}(\rho_L) < 0$	RH elíptica	$-180^\circ < \delta < 0^\circ$

$$\rho_L = \frac{E_2}{E_1} e^{j\delta} \quad (3-10)$$

Quando  $\rho=1$  ou (0 dB) a polarização é perfeitamente circular, desde que as amplitudes de campo sejam iguais, e o defasamento ( $\delta$ ) entre os campos for  $90^\circ$ , que é um caso particular da polarização elíptica. Se as amplitudes forem diferentes, a polarização é elíptica. Quando  $\rho=0$  ou  $\rho=\infty$  a polarização é linear e é o caso em que a elipse se degenera em uma linha.

### 3.5 - O Fator Casamento de Polarização (FCP)

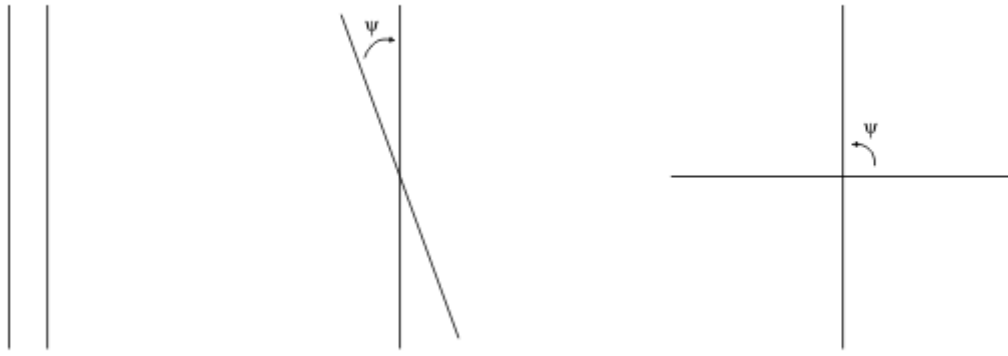
O fator de casamento da polarização (FCP) trata do relacionamento entre a potência máxima disponível da onda; e da potência que a antena pode receber. Assim, para o máximo FCP é necessário que a polarização da onda esteja em fase com a polarização da antena receptora. Neste caso dizemos que as antenas estão casadas em polarização.

As perdas por polarização ocorrem quando a polarização da onda é diferente da polarização da antena receptora, definimos aí o  $\Psi$  (diferença angular entre as duas polarizações lineares), conforme ilustrado na Fig.3.5 e é demonstrado que o FCP; fator de casamento de polarização; ou eficiência de polarização é definida por:

$$\text{FCP} = \cos^2 \Psi \quad (3-11).$$

Ou pode ser realizada também apenas uma relação das potências recebida efetivamente pela antena, e a potência máxima que ela receberia, gerando um percentual que reflete a eficiência de polarização.

$$\text{FCP} = \frac{P_{\text{recebida}}}{P_{\text{máxima}}}$$



Antena casada  $\Psi=0^\circ$

FCP=1

Descasamento parcial  $0 < \Psi < 90^\circ$

$0 < \text{FCP} < 1$

Descasamento total  $\Psi=90^\circ$

FCP=0

Figura 3.5 – Casamento de polarização em dipolos

### 3.6 – A Polarização em Antenas

A polarização de uma antena é a polarização da onda radiada pela antena na transmissão. Entretanto todas as discussões a respeito de polarização de ondas se aplicam em antenas. Sabe-se também que as mesmas são recíprocas, ou seja, se comportam de forma similar na transmissão e na recepção.

#### 3.6.1 - Características de Polarização de Algumas Antenas

O interesse agora é discutir os parâmetros de polarização de alguns tipos de antenas, e obter o fator de casamento de polarização quando as antenas são pareadas em configurações do tipo transmissão-recepção. Definem-se os parâmetros de polarização; no contexto de uma onda viajando no eixo  $-z$ . Definimos a polarização  $P$  como[4]:

$$P = \frac{E_y}{E_x} \quad (3-12)$$

Em geral, define-se:

$$P = \frac{E_{VERTICAL}}{E_{HORIZONTAL}}$$

Assim, a polarização de uma antena, depende da posição da mesma, em relação à Terra. Assim como existem diversos tipos de antenas, de acordo com os tipos de polarização: horizontal, vertical, circular ou elíptica. Isto é interessante no sentido de se evitar interferências na polarização das antenas. Entretanto, a polarização da antena é encontrada excitando a antena com o transmissor e observando a polarização da onda por vários ângulos de observação do campo distante.

### **3.7- Medidas de Polarização**

É a característica da onda polarizada pela antena na região do campo distante, neste caso, são utilizadas duas antenas, e é claro uma funcionando como transmissora, a outra funcionando como receptora. Para se determinar o tipo de polarização de uma antena é necessário utilizarmos uma antena teste, chamada sampling (teste), onde esta deve possuir polarização linear, pois supomos que a outra antena possua polarização linear; assim quando rotacionamos a antena em que se deseja determinar o tipo de polarização o fator casamento de polarização FCP variará de 0 a 1, ou vice versa, notando que se a antena sob o qual se deseja determinar a polarização fosse circularmente polarizada não haveria variação no FCP, logo a antena sampling(teste), deve ser sempre polarizada linearmente quando se deseja determinar a polarização.

#### **3.7.1 - Método da Amplitude-Fase**

Se um receptor com medidas de amplitude e fase obtidas, a polarização instantânea é possível de se determinar. Um polarímetro é um sistema receptor (normalmente um receptor de amplitude e fase) que processa a informação de polarização e a determina [4]. Muitas aplicações requerem medidas de polarização instantâneas, a exemplo do radar onde o alvo deverá refletir o pulso recebido; e o pulso deverá ser amostrado em intervalos de tempo de chegada do pulso.



A maioria dos sistemas de medidas emprega informações de amplitude e fase de antenas lineares ortogonais. Uma medida apropriada é ilustrada na Fig.3.6, o sistema produz a amplitude e fase relativa de chegada de uma onda plana normal ao plano do dipolo. Os dipolos são idênticos (normalmente dipolos de meia onda), para não produzirem distorções de amplitude. Outras antenas podem ser usadas, como as cornetas.

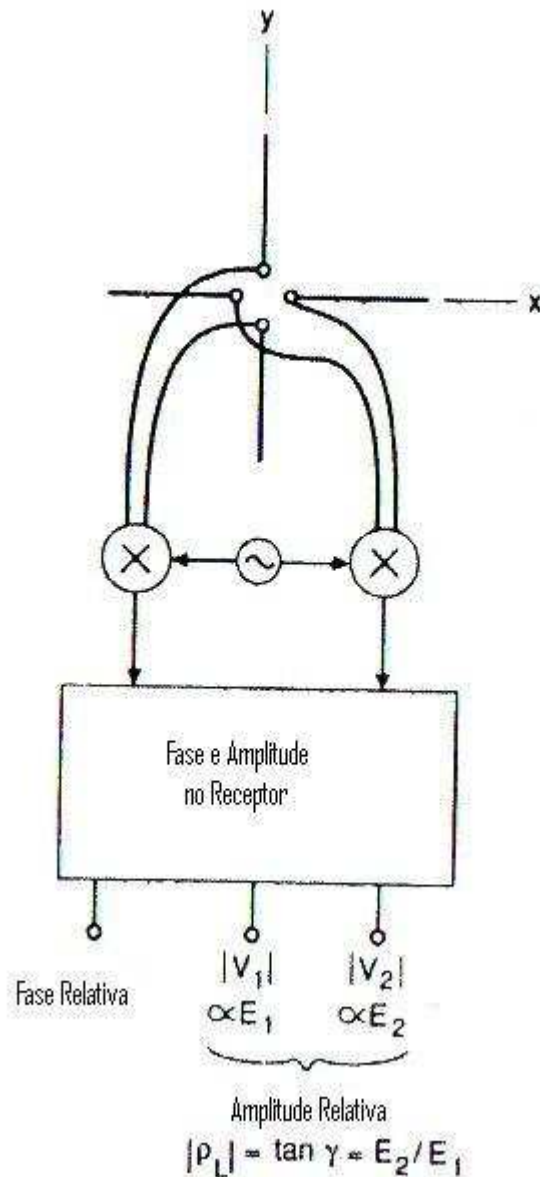


Figura 3.6 – Método da componente linear para medida de polarização linear.

O sistema de medida na Fig.(3.6) produz a amplitude relativa, ou seja, os parâmetros ( $\gamma, \delta$ ) diretamente.

$$\gamma = \text{tg}^{-1} \frac{E_2}{E_1} \quad (3-13)$$

$$\delta = \text{fase } \vec{E}_y - \text{fase } \vec{E}_x \quad (3-14)$$

A razão de polarização;  $\rho_L$  é:

$$\rho_L = |\rho_L| e^{j\delta} = \frac{E_2}{E_1} e^{j\delta} \quad (3-15)$$

O método da amplitude-fase pode ser usado em antenas com polarização circular, dado por:

$$\rho_L = \frac{E_L}{E_R} \quad (3-16)$$

Onde,  $\vec{E}_L$  e  $\vec{E}_R$  correspondem as componentes circulares à esquerda e à direita; e tomando os módulos destas componentes, a razão axial é:

$$R = \frac{\left(\frac{E_{R0}}{E_{L0}} + 1\right)}{\left(\frac{E_{R0}}{E_{L0}} - 1\right)} = \frac{|\rho_C| + 1}{|\rho_C| - 1} \quad (3-17)$$

Note que quando  $\vec{E}_{R0} = \vec{E}_{L0}$  ; R tende ao infinito; correspondendo a polarização linear, um polarímetro pode ser construído utilizando apenas antenas com polarização linear; para produzir componentes circulares. Se  $\vec{E}_{R0} \geq \vec{E}_{L0}$ , a componente circular a esquerda é mais intensa que a componente circular a direita, assim a onda é LHCP, circular á direita se aproximando. [4].

Um polarímetro pode ser construído para antenas com polarização circular, como ilustrado na Fig.3.7. Onde a representação fasorial dos componentes lineares é:

$$E_x = E_1 = E_H = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_L + E_R) \quad (3-18)$$

$$E_y = E_2 \cdot e^{j\delta} = E_V = \frac{1}{\sqrt{2}}(-E_R + E_L) \quad (3-19)$$

Onde a raiz quadrada de dois, é devido aos vetores de Jones. Assim quando os estados de polarização estão a  $+45^\circ$  e a  $-45^\circ$  do eixo x, os vetores de Jones aqui denotados por:

$$\hat{E}_{+45} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix}^t, \text{ e } \hat{E}_{-45} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -1 \end{bmatrix}^t$$

Fornecem os sentidos anti-horários e horários respectivamente das componentes circulares de campo, e é executado com uma divisão igualitária de potência defasada em  $90^\circ$ , chamado de **quadratura híbrida**.

Ainda com relação aos vetores de Jones a polarização pode ser dada à esquerda ou à direita, assim os **vetores de Jones** em relação aos eixos x e y ficam: [14].

$$\hat{E} = \frac{1}{\sqrt{2}}(\hat{x} + i \hat{y}) \quad (3-20)$$

$$\hat{D} = \frac{1}{\sqrt{2}}(\hat{x} - i \hat{y}) \quad (3-21)$$

O que geram as equações (3-18) e (3-19), respectivamente.

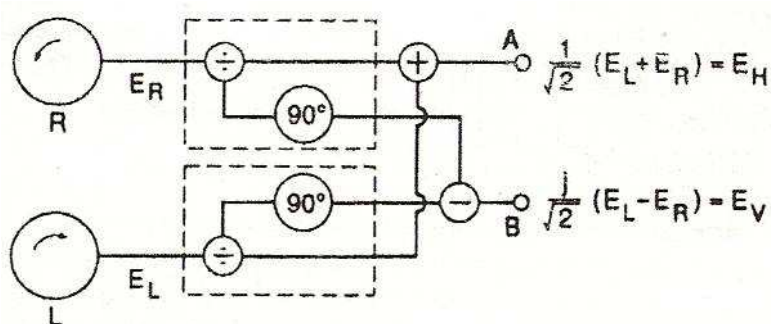


Figura 3.7 – Configuração de um polarímetro para medida de componentes lineares usando antenas de CP. (Quadratura híbrida).

### 3.7.2 - Método da Componente Linear

Tal método consiste em medir a razão entre as amplitudes do campo nas direções x e y; ou seja, as componentes ortogonais lineares da elipse de polarização e a diferença de fase entre elas, uma vez que a polarização de uma antena é definida pela razão de polarização da onda eletromagnética transmitida por ela, então ligando ambas as antenas a um comparador de fase, o ângulo  $\delta$ , pode ser medido, o que pode ser feito com uma linha fendida adaptada, assim com o conhecimento das componentes de campo e da fase entre elas, a elipse de polarização pode ser calculada.

$$\rho_L = \frac{E_y}{E_x} = \frac{E_y}{E_x} e^{j\delta} \quad (3-22)$$

Para a realização destas medidas utilizam-se duas antenas ortogonais linearmente polarizadas como receptoras. Neste caso o que realmente se mede são as potências entregues aos terminais do receptor e não a intensidade das componentes de campo, logo é essencial que as antenas receptoras tenham as mesmas características de ganho e impedâncias.

Para que as medidas sejam as mais precisas possíveis, devemos ter antenas receptoras, as mais linearmente polarizadas possíveis; sendo que uma antena com o AR na ordem de 40 dB se mostra satisfatória na maioria dos casos. Em baixas frequências os dipolos apresentam uma polarização linear suficiente, enquanto que em altas frequências antenas cornetas são usadas.

### 3.7.3 - Método das Componentes Circulares

As características de polarização de uma antena são definidas por sua razão de polarização circular, dada por,

$$\rho_c = \frac{E_L}{E_R} = \frac{|E_L|}{|E_R|} e^{j\delta} \quad (3-23)$$

Podemos então utilizar o mesmo processo realizado pelo método da componente linear, sendo que as antenas receptoras serão agora circularmente polarizadas, uma à direita e outra à esquerda. As componentes circulares de campo são medidas por um receptor ligado às antenas, logo são determinadas as amplitudes a partir de (3-25), bem como a fase a partir do ângulo de inclinação da elipse. [13].

Um método interessante é construir antenas helicoidais, como antenas Sampling, onde apesar de que a construção de duas antenas com sentidos de rotações opostas serem muito difícil quando é necessário cobrir uma larga faixa de frequência. Outro problema consiste no fato do AR (razão axial) de uma antena helicoidal de “n” voltas não ser igual a 1, mas sim dado por [6]:

$$AR = \frac{2n+1}{2n} \quad (3-24)$$

Assim, se queremos que a polarização da antena helicoidal se aproxime ao máximo da polarização circular, teríamos que ter uma antena helicoidal com um razoável número de voltas, tornando o método impraticável quando se necessita de precisão nas medidas. Uma alternativa de se medir a diferença de fase  $\delta$ , consiste em usar uma antena receptora linearmente polarizada para medir o ângulo de inclinação da elipse de polarização. Logo, com o ângulo de inclinação, o sentido de rotação dado por  $|\rho_c|$ , o AR é dado por:

$$AR = \frac{1+|\rho_c|}{1-|\rho_c|} \quad (3-25)$$

Onde caracterizamos por completo a polarização da antena.

### 3.8 – Parâmetros de Polarização

As formas de representar os tipos de polarização total incluem a **esfera de Poincaré**, Fig.3.8. Os **parâmetros de Stokes** e a **razão de polarização**. A esfera de Poincaré é utilizada na polarização total, já os parâmetros de Stokes para a polarização parcial.

Tabela 3.2 - Representação dos parâmetros de polarização.

1 - Polarização elíptica	$\epsilon \tau \delta \gamma$
2 - A Esfera de Poincaré	Polarização em uma esfera
3 - O Vetor complexo	$\vec{E}_1 \hat{x} + \vec{E}_2 \hat{y}$
4 - Parâmetros de Stokes normalizados	$S_0, S_1, S_2, S_3$

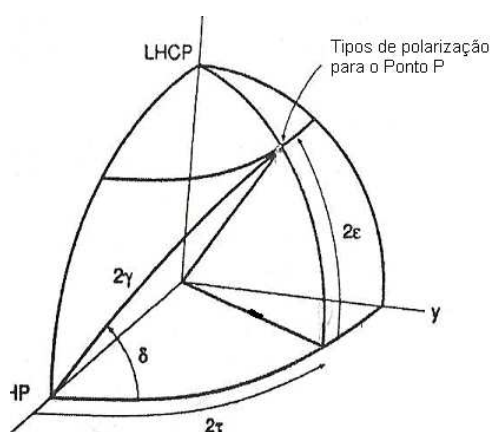


Figura 3.8 – Localização dos tipos de polarização na Esfera de Poincaré através dos pares  $(\epsilon, \tau)$  ou  $(\gamma, \delta)$ .

Na Esfera de Poincaré os pontos podem ser localizados aos pares  $(\epsilon, \tau)$  ou  $(\gamma, \delta)$ , como ilustrado na figura abaixo:

$2\varepsilon = \text{latitude}$	$-90^\circ \leq 2\varepsilon \leq 90^\circ$
$2\tau = \text{longitude}$	$0^\circ \leq 2\tau \leq 360^\circ$
$2\gamma = \text{dist\~{a}ncia do ponto sobre a esfera ao HP (grande c\~{i}rculo)}$	$0^\circ \leq 2\gamma \leq 180^\circ$
$\delta = \text{\~{a}ngulo do grande c\~{i}rculo ao Equador}$	$-180^\circ \leq \delta \leq 180^\circ$

### 3.8.1- Par\~{a}metros de Stokes

Em seus estudos sobre polariza\~{c}\~{a}o da luz, Stokes introduziu quatro grandezas para caracterizar a amplitude da polariza\~{c}\~{a}o de uma onda [5]. Para uma onda monocrom\~{a}tica os par\~{a}metros de Stokes normalizados s\~{a}o:

$$S_0 = |E_x|^2 + |E_y|^2 \quad (3-26)$$

$$S_1 = |E_x|^2 - |E_y|^2 \quad (3-27)$$

$$S_2 = 2|E_x||E_y|\cos\delta \quad (3-28)$$

$$S_3 = 2|E_x||E_y|\sin\delta \quad (3-29)$$

Onde  $|E_x|$  e  $|E_y|$ , s\~{a}o as amplitudes das componentes de campo e  $\delta$  \~{e} a diferen\~{c}a de fase da onda.

Estes par\~{a}metros s\~{a}o suficientes para descrever a polariza\~{c}\~{a}o. O par\~{a}metro  $S_0$  nos d\~{a} a amplitude, enquanto  $|E_x|$  e  $|E_y|$  podem ser calculados de  $S_0$  e  $S_1$ , logo  $\delta$  pode ser calculado tanto de  $S_2$  quanto de  $S_3$ .

$$S_0^2 = S_1^2 + S_2^2 + S_3^2 \quad (3-30)$$

Utilizando um sistema de coordenadas esf\~{e}ricas, os par\~{a}metros de Stokes podem ser associados aos respectivos eixos no sistema de coordenadas cartesianas, como se segue:

$$x = \rho \sin\phi \cos\theta \quad (3-31)$$

$$y = \rho \operatorname{sen} \phi \operatorname{sen} \theta \quad (3-32)$$

$$z = \rho \cos \phi \quad (3-33)$$

Utilizando tais coordenadas esféricas na esfera de Poincaré ilustrada na Fig 3.9, e dessa figura sabe-se que:

$$\theta = 2\tau$$

$$\phi = 90^\circ - 2\varepsilon$$

Substituindo tais relações nas equações (3-31) a (3-33) obtemos:

$$x = \cos 2\varepsilon \cos 2\tau$$

$$y = \cos 2\varepsilon \operatorname{sen} 2\tau$$

$$z = \operatorname{sen} 2\varepsilon$$

Más de acordo com (3-30), que representa a equação cartesiana de uma esfera os parâmetros  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_3$  equivalem aos eixos x, y e z respectivamente, assim:

$$S_1 = \cos 2\varepsilon \cos 2\tau \quad (3-34)$$

$$S_2 = \cos 2\varepsilon \operatorname{sen} 2\tau \quad (3-35)$$

$$S_3 = \operatorname{sen} 2\varepsilon \quad (3-36)$$



### 3.8.2 - A Esfera de Poincaré

De acordo com a equação (3-30), nota-se que os parâmetros de Stokes, normalizados, geram a equação de uma esfera, logo todos os possíveis estados de polarização podem ser fixados na superfície de uma esfera, a esfera de Poincaré Fig.3.9.

O vetor  $\hat{S}$  que descreve os estados de polarização possíveis percorre uma esfera de raio  $S_0$  unitário, visto que o parâmetro é normalizado e vale sempre um, e os outros três parâmetros correspondem aos eixos do sistema cartesiano visto anteriormente.

- i) Os estados de polarização linear correspondem ao equador da esfera.
- ii) Os estados de polarização circular correspondem aos pólos da esfera.
- iii) Estados com polarizações ortogonais correspondem a pontos opostos sobre um mesmo diâmetro.
- iv) Estados de mesma elipticidade correspondem a um plano paralelo ao equador.

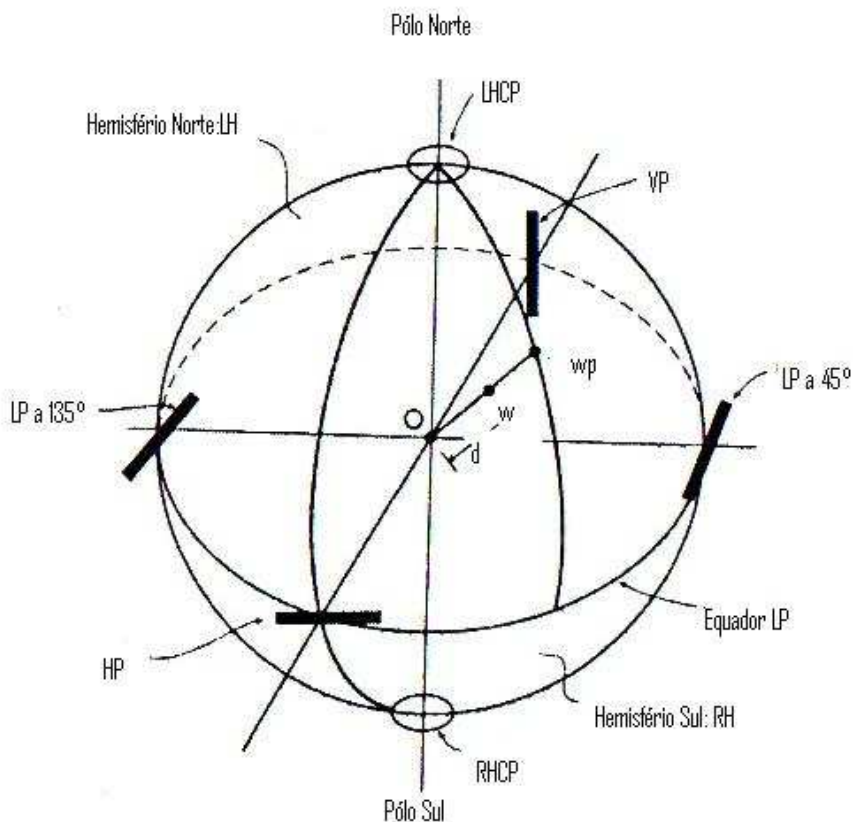


Figura 3.9 – A esfera de Poincaré.

### 3.8.3 – Pontos na Esfera de Poincaré

Demonstraremos que na esfera de Poincaré, as polarizações lineares correspondem ao equador, às polarizações circulares correspondem aos pólos a partir dos parâmetros de Stokes como se segue:

Polarizações Lineares

$$E_x \neq 0, E_y \neq 0, \delta = 0^\circ \text{ ou } \delta = \pi$$

Utilizando a equação (3-29) leva a:

$$S_3 = 0$$

Logo todas as polarizações lineares se encontram no plano x-y, e estão situadas no equador da esfera de Poincaré.

Polarizações circulares á direita

$$E_x = E_y, \quad \delta = -\frac{\pi}{2},$$

Das equações (3-26) a (3-29):

$$S_0 = 2|E_x|^2$$

$$S_1 = S_2 = 0$$

$$S_3 = -1$$

Polarizações circulares à esquerda

$$E_x = E_y, \quad \delta = +\frac{\pi}{2},$$

$$S_0 = 2|E_x|^2$$

$$S_1 = S_2 = 0$$

$$S_3 = 1$$

Logo todas as polarizações circulares se encontram nos pólos da esfera de Poincaré, sendo que as polarizações circulares à direita no pólo sul, enquanto as polarizações circulares à esquerda no pólo norte como demonstrado acima.

Polarizações elípticas

à esquerda

à direita

$$0 < \delta < \pi$$

$$S_3 > 0$$

$$\pi < \delta < 2\pi$$

$$S_3 < 0$$

Logo, as polarizações elípticas à esquerda se encontram na parte superior da esfera, enquanto que as polarizações elípticas à direita na parte inferior da esfera de Poincaré.

### 3.9 - A Eficiência de Polarização

A antena receptora converte densidade de potência ( $W/m^2$ ) em (W) disponível na saída dos terminais da antena. A potência de saída disponível depende do tipo de polarização da onda que chega e o tipo de polarização da antena receptora.

A medida da conversão da densidade de potência para potência disponível, ou seja, ( $W/m^2$ ) para (W), na antena receptora é chamada de **eficiência de polarização**.

E representaremos essa grandeza por **p** também chamada de **fator de emparelhamento de polarização**; ou **casamento de polarização** [8].

$$S = \frac{1}{\eta}(E_1^2 + E_2^2) \quad (3-37)$$

$\vec{S}$  é a densidade de fluxo de uma onda em uma antena.  $E_1$  e  $E_2$  as componentes de campo nas direções x e y, para uma onda se propagando na direção z. Assumindo que a antena receptora esteja casada em polarização com a onda eletromagnética, então a potência disponível na antena receptora é:

$$P = SA_e \quad (3-38)$$

Esta é a definição de área efetiva da antena receptora. Assim S tem por unidade ( $W/m^2$ ).

Mas isso ocorreria se as antenas tivessem um casamento de polarização perfeito, o que na prática nem sempre é verdadeiro, logo incluirá nesta expressão o casamento imperfeito das antenas, e a variável introduzida é a eficiência de polarização p. Assim a equação fica:

$$P = pSA_e$$

Rearranjando esta equação a definição de eficiência de polarização tem-se:

$$p = \frac{P}{SA_e} \quad (3-39)$$

A eficiência de polarização varia de zero a um,  $0 \leq p \leq 1$ , ou seja, pode ser analisado em termos percentuais o que fornece exatamente o nível de casamento das antenas sendo uma grandeza adimensional, logo:

P é a potência que deveria ser recebida em (W).

S é a densidade de potência em ( $W/m^2$ ).

$A_e$  é a área efetiva em ( $m^2$ ).

A eficiência de polarização depende do fato de a onda estar completamente polarizada ou não, e isto será representado por um fator denominado **grau de polarização** representado pela letra **d**. Se a antena está casada e a onda é completamente polarizada, então  $p = 1$  e  $d=1$ ; ou seja, a eficiência de polarização é completa. Se a polarização é ortogonal à antena, o descasamento é completo, e neste caso  $p = 0$ . Na prática, uma ortogonalidade perfeita de uma onda e de uma antena não é possível. Mas canais LMDS o fazem com ortogonalidade muito boa, evitando interferências. Quando a onda está randomicamente polarizada metade da potência é perdida e  $p = 0,5$ , o que representa uma queda de três decibéis.

$$p = \frac{P_{recebida}}{P_{máxima}} \quad (3-40)$$

### 3.9.1 - Determinação da Eficiência de Polarização na Esfera de Poincaré

A esfera de Poincaré oferece o mais conveniente caminho para representar todos os tipos de polarização. E também é muito útil para avaliarmos a eficiência de polarização [4]. Na esfera representam-se dois pontos (a e w). O ponto a é referente à polarização da antena, o ponto w é referente à polarização da onda e a mesma pode estar parcialmente polarizada. O ponto a está na superfície da esfera. A separação angular entre w e a, ou seja,  $\angle wa$  determina a eficiência de polarização através da equação:

$$p = \frac{1}{2}(1 + d \cos \angle wa) \quad (3-41)$$

Para polarizações idênticas,  $\angle wa = 0^\circ$ , e substituindo em (3-41), temos:

$$p = \frac{1}{2}(1 + d) \text{ [polarizações idênticas]} \quad (3-42)$$

Se, além, disso a onda está completamente polarizada;  $d=1$  e  $p=1$  (caso a); se em vez disso a onda está randomicamente polarizada temos  $d=0$  e  $p=0,5$  (caso b). Onde  $d$  é o coeficiente de polarização.

A equação (3-41) pode ser reescrita para separar a não polarização e polarização de uma onda.

$$p = \frac{1}{2}[(1 - d) + d(1 + \cos \angle wa)] \quad (3-43)$$

$$p = \frac{1}{2}(1 - d) + d(\cos^2 \frac{\angle wa}{2}) \quad (3-44)$$

Em que a primeira expressão representa a onda não polarizada e a segunda expressão representa a onda polarizada. Repetindo ( $\angle wa = 0^\circ$ ) temos:

$$p = \left(\frac{1-d}{2}\right) + d = \left(\frac{1+d}{2}\right), \text{ como visto em (3-42)}$$

Polarizações ortogonais são pontos opostos na Esfera de Poincaré; quando  $\angle wa = 180^\circ$ ;  $p = \frac{1}{2} (1-d)$ , d refere-se ao fato de a onda estar ou não completamente polarizada, assim se  $\angle wa = 180^\circ$  e para uma completa polarização da onda ( $d=1$ )  $p=0$  e para  $\angle wa = 90^\circ$ , tem-se  $p=\frac{1}{2}$ .

### 3.9.2 – Determinação da Eficiência de Polarização pelos Parâmetros de Stokes

A Esfera de Poincaré oferece uma técnica intuitiva para avaliar a eficiência de polarização, e o ângulo  $\angle wa$  usado para analisarmos p na equação (3-41), não é facilmente determinado.

Sendo assim, os parâmetros de Stokes são menos intuitivos e oferecem um simples método de cálculo para algumas situações de polarizações. A eficiência de polarização expressa em parâmetros de Stokes é:

$$p = \frac{1}{2} [a_i]^t [s_i] = \frac{1}{2} (1 + a_1 s_1 + a_2 s_2 + a_3 s_3) \quad (3-45)$$

Onde  $[a_i]^t$  representa os parâmetros de Stokes da antena, se ( $d = 1$ ) =  $[1 \ a_1 \ a_2 \ a_3]$   
 $[S_i]^t = [1 \ S_1 \ S_2 \ S_3]$ , onde t indica a matriz transposta, que é uma matriz onde se permutam as linhas pelas colunas e vice versa, que representa os parâmetros de Stokes da onda radiante.

Para uma **antena casada** com a onda  $\{a_i = S_i\}$  onde  $\{a_i\}$  e  $\{S_i\}$  são matrizes coluna, e substituindo na equação (3-45), obtemos:

$$p = \frac{1}{2} (1 + S_1^2 + S_2^2 + S_3^2) = \frac{1}{2} (1+1) = 1 \quad (3-46)$$

Visto que:  $S_0^2 = S_1^2 + S_2^2 + S_3^2 = 1$  (Casamento), onde  $S_0$  é o parâmetro normalizado e sempre vale um, e nesse caso temos uma eficiência de polarização de 100 por cento.

Para uma **antena ortogonalmente polarizada** com a onda  $\{a_i = - S_i\}$

$$p = \frac{1}{2} (1 - S_1^2 - S_2^2 - S_3^2), \text{ visto que (3-30):}$$

$$(S_1^2 + S_2^2 + S_3^2) = 1$$

$p = 0$  ortogonal, onde nenhuma potência é recebida.

E se a onda está **despolarizada**:

$$[S_i]^T = [1 \ 0 \ 0 \ 0]$$

$$S_1 = S_2 = S_3 = 0$$

$$p = \frac{1}{2} [1 + a_1 0 + a_2 0 + a_3 0] = \frac{1}{2}$$

### 3.9.3 - Eficiência de Polarização Expressa em Razão Axial

A razão axial é uma quantidade medida diretamente; portanto é conveniente expressar a eficiência de polarização em termos da razão axial bem como o ângulo de inclinação relativo.

$$\varepsilon_w = \cotg^{-1}(-R_w) \quad \varepsilon_a = \cotg^{-1}(-R_a) \quad (3-47)$$

Onde  $R_a$  e  $R_w$  representam as **razões axiais** da antena e da onda recebida por ela, lembrando que a razão axial  $R$  carrega um sinal, sendo positivo para a regra da mão esquerda (RH), e negativo para a regra da mão direita (LH). Pode-se demonstrar que a eficiência de polarização para uma polarização completa  $d = 1$ , onde  $d$  é um parâmetro que indica o estado de polarização da onda é:

$$p = \frac{1}{2} + \frac{4RaRw + (Ra^2 - 1)(Rw^2 - 1)\cos 2\Delta\tau}{2(Ra^2 + 1)(Rw^2 + 1)} \quad (3-48)$$

Quando a antena está casada com a onda, tem-se:

$R_a = R_w$ , e  $\Delta_\tau = 0^\circ$ ; o que em (3-48) nos leva a  **$p=1$** .

No entanto quando a antena e a onda estão ortogonalmente polarizadas

$R_a = -R_w$ , e  $\Delta_\tau = 90^\circ$ ; o que em (3-48) nos leva a  **$p=0$** .

Se a onda está despolarizada, então  $d=0$ , o que em (3-48) nos leva a  **$p=\frac{1}{2}$** .

Se a onda está circularmente polarizada e a antena linearmente polarizada  $d=1$ ,  $R_w=1$  (RHCP),  $R_a=\infty$  e  $\Delta_\tau$ =arbitrário, o que em (3-48) nos leva a  $\mathbf{p}=\frac{1}{2}$ .

### 3.9.4 - Eficiência em Termos da Razão de Polarização

Sendo  $\rho_{LA}$  e  $\rho_{LW}$  as razões de polarização para a onda e antena, a onda é tomada como se fosse completamente polarizada; se a onda está parcialmente polarizada, a eficiência de polarização será diferente desta expressão. A expressão de polarização [8] é:

$$p = \frac{|1 + \rho_{LW}\rho_{LA}^*|^2}{(1 + |\rho_{LW}|^2)(1 + |\rho_{LA}|^2)} \quad (3-49)$$

Se a antena está casada com a onda então:  $\rho_{LA} = \rho_{LW}$ , em (3-49),  $\mathbf{p}=1$ .

Se a polarização da onda é ortogonal a polarização da antena,  $\rho_{LA} = -\frac{1}{\rho_{LW}^*}$ , em (3-49),  $\mathbf{p}=0$

Se a antena está linearmente polarizada e a onda circularmente polarizada,

$$\rho_{LA} = 0, \text{ e } \rho_{LW} = 1, \text{ em (3-49), } \mathbf{p} = \frac{1}{2}.$$

### 3.9.5 - Eficiência de Polarização em Termos do Vetor Complexo

A representação vetorial complexa pode ser usada para avaliar a eficiência de polarização. Trataremos aqui uma onda totalmente polarizada, porém pode ser estendida e incluir ondas parcialmente polarizadas. O vetor normalizado complexo da onda  $\hat{e}_w$  é projetado para a antena receptora  $\hat{e}_a$ . A potência é obtida pelo quadrado deste campo projetado; e, portanto:

$$p = |\hat{e}_w \cdot \hat{e}_a^*|^2 \quad (3-50)$$



O complexo conjugado correto é necessário pelo fato de que  $\hat{e}_a$  é definido em um sistema de transmissão, e usado aqui na recepção.

$$\hat{e}_w = \cos \gamma_w (\hat{x} + \rho_{Lw} \hat{y})$$

$$\hat{e}_a = \cos \gamma_a (\hat{x} + \rho_{La} \hat{y})$$

Assim:

$$p = \cos^2 \gamma_w \cos^2 \gamma_a |(\hat{x} + \rho_{Lw} \hat{y}) \cdot (\hat{x} + \rho_{La}^* \hat{y})|^2$$

Onde:

$$\hat{x} \cdot \hat{x} = 1$$

$$\hat{y} \cdot \hat{y} = 1$$

$$\hat{x} \cdot \hat{y} = 0$$

A expressão fica:

$$p = \frac{|1 + \rho_{Lw} \rho_{La}^*|^2}{(\sec^2 \gamma_w)(\sec^2 \gamma_a)} \quad (3-51)$$

Mas:

$$1 + |\rho_L|^2 = 1 + \tan^2 \gamma = \sec^2 \gamma$$

Logo, a eficiência de polarização fica:

$$p = \frac{|1 + \rho_{Lw} \rho_{La}^*|^2}{(1 + |\rho_{Lw}|^2)(1 + |\rho_{La}|^2)} \quad (3-52)$$

# CAPÍTULO 4 - Polarizações Duplas

## 4.1 - Sistemas com Polarização Dupla

Sistemas com polarização dupla possuem muitas aplicações, em um sistema de comunicações ela aumenta em até 2 vezes a capacidade do sistema. Em geral, os canais adjacentes são polarizados ortogonalmente, cada um operando com suas próprias transmissões e recepções na mesma frequência e ao mesmo tempo, o que se denomina frequência de reuso, identificado na Fig.4.1.

Em transmissões via satélite são utilizadas polarizações circulares (RHCP) e (LHCP) para evitar interferências nas comunicações.

Canais adjacentes possuem polarizações ortogonais. Na banda Ku um reuso de frequência é similar. Os satélites Intelsat têm usado polarizações duais ortogonais, ou seja, co-polarização e polarização cruzada em transmissões internacionais, em geral VH/HP ou RHCP / LHCP, que é uma aplicação prática do descasamento de polarização. As condições de propagação podem afetar o reuso de frequência, o que se denomina diversidade de polarização.

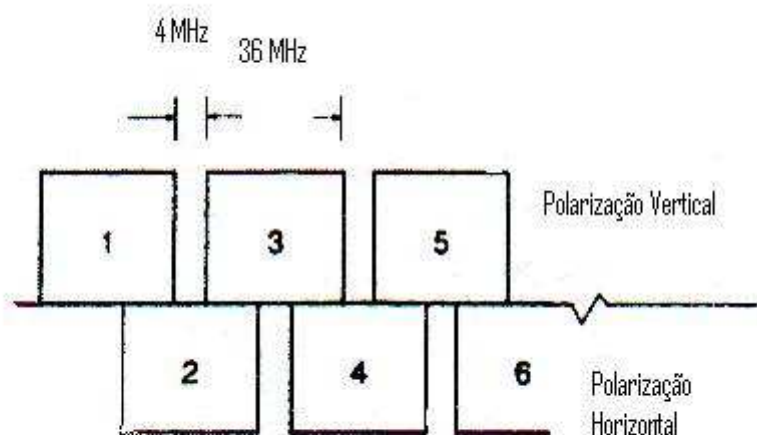


Figura 4.1 – Frequências e polarizações cruzadas planas, ilustrando a frequência de reuso em satélites da Banda C.

## 4.2 – A Razão de Polarização Cruzada

Quando nenhuma potência é recebida no sistema transmissor – receptor, (teoricamente) dizemos que o mesmo se apresenta com polarização cruzada, e o fator de casamento de polarização (ou eficiência de polarização é nulo;  $p = 0$ ).

A polarização cruzada pode ser entendida como uma decomposição de dois campos ortogonais, usualmente chamados de co-polarização e polarização cruzada [11].

Suponha um canal que esteja polarizado verticalmente, temos VP (polarização vertical) e HP (polarização horizontal) como co-polarização e polarização cruzada, respectivamente. A transmissão e recepção em antenas não são perfeitas e podem ser decompostas em componentes co-polarizados e com polarização cruzada, ou componentes desejáveis ou indesejáveis.

Geralmente se escolhe a co-polarização como a exata polarização da transmissão da antena, que é em geral uma polarização vertical. A polarização cruzada é ortogonal a esta. Em casos ideais a polarização na antena receptora deveria estar casada com a transmissora, que é a co-polarização quando a antena receptora possui a mesma polarização da onda transmitida pela antena transmissora. Neste caso, a eficiência é completa, e nenhuma potência é perdida em termos de polarização, visto que outros fatores como casamento de impedância e o diagrama de radiação também causarão efeitos.

Se uma operação com polarização dual é utilizada, a antena receptora que está polarizada horizontalmente irá reagir para a polarização cruzada de um canal adjacente que possui polarização vertical. E nestes casos, é melhor decompor os dois estados de polarização em polarizações vertical e horizontal.

Denotaremos  $C_o$  para a co-polarização, e  $C_r$  para a polarização cruzada. Estas duas componentes são tomadas como ortogonais entre si. A decomposição também será utilizada para descrever a onda no espaço.

Suponha que o campo elétrico da onda polarizada é decomposto em co-polarização e polarização cruzada. Em termos de vetores complexos nós podemos escrever:

$$\vec{E}_w = \vec{E}_{co} \hat{e}_{co} + \vec{E}_{cr} \hat{e}_{cr} \quad (4-1)$$

Onde:

$\vec{E}_w$  = vetor campo elétrico da onda, com polarização w.

$\vec{E}_{co}$  = componente da onda para a co-polarização do campo elétrico.

$\vec{E}_{cr}$  = componente da onda para a polarização cruzada do campo elétrico.

$\hat{e}_{co}$  = vetor unitário da co-polarização

$\hat{e}_{cr}$  = vetor unitário da polarização cruzada

Para uma decomposição ortogonal:

$$\hat{e}_{co} \cdot \hat{e}_{co}^* = \hat{e}_{cr} \cdot \hat{e}_{cr}^* = 1$$

$$\hat{e}_{co}^* \cdot \hat{e}_{cr}^* = 0$$

A razão de polarização cruzada (CPR) é então definida como a relação das componentes de densidade de potência das ondas com polarização cruzada, e co-polarizadas:

$$CPR = \frac{S_{cr}}{S_{co}} = \frac{|E_{cr}|^2}{|E_{co}|^2} \quad (4-2)$$

Onde a equação (2-17) foi utilizada, CPR é expressa em dB como:

$$CPR \text{ (dB)} = 10 \log CPR.$$

A eficiência de polarização pode ser analisada através de uma simples relação que se segue:

$$p_{co} = \frac{S_{co}}{S_w} \quad (4-3)$$

$$p_{cr} = \frac{S_{cr}}{S_w} \quad (4-4)$$

Onde,  $S_w$  é a densidade da potência da onda, o que nos leva a:

$$CPR = \frac{P_{cr}}{P_{co}} \quad (4-5)$$

Que é mais conveniente para os cálculos. O caso mais fácil de visualizar é o de uma polarização linear. A Fig.4.2 ilustra uma onda polarizada linearmente, onde o campo elétrico está orientado de um ângulo  $\Delta\tau$  com o estado co-polarizado que é tomado verticalmente polarizado, e o campo com polarização cruzada é horizontalmente polarizado. Assim a razão de polarização cruzada (CPR) depende somente do ângulo  $\Delta\tau$ .

Utilizando:

$$p = \frac{1}{2}[1 + d \cos 2\Delta\tau]$$

Para  $d = 1$  (ondas completamente polarizadas),

$$p = \cos^2 \Delta\tau \quad (4-6)$$

Assim:

$$CPR = \frac{P_{cr}}{P_{co}} = \frac{\cos^2(90^\circ - \Delta\tau)}{\cos^2 \Delta\tau} = \operatorname{tg}^2 \Delta\tau \quad (4-7)$$

Para uma polarização linear, quando o campo elétrico está alinhado com a componente vertical;  $\Delta\tau=0^\circ$  e  $CPR=0$ , indicando que nesta situação não há polarização cruzada. Quando a onda é polarizada horizontalmente,  $\Delta\tau=90^\circ$  e  $CPR = \infty$ ; indicando

que toda a potência da onda está em polarização cruzada, e nenhuma parcela está co-polarizada.

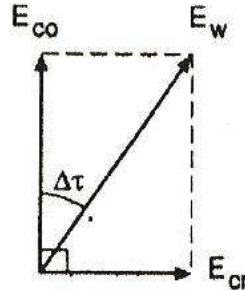


Figura 4.2 - Decomposição da polarização linear de uma onda com campo elétrico  $E_w$  decomposto em componentes lineares e ortogonais  $E_{co}$  e  $E_{cr}$ .

A CPR para uma polarização elíptica de uma onda pode ser expressa em termos das componentes lineares ao longo dos eixos como:

$$CPR = \left[ \frac{E_{menor}}{E_{maior}} \right]^2 = \frac{1}{R_w^2} \quad (4-8)$$

### 4.3 – A Isolação da Polarização Cruzada

Um sistema dual de polarização mostrado na Fig.4.3 consiste de polarização dual na transmissão e recepção de antenas, visto que nesse sistema encontra-se co-polarizado e com polarização cruzada. A isolação da polarização cruzada é definida como a razão do nível de potência desejado e o nível de potência indesejável no mesmo canal, quando a antena está radiando sinais polarizados ortogonalmente da mesma frequência e no mesmo nível de potência [4].

Na ilustração, onde o canal 1 é o canal desejado, o canal 1 na antena receptora, que está casado em polarização com a antena transmissora, tem duas respostas. A resposta desejada expressa como um sinal de voltagem é  $V_{11}$ , e a resposta indesejável é  $V_{12}$  Fig.4.4 e Fig.4.5, respectivamente.

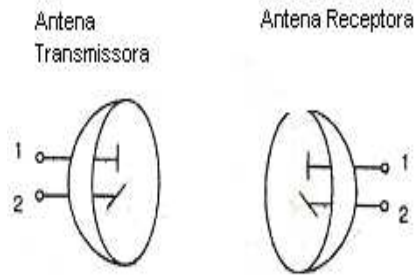


Figura 4.3 – Configurações das antenas transmissoras e receptoras na discriminação de polarização.

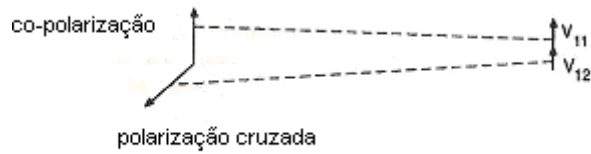


Figura 4.4 – Isolamento da polarização cruzada.

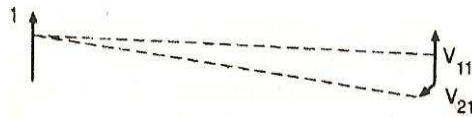


Figura 4.5 – Discriminação da polarização cruzada.

Assim, a isolação da polarização cruzada para o canal 1 e canal 2 é:

$$XPI_1 = \frac{|V_{11}|^2}{|V_{12}|^2} \quad (4-9)$$

E do canal 2 em relação ao canal 1 é:

$$XPI_2 = \frac{|V_{22}|^2}{|V_{21}|^2} \quad (4-10)$$

XPI é expressa em dB usando:

$$XPI \text{ (dB)} = 10 \log (XPI).$$

A voltagem recebida  $V_0$  pode ser encontrada usando o comprimento efetivo de uma antena. Como XPI requer, a partir de sua definição, nós assumiremos que os dois canais conduzem a mesma potência.

Na prática, um sistema com bom isolamento pode ser experimentado se o canal apresentar um nível elevado de potência. Uma definição para sistemas dualmente polarizados é a discriminação da polarização cruzada (XPD), que é a relação entre o nível de sinal na saída da antena receptora, que está co-polarizada com a transmissora, com a saída da antena receptora de mesmo ganho, porém polarizada ortogonalmente com a antena transmissora.

$$XPD_1 = \frac{|V_{11}|^2}{|V_{21}|^2} \quad (4-11)$$

$$XPI = \frac{p(w,aco)}{p(wx,aco)} \quad (4-12)$$

$$XPD = \frac{p(w,aco)}{p(w,acr)} \quad (4-13)$$

A isolação é a representação de uma situação operacional, onde do sistema projetado é necessário saber o nível de interferência recebido devido a efeitos de polarização não ideais.

XPI (isolação da polarização cruzada)  
XPD (discriminação da polarização cruzada)



## 4.4 – A Decomposição Dual

Em alguns casos, é conveniente decompor a onda em componentes ortogonais antes de sua interação com a antena receptora. Esta é uma técnica de decomposição dual que é realizada pelo tratamento separado dos componentes e em seguida a combinação de suas contribuições. Continua-se a denotar  $C_o$  para a co-polarização e  $C_r$  para a polarização cruzada. A polarização da onda,  $w$  é denotado por um vetor complexo  $\hat{e}_w$ , que pode ser escrito em termos das componentes  $C_o$  e  $C_r$  como:

$$\hat{e}_w = v(w, co)\hat{e}_{co} + v(w, cr)\hat{e}_{cr} \quad (4-14)$$

$v =$  (voltagem complexa normalizada).

A antena tem duas componentes que são  $a_{co}$  e  $a_{cr}$ . Entretanto, são ortogonais uma em relação à outra.

$$v(w, a_{co}) = \hat{e}_w \cdot \hat{e}_{aco}^* \quad (4-15)$$

Substituindo na equação (4-14) em (4-15), temos:

$$v(w, a_{aco}) = v(w, co)\hat{e}_{co} \cdot \hat{e}_{aco}^* + v(w, cr)\hat{e}_{cr} \cdot \hat{e}_{aco}^* \quad (4-16)$$

O que nos leva:

$$v(w, aco) = v(w, co)v(co, aco) + v(w, cr)v(cr, aco) \quad (4-17)$$

Estes dois termos nesta expressão representam as projeções das componentes  $C_o$  e  $C_r$  da onda para com a antena co-polarizada.

Similarmente:

$$V(w, aco) = v(w, co)v(co, acr) + v(w, cr)v(cr, acr) \quad (4-18)$$

As eficiências de polarização para a antena seguem diretamente uma função das voltagens complexas normalizadas:

$$p(w, a_{co}) = |v(w, a_{co})|^2 \quad (4-19)$$

$$p(w, a_{cr}) = |v(w, a_{cr})|^2 \quad (4-20)$$

Caso as antenas sejam ortogonais, as somas das eficiências seriam unitárias.

## 4.5- A Análise do XPD

O tipo de polarização de uma onda que chega até a antena receptora é a polarização da antena transmissora, alterada pelos efeitos de despolarização na propagação da mesma. A interação entre a onda no espaço livre e a antena receptora, produz isolamento de polarização cruzada dada por:

$$XPD = \frac{p(w, a_{co})}{p(w, a_{cr})} \quad (4-21)$$

Em que  $w$  é o tipo de polarização da onda no espaço livre que é conduzida até os terminais da antena receptora, e produzida por um canal co-polarizado.

CPR é similar a XPD. Elas podem ser relacionadas se nós considerarmos que  $a_{co}$  e  $a_{cr}$  são ortogonais, então:

$$CPR = \frac{1}{XPD} \quad (4-22)$$

$$a_{co} \perp a_{cr}$$

## 4.6 – A Degradação da Isolação por Imperfeições de Antenas

Sistemas dualmente polarizados são caracterizados pela isolamento  $I$ , que é a medida de interferência de um canal em relação a outro canal, operando nas mesmas frequências e fases. Imperfeições nas antenas causam degradação na isolamento.

Se um sistema apresenta um receptor balanceado, a isolamento é idêntica ao XPD. O que também está condicionado à simetria do sistema. Para um sistema receptor, com polarização dual linear e ortogonal, a isolamento em termos de CPR é:

$$I = \frac{1 + \frac{1 - CPR_L}{1 + CPR_L} \cos 2\Delta\tau_{co}}{1 - \frac{1 - CPR_L}{1 + CPR_L} \cos 2\Delta\tau_{co}} \quad (4-23)$$

Para uma polarização aproximadamente circular, no sistema receptor, a orientação da onda de chegada que está perdendo isolamento; isto proporciona uma perda de banda passante. Para um sistema receptor balanceado, a isolamento é obtida por meio de:

$$I_{\min} = \frac{(R_{co}^2 + 1)(R_w^2 + 1) + 4 |R_{co} || R_w |}{2(|R_w || R_{co} | - 1)^2} \quad (4-24)$$

Para antenas com polarização circular.

E a razão de polarização cruzada, da onda é aquela que a antena transmite (e a degradação da trajetória está presente aqui), e é dada por:

$$CPR_C = \left( \frac{|R_w| - 1}{|R_w| + 1} \right)^2 \quad (4-25)$$

Onde as equações da discriminação da polarização cruzada e sua relação inversa com a razão de polarização cruzada foram utilizadas.

Sistemas de rádio são atingidos por ruídos e interferências. Sistemas dualmente polarizados têm um elemento adicional, introduzido através de isolações de polarizações imperfeitas. Isto não depende da informação que está na mesma frequência desejada. Ambos, ruídos e interferências são distúrbios randômicos, e serão considerados como ruídos.

Para o cálculo da degradação de polarização cruzada (XPD) está associada com vários subsistemas que deverão ser combinados em blocos. O caminho mais simplista, é considerar a situação onde cada subsistema gera um componente de polarização cruzada. Estes componentes são adicionados às fases. A discriminação de polarização cruzada na antena receptora é denotada por  $XPD_r$ , e gera internamente um campo elétrico com amplitude  $E'_{cr}$  e ortogonal ao campo co-polarizado  $E_{co}$ . O XPD, bem como a despolarização na transmissão e na recepção produz um campo elétrico de amplitude  $E_{cr}^t$ . Os componentes de polarização cruzada, resultado de várias fontes deverão ser adicionados aos fasores do receptor.

Entretanto, a informação de fase não é geralmente disponível. Sem informação de fase, assumiremos que na pior das hipóteses, todo campo com polarização cruzada é adicionado na fase, como ilustrado na Fig.4.6.

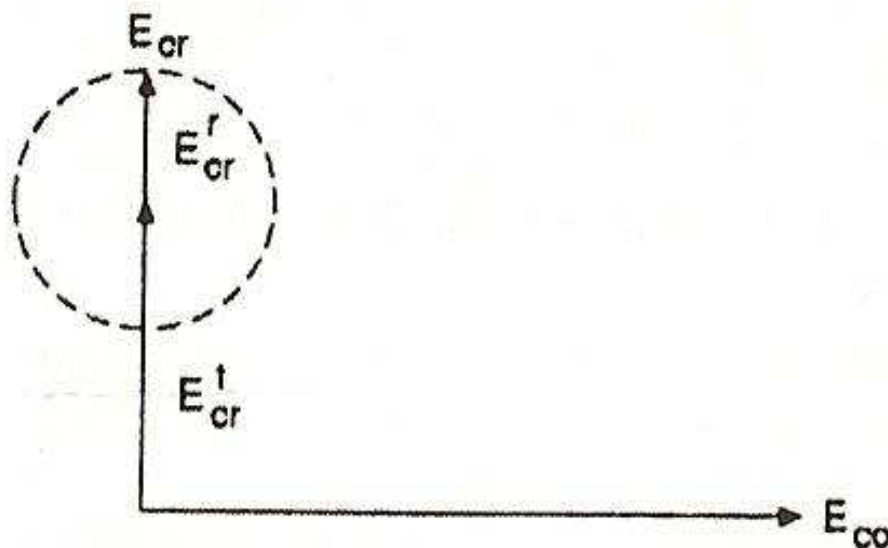


Figura 4.6 - O componente do campo de polarização cruzado ( $E_{cr}^t$ ) gerado de XPD e a despolarização combinado com o campo elétrico ( $E_{cr}^r$ ) gerado na antena receptora produz o campo elétrico total  $E_{cr}$ , mostrado no caso de pior combinação.

# CAPÍTULO 5 - Aplicações da Polarização

## 5.1 - Polarizadores

Existem métodos empregados em processamento de sinais para o controle de polarização. Frequentemente eles são realizados com mais facilidade para ondas de altas frequências. Para o controle de polarização, empregamos o reuso de frequência.

Isto é geralmente realizado com um transdutor **ortomodo**, (OMT). Um OMT é usado para separar HP e VP ou LHCP e RHCP.

Um diplexador separa duas frequências diferentes. Um polarizador é um componente que altera a polarização de uma onda. A torna mais comum para polarizadores – são os defasadores de  $90^\circ$  e defasadores de  $180^\circ$ . Um polarizador de  $90^\circ$  é utilizado para conversão de uma onda LP para uma onda CP ou vice versa. Um polarizador de  $180^\circ$  rotaciona o plano de polarização de uma onda LP.

Considere um polarizador mostrado na figura. A onda incidente está polarizada circularmente CP; onda gerada pelo transmissor da antena. O polarizador converte o modo  $TE_{11}$  do guia de onda circular para o modo  $TE_{10}$  do guia de onda retangular. Para analisar a conversão CP para LP, a onda CP é decomposta em componentes paralelos e perpendiculares ao dielétrico. [4].

Tais componentes estão defasados em  $90^\circ$  elétricos relativos como mostra a Fig. 5.1.

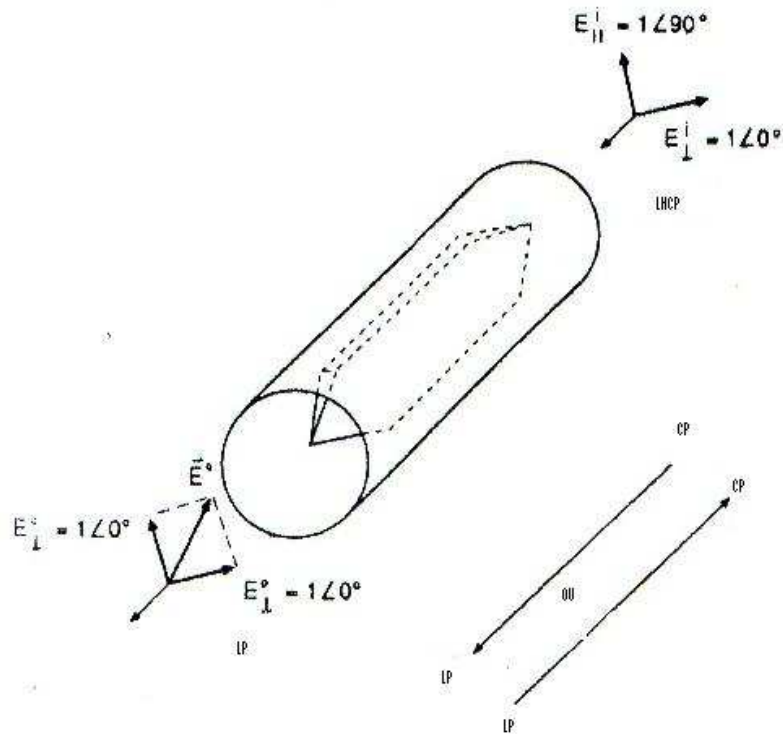


Figura 5.1 - Uso de um polarizador que converte ondas polarizadas circularmente na entrada em ondas linearmente polarizadas de 45° com o plano do dielétrico.

É pertinente salientar que a placa do dielétrico irá introduzir perdas, bem como ruído no sistema. A onda incidente LHCP tem uma componente paralela defasada de 90° em relação à componente perpendicular. O atraso de 90° na fase da placa dielétrica produz duas componentes em fase na saída. O campo elétrico total da onda na saída é,  $E^0$  e está polarizado linearmente a 45° do dielétrico. O mesmo pode ser usado para linearizar ondas polarizadas elípticamente.

De fato, a EP (polarização elíptica) possui componente linear ao longo dos eixos maior e menor que estão defasados em 90° na fase. Desta forma a placa dielétrica situada ao longo do eixo maior na entrada da placa, irá produzir uma onda LP (polarização linear) na saída, devido ao fato de os componentes paralelos e perpendiculares a placa do dielétrico estarem em fase.

O polarizador de 180° rotaciona em 180° a orientação do ângulo de um campo polarizado linearmente como mostra a Fig.5.2. O campo incidente em  $E_i$ , formando um ângulo  $\alpha$  com a normal ao dielétrico. A ação do polarizador irá gerar duas componentes elétricas, uma paralela e outra perpendicular, como mostrado. A componente paralela está defasada de 180°, então  $E_{ii}^0 = -E_{ii}^{i0}$ . A componente perpendicular não muda de

fase, logo  $E_1^0 = E_1^{10}$ . Assim  $E_0$  está rotacionado em  $2\alpha$  em relação à  $E_i$  da entrada do polarizador.

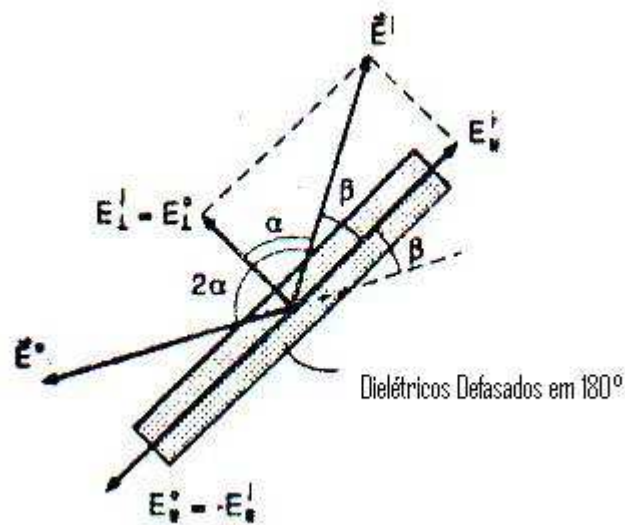


Figura 5.2 - Polarizador  $180^\circ$  - rotaciona o plano de polarização de uma onda linearmente polarizada de  $2\alpha$ , onde  $\alpha$  é o ângulo de  $E_i$  com o plano normal.

Em sistemas reais, geralmente não se tem uma polarização pura, em geral, o transmissor e o receptor possuem polarizações diferentes. O que traz como consequência a dificuldade no casamento de polarização. No entanto, existem técnicas que produzem características de polarização indesejadas.

Chama-se compensação de polarização o efeito de minimizar a despolarização que tem duas origens, a estática, que geralmente ocorre por imperfeição da antena, e não varia com o tempo. E a dinâmica que é o efeito direto da mudança na propagação da onda e varia com o tempo. As técnicas de compensação da despolarização em sistemas estáticos e dinâmicos são similares. Essas compensações podem ser feitas por sensores remotos pela medida das amplitudes e fases e subtraindo a degradação da polarização cruzada. Dois efeitos são consideráveis na despolarização, a mudança na diferença de fase (DPS) e a atenuação (DA). O que evidencia perda de ortogonalidade; e a atenuação no eixo x é mais evidente que no eixo y, como mostra a Fig.5.3.

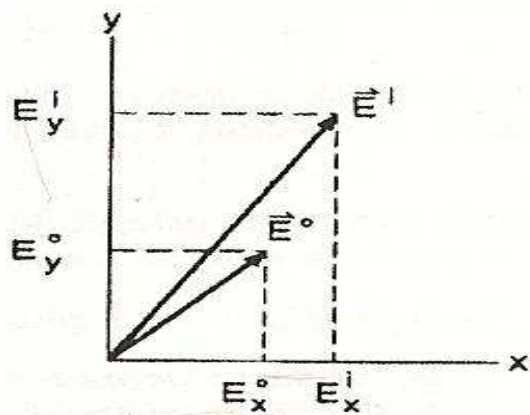


Figura 5.3-efeito da despolarização causando atenuação.

## 5.2 - O Acesso Terrestre Sem Fio (MMDS)

O MMDS **Multipoint Multichannel Distribution System**, ou serviço de distribuição de multicanal, também chamado wireless cable, pode ser descrito como uma das modalidades de serviço especial de TV por assinatura, que utiliza a faixa de microondas (2500 a 2680 MHz) para transmitir sinais aos clientes que se encontram dentro da área de prestação de serviços, o sistema é formado por um equipamento head end (equipamento de recepção de sinal de satélite, transmissor de rádio, antena transmissora e outros equipamentos de transmissão) e um equipamento receptor para cada assinante, antena, conversor de frequência e dispositivo de ajuste alto), onde a arquitetura típica é ilustrada na Fig.5.4.

Uma das vantagens proporcionadas é que os sinais do MMDS cobrem uma área com raio de até 50 km, levando a programação local, pois o head end está situado no local da prestação de serviço. Sua capacidade é de até 31 canais analógicos ou cerca de 180 canais digitais. O número de canais digitais transmitidos pode aumentar com novas tecnologias que vem surgindo.

Outra vantagem é a portabilidade proporcionada pelo sinal de microondas, que permite a recepção do sinal em qualquer ponto da área de cobertura, em geral toda a cidade, o assinante podendo mudar de endereço sem ter problemas em transferir o serviço.

Como desvantagem tem-se o fato de a capacidade dos canais do MMDS ser menor que a do cabo, pois o sistema dispõe de uma faixa limitada do espectro de radiofrequências.



Porém essa capacidade pode ser aumentada com a digitalização dos sinais. Por outro lado as instalações de um novo sistema MMDS em uma cidade têm custo menor que o sistema de cabo, pois não há o custo relativo a cabos e antenas e receptores são colocados nas residências apenas na medida em que surgem novos assinantes. [13].

A emissão na polarização ortogonal à desejada (polarização cruzada) deve estar, pelo menos, a 20 dB abaixo da emissão na polarização principal [15]. As antenas transmissoras podem estar localizadas sobre torres, edifícios ou morros. Elas devem ser escolhidas e posicionadas de forma a maximizar a cobertura em linha de visada da área de mercado desejada. Um incremento na altura da antena pode aumentar a faixa da linha de visada, mas pode acarretar maiores perdas em guias de ondas e cabos coaxiais que conduzem os sinais do transmissor à antena.

Uma aplicação prática interessante de um sistema MMDS é o caso de se necessitar de uma repetição do sinal devido a um desnível geográfico como um morro, por exemplo, a polarização da estação repetidora deve ser ortogonal á original para evitar interferências do tipo (fantasma).

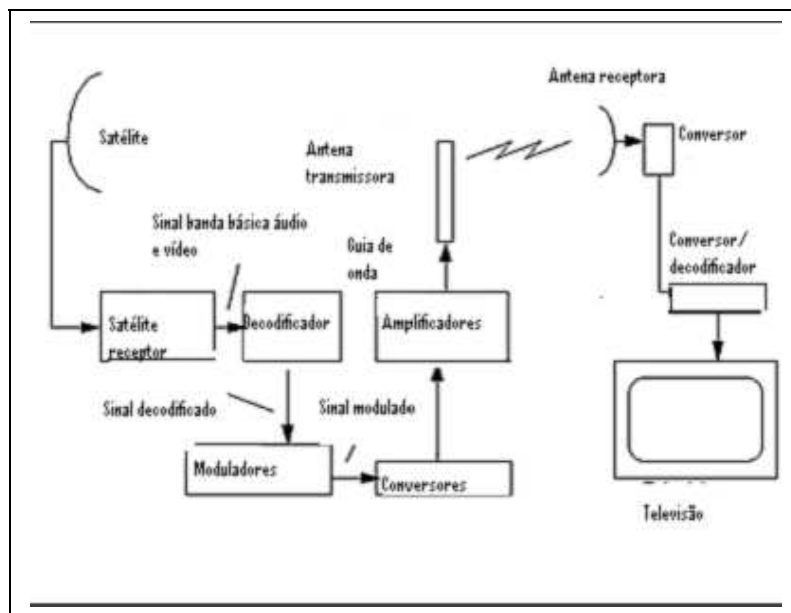


Figura 5.4- arquitetura típica de uma rede MMDS.

### 5.3 – Sistemas LMDS

O LMDS **Local Multipoint distribution System** foi desenvolvido em 1986 e é um sistema de comunicação de ponto a multiponto que utiliza ondas eletromagnéticas em frequências em torno de 28 ou 40 GHz.

Essa configuração ponto multiponto forma células com o objetivo de se otimizar a cobertura de uma determinada localidade. Dada a banda larga disponível, o LMDS pode dar suporte a uma grande variedade de serviços simultâneos: televisão multicanal difusão, ppv vídeo, telefonia, dados serviços interativos e multimídia.

Cada célula LMDS é composta por uma ERB (estação rádio base) e por diversas ER (estações remotas). Existem dois tipos de ERBS: omnidirecionais e setorizadas. No primeiro caso utiliza-se uma única antena para prover uma cobertura de 360°. No segundo caso, cada setor possui uma antena específica. As células setorizadas são vantajosas, pois podem oferecer a banda total de cada rádio para determinado setor, o que gera aumento na banda total da célula. Outra vantagem é que a potência dos transmissores das células setorizadas é menor, já que as antenas possuem alto ganho.

Para que não haja interferência entre células ou setores adjacentes, usa-se o recurso da inversão de polarização, conforme indicado na Fig.5.5. [12].

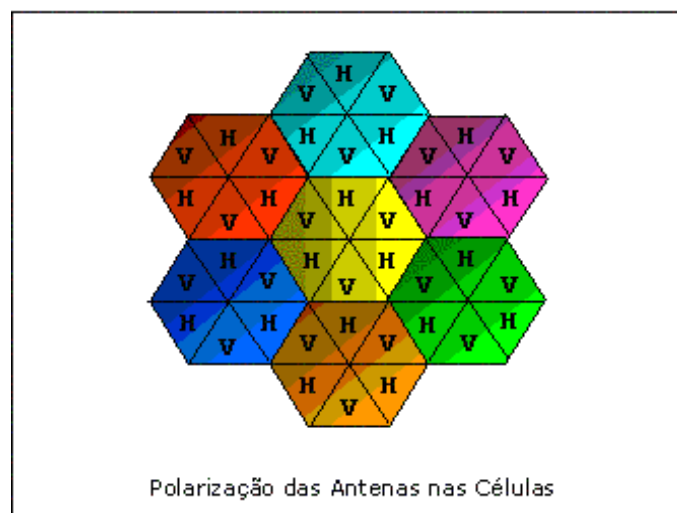


Figura 5.5 polarização das antenas em uma célula LMDS.  
(H - Polarização Horizontal e V - Polarização Vertical)

## 5.4 - A Diversidade da Polarização

A técnica de diversidade de polarização [16] é pouco utilizada em enlaces de microondas por linha de visada. O desvanecimento por multipercurso é insensível ao plano de polarização da onda, executando-se o caso de reflexões no solo a ângulos de incidência raros na prática. Para se operar com diversidade de polarização, seria necessária a transmissão simultânea do sinal em duas polarizações e, ao recebê-lo, selecionar a polarização que fornece maior potência ao sistema receptor na frequência desejada. Normalmente, sistemas de radiofrequência são regulamentados por órgãos governamentais. Estes órgãos impõem um tipo de polarização a ser praticado, discriminando qual o valor em decibéis da rejeição a polarização cruzada que o sistema deve possuir.

## 5.5 – A Rotação de Faraday

A ionosfera se estende acerca de 50 km a 2000 km acima da superfície terrestre. O nome (rotação de Faraday) provém do fato que a radiação eletromagnética proveniente do sol ioniza as partículas nessa camada. A presença de elétrons livres juntamente com o campo magnético terrestre na ionosfera cria condições de propagação, e um fenômeno denominado rotação de Faraday. A rotação de Faraday também ocorre em frequências ópticas e pode também ser usados para dedução em análises químicas através do desvio da polarização da luz para a direita (dextrógero) ou para a esquerda (levógero) [8].

Se a onda linearmente polarizada se propaga através da ionosfera tal como em um satélite orbitando ou geostacionário da terra, a orientação do ângulo do campo elétrico linearmente polarizado irá sofrer uma rotação de um ângulo dado por: [4].

$$\Delta\tau \cong C f^{-2} B \cos\theta_B \tilde{N}_e \quad [\text{rad}] \quad (5-1)$$

Onde:

C= constante  $\cong 2,36 \cdot 10^4$ .

B= campo magnético terrestre  $\cong 10^{-4}$  T=1G.

$\theta_b$  = ângulo entre o campo magnético terrestre e a direção de propagação.

$\tilde{N}_e$  = integral da densidade de elétrons ao longo do caminho de propagação.

[elétrons/m<sup>2</sup>].

O valor do ângulo da rotação de Faraday cai com o inverso do quadrado da frequência. Nota-se que a rotação de Faraday é significativa para UHF (altas frequências). Por exemplo, para um ângulo de elevação de 30° em um satélite localizado nos Estados Unidos, pode sofrer rotações de 1188°, 108° e 12° de rotação em frequências de 300, 1000 e 3000 MHz, respectivamente [17].

A magnitude desta rotação irá acarretar perdas significativas no fator casamento de polarização em um satélite linearmente polarizado bem como no XPD. Por isso a maioria dos satélites de comunicação usa ondas polarizadas circularmente para a direita (RHCP) para evitar esse problema.

A mudança de polarização das ondas eletromagnéticas é denominada despolarização, e são acentuadas por múltiplos caminhos de propagação. Na despolarização a onda terá a sua polarização alterada tal que a potência é transferida do estado de polarização desejado em uma outra polarização perpendicular àquela transmitida ou desejada, resultando em uma transferência entre os canais de polarização ortogonais. A chuva e a neve causam grandes despolarizações quando a frequência aumenta, dificultando o uso de frequência, principalmente em frequências superiores a 12 GHz.

A despolarização devido a múltiplos caminhos é causada principalmente em comunicações com baixo ângulo de elevação [18].

## CAPÍTULO 6 – Conclusões

O trabalho aqui desenvolvido que tece como foco um estudo teórico sobre a polarização de ondas eletromagnéticas onde foi feito previamente um estudo das equações de Maxwell, das ondas planas e das antenas, temas sobre os quais a polarização se aplica, assim essa abordagem teórica sobre os conhecimentos básicos da teoria eletromagnética e a partir daí damos enfoque a polarização de ondas eletromagnéticas.

A polarização de uma onda radiada para o espaço livre por uma antena é a descrição física do vetor campo elétrico que a mesma apresenta durante a propagação, logo ao longo do trabalho foram apresentados os diferentes tipos de polarização bem como sua interação com os diferentes tipos de sistemas de comunicação vindo a afetar a transmissão de um sinal radiante. Assim um estudo do casamento de polarização foi introduzido e alguns métodos de medida também foram apresentados.

Como os estados de polarização ortogonais podem atuar na transmissão simultânea de canais adjacentes se relacionando com a isolação da polarização.

Muito embora o trabalho não apresente nenhuma simulação prática acerca da polarização, ele contém análises sobre a polarização de ondas eletromagnéticas e sobre os modelos utilizados nessa análise. Como exemplos são analisados os parâmetros de Stokes e a Esfera de Poincaré, visto que em geral estes assuntos são abordados apenas superficialmente na maioria dos livros de eletromagnetismo.

Como sugestões para trabalhos futuros podem-se citar o estudo e aplicações da polarização nos enlaces de microondas terrestres e enlaces via satélite, e o projeto e construção de antenas com características especiais (adaptativas) de polarização, visando à melhor comunicação entre os sistemas.

## Referências Bibliográficas

- [1] Matthew N. O. Shadiku, Elementos de eletromagnetismo, 3 edição. bookman. Porto Alegre, 2004
- [2] IEEE Definition of Polarization in Eletromagnetic Systems, (IEEE Standard 149-1979).
- [3] L. G. Rios, Engenharia de antenas, revisão e atualização, E.B Perr, SP.
- [4] Warren L. Stutzman, polarization in eletromagnetic systems, Artech House, Boston, 1992.
- [5] Warren L. Stutzman and Gary A.Thiele, antenna theory and design, 2ª edição, 1998
- [6] (IEEE Standard.145-983)
- [7] Mott, H, polarization in Antennas and Radar, John Wiley and Sons, New York, 1986.
- [8] Beckmann, Peter, the Depolarization of Eletromagnetic Waves, Golem Press, Boulder, CO, 1968.
- [9] Mott, H, Antennas for Radar and Comunications: a polarimetric approach, New York, 1992.
- [10] (IEEE Standard 211-1990)
- [11] <http://www.iec.org.online/tutoriais/epon/>
- [12] Clara e Luiza(Brasil). Artigos Acadêmicos< [www.ene.unb.br](http://www.ene.unb.br)>, [Consulta: 15 de Maio 2008].
- [13] Kraus, John D. , Electromagnetics, McGraw-Hill, New York, first edition, 1953; third edition, 1988.
- [14] Polarização da Luz (Brasil)<<http://www.Maxwell.lambda.ele.puc-rio.br>> [Consulta: 15 de fevereiro 2008].
- [15] "Norma Técnica de MMDS"; diário oficial da união; n° 74, abril, 1977.
- [16] Anderson, Harry R; A Ray-Tracing Propagation Model for Digital Broadcast Systems in Urban Áreas; IEEE Transactions on Broadcasting; vol 39, n° 3, Setembro, 1993.
- [17] Allnutt, J. E Satellite to Ground Radiowave Propagation, Peter Peregrinus; Londres; 1989, pp.66-69.

[18] Ufu (Universidade Federal de Uberlândia) <[www.eletrica.ufu.br](http://www.eletrica.ufu.br)>[Consulta: 21 de julho de 2008].