

Projeto de Graduação



26 de junho de 2023

Estudo de Métodos de Caracterização de Antenas em Ambientes não Anecoico e Anecoico

Lucas Lima Vaz Jannuzzi
Pedro Lima Vaz Jannuzzi





Estudo de Métodos de Caracterização de Antenas em Ambientes não Anecoico e Anecoico

**Alunos: Lucas Lima Vaz Jannuzzi
Pedro Lima Vaz Jannuzzi**

Orientador: Guilherme Simon da Rosa

Trabalho apresentado com requisito parcial à conclusão do curso de Engenharia Elétrica na Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Brasil.

Resumo

Este documento introduz, a partir de revisão literária, o conceito de antenas e seus principais parâmetros. Após isto, três tipos de antenas (corneta piramidal, helicoidal, refletor parabólico) são estudadas a fim de utilizá-las no experimento de medição do diagrama de radiação tanto em ambiente ecoico quanto em anecoico (câmara anecoica). Em seguida, uma antena duplo-refletora simétrica é analisada apenas na câmara anecoica. Por último, é apresentada conclusões e comparações entre os resultados obtidos no ambiente com eco e sem eco.

Palavras-chave: Diagrama de Radiação, Câmara Anecoica, Diretividade

Study of Methods for Characterization of Antennas in Non-anechoic and Anechoic Environments

Abstract

This document introduces, based on a literature review, the concept of antennas and their main parameters. After that, three types of antennas (pyramidal horn, helical, parabolic reflector) are studied in order to use them in the measurement experiment of the radiation pattern in both anechoic and echoic environments (anechoic chamber). Next, a symmetrical double-reflector antenna is analyzed only in the anechoic chamber. Finally, conclusions and comparisons are presented between the results obtained in the echoic and anechoic environments.

Keywords: Radiation Pattern, Anechoic Chamber, Directivity

Sumário

1	Introdução à Teoria de Antenas	1
2	Parâmetros Fundamentais de Antenas	2
a	Diagrama de radiação	2
b	Intensidade de radiação	2
c	Diretividade	5
d	Eficiência e Ganho	7
e	Impedância de entrada	8
f	Polarização	9
1	Polarização elíptica	9
2	Polarização circular	9
3	Polarização linear	10
4	Fator de perda de polarização	11
g	Polarização cruzada	11
h	Abertura efetiva e Equação de Friis	11
i	Perda de retorno	13
j	Razão de onda de tensão estacionária	13
3	Tipos de Antenas	14
a	Antena corneta	14
1	Corneta piramidal	14
b	Antena helicoidal	19
c	Antena parabólica	21
4	Medições e Resultados Experimentais em Ambiente Ecoico	23
a	Cenário com antena corneta	23
b	Cenário com antena helicoidal	25
c	Cenário com antena parabólica	27
5	Medições e Resultados Experimentais em Ambiente Anecoico	30
a	Cenário com antena corneta	30
b	Cenário com antena helicoidal	32
c	Cenário com antena parabólica	32
6	Análise de antena duplo-refletora clássica axialmente simétrica	34
a	Introdução	34
b	Medições e resultados	34
1	Antena original	34
2	Antena somente com o refletor principal e o alimentador	37
7	Conclusão	40

Lista de Figuras

1	Antenas (a) dipolo, (b) em anel e (c) helicoidal [1].	1
2	Cornetas (a) do tipo piramidal e (b) do tipo cônica [2].	1
3	Características do diagrama de radiação de uma antena em um esboço (a) tridimensional e (b) linear [2].	3
4	(a) Corte do diagrama de uma AET com a medição do ângulo de 3 dB e (b) medição da RFC e NLS no diagrama de radiação [3] [4].	4
5	Regiões de campo e suas variações no diagrama de amplitude de uma antena. Adaptado de [5].	4
6	Diagrama 3D da intensidade de radiação de uma antena direcional e de uma antena isotrópica irradiando a mesma potência P_{rad} [6].	6
7	Largura de feixe de meia potência para diagramas (a) assimétricos e (b) simétricos [2].	7
8	(a) Terminais de referência de uma antena e (b) suas perdas [2].	7
9	Esquema de uma antena no modo (a) transmissão e (b) recepção, onde P_{rad} representa a potência radiada no espaço e P_L a potência dissipada na antena devido às perdas. Adaptado de [2].	8
10	Onda polarizada elipticamente em um diagrama (a) 3D e (b) 2D onde $E(0,t)$ possui os seguintes parâmetros: $E_{0_x} = 1$, $E_{0_y} = 2$, $\phi_x = 0^\circ$ e $\phi_y = 90^\circ$. Adaptado de [7].	9
11	Onda polarizada circularmente em um diagrama (a) 3D e (b) 2D onde $E(0,t)$ possui os seguintes parâmetros: $E_{0_x} = 1$, $E_{0_y} = 1$, $\phi_x = 0^\circ$ e $\phi_y = 90^\circ$. Adaptado de [7].	10
12	Onda polarizada linearmente em um diagrama (a) 3D e (b) 2D onde $E(0,t)$ possui os seguintes parâmetros: $E_{0_x} = 1$, $E_{0_y} = 1$, $\phi_x = 0^\circ$ e $\phi_y = 0^\circ$. Adaptado de [7].	10
13	Polarizações de ondas (a) horizontal e (b) vertical [8].	11
14	Vetores unitários de polarização da onda incidente e da antena.	11
15	Par de antenas alinhado para a máxima transferência de potência em um enlace de comunicação sem fio. Adaptado de [6].	12
16	Padrão de onda estacionária para uma onda incidente em um meio sem perdas [1].	13
17	Modelos típicos de cornetas eletromagnéticas: (a) Corneta setorial plano E, (b) Corneta setorial plano H e (c) Corneta piramidal. Adaptado de [2].	14
18	(a) Corneta piramidal, (b) Vista do plano E e (c) Vista do plano H. Adaptado de [2].	16
19	Gráficos: (a) G_E em função de B e (b) G_H em função de A . Adaptado de [9].	16
20	Tabelas: (a) G_H em função de A e (b) G_E em função de B . Adaptado de [10].	17
21	Diagramas de amplitude de planos E e H de uma corneta piramidal [2].	18
22	Geometria de uma antena helicoidal [11].	19
23	Relações geométricas envolvendo parâmetros de uma antena helicoidal	19
24	(a) Paraboloide e (b) configuração geométrica de um refletor parabólico com alimentação frontal. Adaptado de [2].	21
25	Diagrama de radiação de um refletor parabólico [8].	22
26	Antenas posicionadas para medição do diagrama de radiação no (a) plano H e no (b) plano E.	23
27	Gráfico do coeficiente de reflexão em dB em função da frequência em GHz.	24
28	Valores típicos de parâmetros usados na caracterização do descasamento de impedâncias [12].	25
29	Diagramas de radiação da AET (antena corneta) no plano H e no plano E, respectivamente.	25
30	Antena helicoidal usada para a medição.	26
31	Diagramas de radiação da AET (antena helicoidal) no plano H e no plano E.	27
32	Antena parabólica utilizada para a medição.	28
33	Montagem do refletor parabólico para medida no (a) plano H e no (b) plano E. Adaptado de [13].	28
34	Diagramas de radiação da AET (refletor parabólico) no plano H e no plano E, respectivamente.	29
35	Câmara anecoica com as antenas transmissora (AET) e receptora.	31
36	Diagramas da AET (corneta na transmissão) no plano H e no plano E, respectivamente, com a corneta receptora no plano $\phi = 0^\circ$	31
37	Diagramas da AET (helicoidal na transmissão) no plano H e no plano E, respectivamente, com a corneta receptora no plano $\phi = 0^\circ$	32
38	Diagrama da AET (parabólica na transmissão) no plano H com a corneta receptora no plano $\phi = 0^\circ$	33
39	Antena transmissora (AET - antena pipoqueira original) e corneta receptora dentro da câmara anecoica.	35
40	Diagrama da AET original no plano H com a corneta receptora no plano $\phi = 0^\circ$ para 11,5 GHz.	35
41	Diagrama da AET original no plano H com a corneta receptora no plano $\phi = 0^\circ$ para 15 GHz.	36
42	Coefficiente de reflexão S_{11} , em dB, da antena original.	36
43	Antena transmissora (AET - antena pipoqueira só com refletor principal e alimentador) e corneta receptora dentro da câmara anecoica.	37
44	Diagrama da AET só com o refletor principal e o alimentador no plano H com a corneta receptora no plano $\phi = 0^\circ$ para 11,5 GHz.	38

- 45 Diagrama da AET só com o refletor principal e o alimentador no plano H com a corneta receptora no plano $\phi = 0^\circ$ para 15 GHz 38
- 46 Coeficiente de reflexão S_{11} , em dB, da antena só com o refletor principal e o alimentador. 39

1 Introdução à Teoria de Antenas

Por definição, uma antena é uma estrutura condutora ou dielétrica que irradia ondas eletromagnéticas no espaço, sendo construída pela primeira vez por Hertz em 1886. Esse dispositivo que conduz corrente alternada pode transmitir ou receber energia eletromagnética, no qual é chamado, respectivamente, de antena transmisora (emite energia eletromagnética) e antena receptora (captura energia eletromagnética) [14] [1].

Uma principal função da antena é melhorar a eficiência de irradiação e o casamento de impedâncias, pretendendo minimizar reflexões [14]. As antenas podem ser classificadas como antenas de fio ou filamentosas e antenas de abertura. O primeiro grupo abrange os tipos básicos de antenas, como por exemplo, as antenas dipolo, em anel e helicoidal, exibidas na Figura 1. O segundo grupo inclui as cornetas piramidal e cônica, mostradas na Figura 2. Há ainda outros tipos de antenas, dentre eles: antenas de microfita, antenas refletoras e antenas-lente [2].

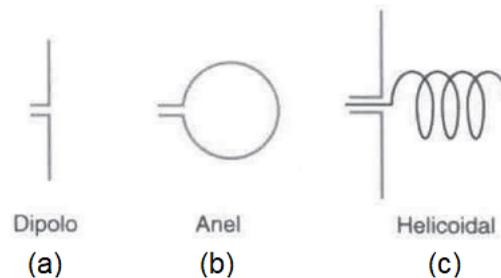


Figura 1: Antenas (a) dipolo, (b) em anel e (c) helicoidal [1].

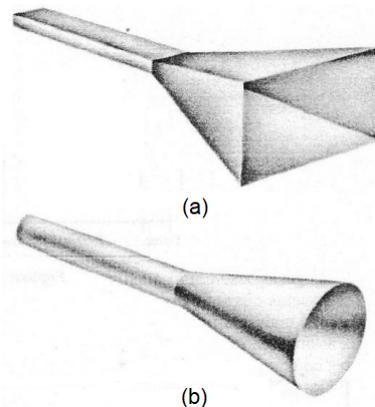


Figura 2: Cornetas (a) do tipo piramidal e (b) do tipo cônica [2].

Neste trabalho serão tratadas algumas técnicas de caracterização eletromagnética de uma antena em teste (AET) através de medições precisas dos campos radiados em duas situações: dentro de uma câmara anecoica (similar à condição de espaço livre) e em espaço não anecoico (com eco de reflexões devido a presença de obstáculos, paredes, etc).

No capítulo 3, busca-se introduzir a parte teórica dos tipos de antenas que serão caracterizadas, citando suas aplicações, características próprias e alguns dos principais parâmetros estudados no capítulo 2. Posteriormente, no capítulo 4, são feitas medições dentro do Laboratório de Antenas, no CETUC (Centro de Estudos em Telecomunicações), PUC-Rio de modo a analisar os diagramas de radiação no plano E e H e a diretividade. O capítulo 5 apresenta essas medições dentro de uma câmara anecoica, no Laboratório de Câmara Anecoica, também no CETUC.

Por fim, no capítulo 6 é analisada, em ambiente anecoico, uma antena com duplo refletor axialmente simétrica, que opera entre 10 e 15 GHz, com o objetivo de verificar suas características, incluindo a melhor frequência que ela pode operar com base na perda de retorno e na taxa de onda estacionária (*VSWR*). Para fins de medição, são propostos dois cenários: a antena completa (original) e a antena apenas com o refletor principal e com o alimentador.

2 Parâmetros Fundamentais de Antenas

Para estudar o desempenho das antenas, é necessário introduzir alguns parâmetros e seus respectivos conceitos.

a Diagrama de radiação

Chamada apenas de diagrama de antena, esta característica pode ser definida como uma representação tridimensional da irradiação na região de campo distante, em que o campo independe da distância r . Este diagrama tridimensional pode ser retratado como um diagrama bidimensional, em decibéis (dB), ou seja, pode ser demonstrado através de dois gráficos independentes, sendo um deles a intensidade do campo elétrico em função de θ para ϕ constante (denominado de diagrama vertical ou diagrama no plano E) e o outro a intensidade do campo elétrico em função de ϕ para $\theta = \pi/2$ (denominado de diagrama horizontal ou diagrama no plano H) [14] [1].

Na Figura 3 é possível observar alguns componentes importantes do diagrama de radiação de uma antena que está representado de forma tridimensional e plana. Um lóbulo de radiação é entendido como um conjunto do diagrama de radiação limitada por regiões de intensidade de radiação relativamente fraca [2]. O lóbulo principal é o maior lóbulo e está na direção de máxima irradiação. O lóbulo secundário representa intensidade em direções não desejadas e o lóbulo lateral é geralmente o maior dos lóbulos secundários. Segundo as normas da ANATEL, um lóbulo lateral é qualquer um dos lóbulos presentes no diagrama, exceto o principal. Por último, o lóbulo traseiro é o lóbulo de radiação em que seu eixo faz 180° com o feixe da antena. Como os lóbulos laterais e traseiros tiram a potência da direção do feixe principal, um bom projeto deve visar a redução desses lóbulos [1] [2].

Ainda vale mencionar que a largura de feixe de meia potência ou largura de feixe de 3 dB, no inglês *Half-Power Beamwidth* (HPBW), é a distância, em graus ou radianos, entre as direções de meia potência (também denominadas de direções de -3 dB) do lóbulo principal e sua medição está demonstrada na Figura 4-a. A largura de feixe entre nulos, no inglês *First Null Beamwidth* (FNBW), é a distância, em graus ou radianos, entre dois pontos de mínima radiação adjacentes ao lóbulo principal [15] [3]. Em adição, o nível de lóbulo secundário (NLS) é estabelecido pela razão entre a amplitude do lóbulo principal e a do maior lóbulo lateral, e a relação frente-costa (RFC) é determinada pela razão entre a amplitude do lóbulo principal e a do lóbulo traseiro [15].

Considerando os tipos de diagramas de radiação, as antenas possuem três classificações. As antenas isotrópicas radiam ondas eletromagnéticas igualmente em todas as direções, têm diagrama de radiação esférico independente de θ e ϕ e servem como referência para o ganho de outras antenas. Já as antenas omnidirecionais não apresentam uma direção preferencial, porém possuem seu máximo de radiação ao longo de um plano ou cone onde os campos independem de ϕ . Por fim, as antenas diretivas ou direcionais radiam e recebem em uma direção preferencial bem definida [15].

Além disso, o espaço ao redor de uma antena pode ser subdividido em três regiões de campo distintas (Figura 5) explicadas a seguir de acordo com [2] [16]:

- Região de campo próximo reativo

Parcela da região de campo próximo imediatamente ao redor da antena, onde predomina o campo reativo. Sua fronteira externa é delimitada à distância $R < 0,62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$ da superfície da antena, em que D é a maior dimensão da antena e λ é o comprimento de onda.

- Região de campo próximo radiante (Região de Fresnel)

Região central, ou seja, região que está entre a região de campo próximo reativo e a região de campo distante. Sua fronteira é determinada por $0,62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \leq R < \frac{2D^2}{\lambda}$.

- Região de campo distante (Região de Fraunhofer)

Região de campo de uma antena em que a distribuição angular dos campos não depende da distância à antena, sendo $R \geq \frac{2D^2}{\lambda}$.

b Intensidade de radiação

Define-se a intensidade de radiação U como a razão entre a potência radiada pela antena e o ângulo sólido de feixe (Ω_A) subtendido em radiano quadrado ou esferorradiano (sr), ou seja, a intensidade U , em $\frac{W}{sr}$, é [17]

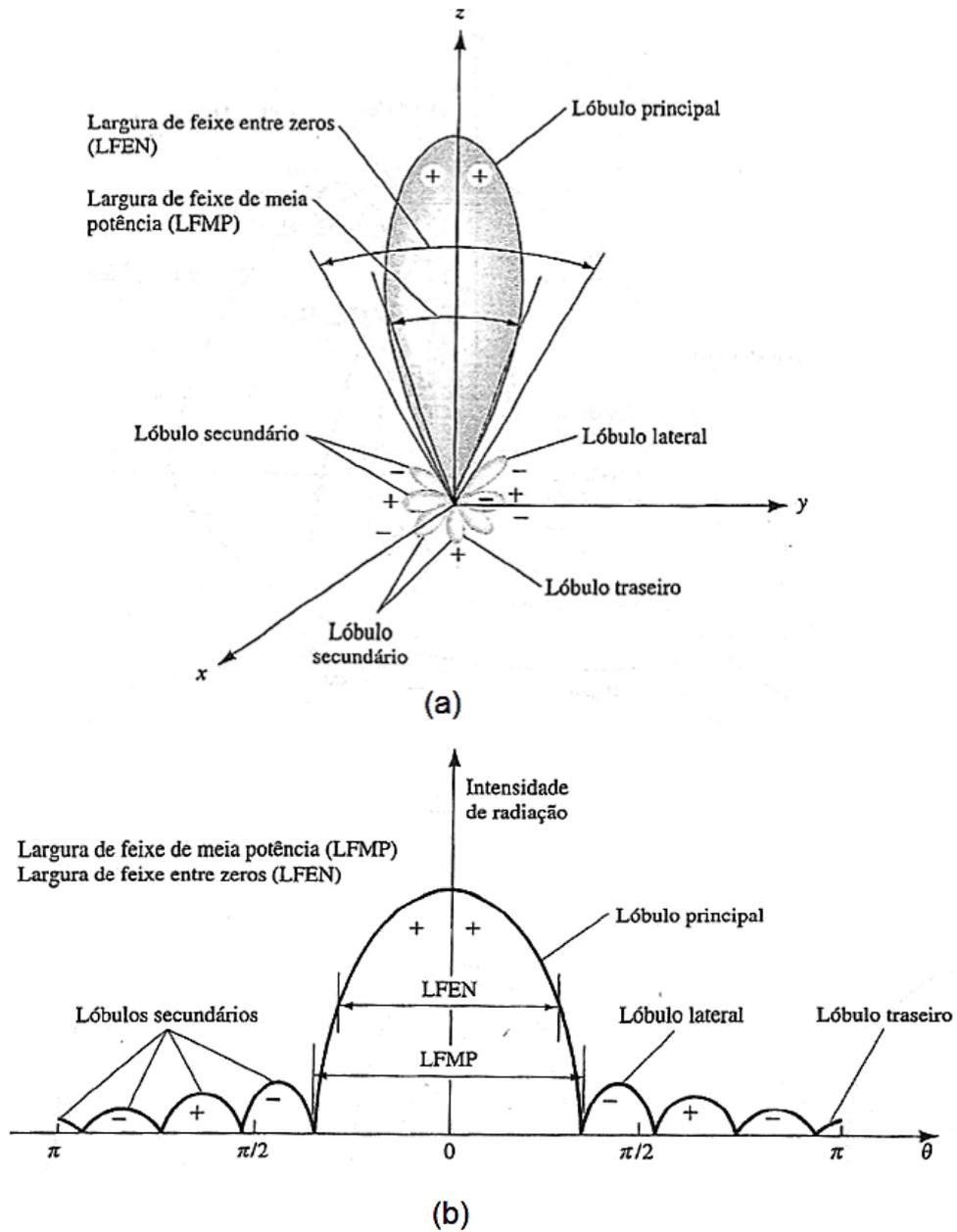


Figura 3: Características do diagrama de radiação de uma antena em um esboço (a) tridimensional e (b) linear [2].

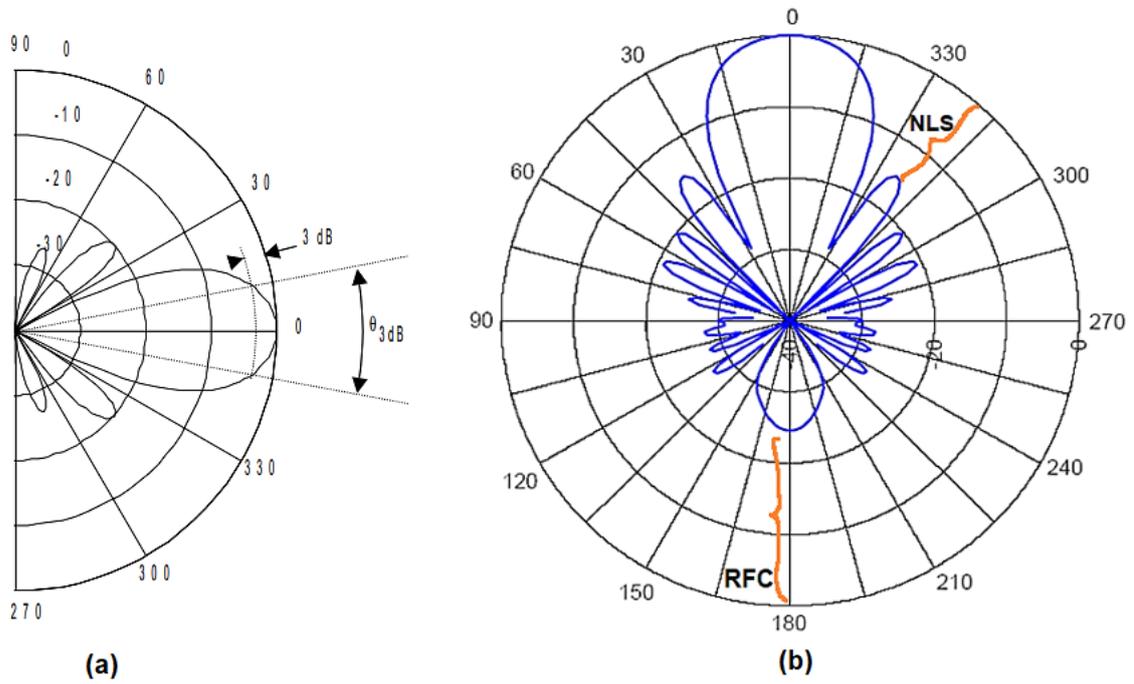


Figura 4: (a) Corte do diagrama de uma AET com a medição do ângulo de 3 dB e (b) medição da RFC e NLS no diagrama de radiação [3] [4].

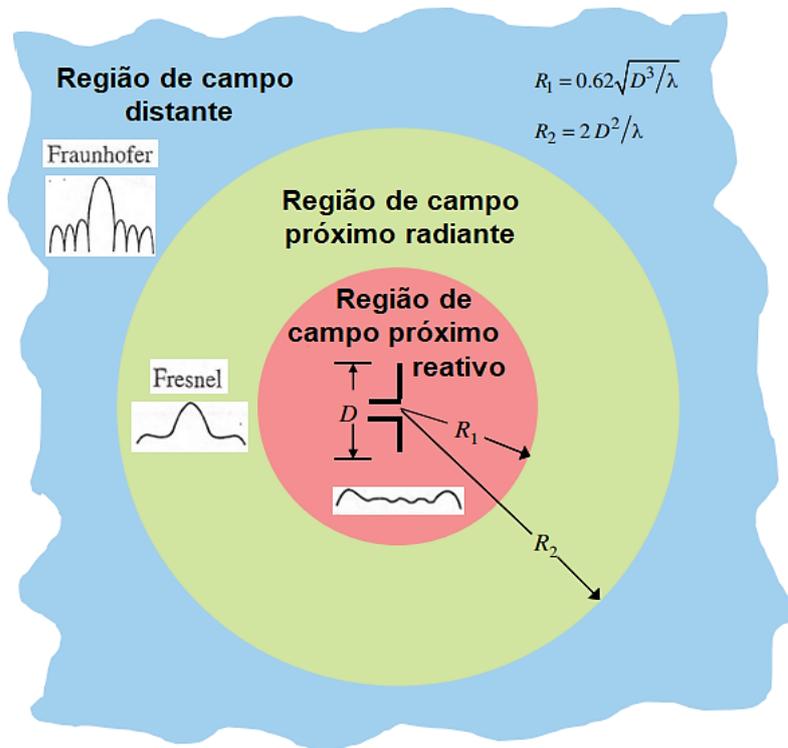


Figura 5: Regiões de campo e suas variações no diagrama de amplitude de uma antena. Adaptado de [5].

$$U = r^2 W_{rad}, \quad (1)$$

onde r é a distância da antena ao ponto onde o ângulo sólido é avaliado e W_{rad} é a densidade de potência ou componente radial do vetor de Poynting médio, aquele que aponta no sentido da direção de propagação da onda ($\frac{W}{m^2}$) [8].

Além disso, sabe-se que a intensidade de radiação possui relação com o campo distante e com isso, pode ser expresso através do campo elétrico distante de uma antena da seguinte maneira:

$$U(\theta, \phi) = \frac{r^2}{2\eta} |E(r, \theta, \phi)|^2 \approx \frac{1}{2\eta} (|E_\theta(\theta, \phi)|^2 + |E_\phi(\theta, \phi)|^2) \quad (2)$$

$$U(\theta, \phi) = B_0 F(\theta, \phi), \quad (3)$$

Em que η é a impedância intrínseca do meio, B_0 é uma constante e E_θ e E_ϕ são as componentes do campo elétrico distante. Logo, nota-se que U independe do raio r [2] [18].

Por fim, a potência total pode ser determinada pela integral da intensidade de radiação por todo ângulo sólido de 4π sr. Assim,

$$P_{rad} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U \sin(\theta) d\theta d\phi. \quad (4)$$

E para encontrar a intensidade de radiação de uma fonte isotrópico basta dividir a potência total radiada pelo ângulo sólido total de 4π sr, isto é [2] [17]:

$$U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad (5)$$

c Diretividade

A diretividade D é um parâmetro da antena de irradiar mais fortemente em algumas direções do que em outras [8]. Em outras palavras, deseja-se irradiar grande parte da potência de alimentação da antena no lóbulo principal ao invés de irradiar nos outros lóbulos [1]. Esta propriedade é obtida a partir da razão da intensidade de radiação produzida pela antena ao radiar uma potência P_{rad} pela intensidade de radiação do radiador isotrópico radiando a mesma potência [15].

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_0} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \quad (6)$$

De acordo com a Equação 6, é possível concluir que a diretividade da antena isotrópica é unitária ($D = 1 = 0dB$) já que $U(\theta, \phi) = U_{mx} = U_0$ [6]. Ademais, o diagrama de radiação fornece os dados sobre a intensidade de radiação normalizada e através dele pode-se calcular a diretividade de duas formas: por meio da integração do diagrama ou pelas aproximações para a diretividade desenvolvidas por Kraus, e Tai-Pereira (aproximações que envolvem a largura de feixe de meia potência) [15]. Por último, vale destacar que a antena é mais diretiva quanto maior for o valor de D [8].

A Figura 6 ilustra o diagrama de radiação de uma antena diretiva e isotrópica irradiando a mesma potência total. Considerando que a direção não seja explicitada, a direção de máxima intensidade de radiação pode ser assumida. Logo:

$$D_{mx} = \frac{U_{mx}}{U_0} = \frac{4\pi U_{mx}}{P_{rad}} \quad (7)$$

A primeira técnica para estimar a diretividade e a diretividade máxima é computada do seguinte modo:

$$D(\theta, \phi) = 4\pi \frac{F(\theta, \phi)}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F(\theta, \phi) \sin(\theta) d\theta d\phi} \quad (8)$$

$$D_{mx} = 4\pi \frac{F(\theta, \phi) |_{mx}}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F(\theta, \phi) \sin(\theta) d\theta d\phi} \quad (9)$$

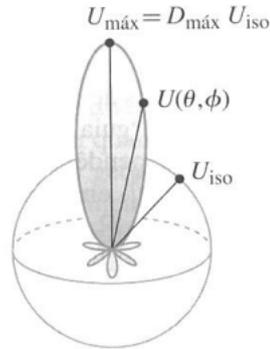


Figura 6: Diagrama 3D da intensidade de radiação de uma antena direcional e de uma antena isotrópica irradiando a mesma potência P_{rad} [6].

O ângulo sólido de feixe Ω_A é o ângulo no qual toda a potência da antena flui quando sua intensidade de radiação é constante e igual ao valor de U_{mx} para todos os ângulos no interior de Ω_A [2].

A segunda técnica envolve dois métodos que aproximam de forma simples a equação da diretividade. O método de Kraus é expresso por

$$D_{mx} = \frac{4\pi}{\Omega_A} \approx \frac{4\pi}{\theta_E \theta_H} \quad (10)$$

onde θ_E é a largura de feixe de meia potência do digrama vertical e θ_H é a largura de feixe de meia potência do digrama horizontal, ambas em radianos.

Diferente do primeiro método, o método de Tai-Pereira é aproximado por

$$D_{mx} \approx \frac{32 \ln(2)}{\theta_E^2 + \theta_H^2} \approx \frac{22,181}{\theta_E^2 + \theta_H^2} \quad (11)$$

Para feixes circularmente simétricos (Figura 7-b), os ângulos de 3 dB são iguais e, portanto, as expressões de Kraus e Tai-Pereira se reduzem, respectivamente, para:

$$D_{mx} \approx \frac{4\pi}{\theta^2} \quad (12)$$

$$D_{mx} \approx \frac{22,181}{2\theta^2} \quad (13)$$

A equação de Kraus é mais precisa para diagramas mais largos enquanto que a de Tai-Pereira é mais apropriada para diagramas mais estreitos [16].

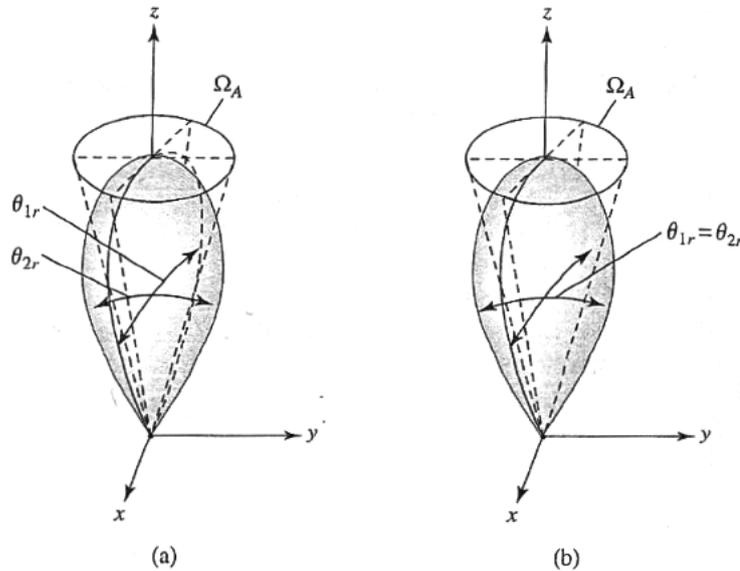


Figura 7: Largura de feixe de meia potência para diagramas (a) assimétricos e (b) simétricos [2].

d Eficiência e Ganho

Existem alguns tipos de eficiência associados ao desempenho de uma antena. A eficiência total ϵ_0 leva em conta as perdas nos terminais de entrada e no interior da antena (Figura 8), que são devidas às reflexões causadas por descasamento de impedância entre a linha de transmissão e a antena ($\epsilon_r = 1 - |\Gamma|^2$) e às perdas nos condutores e dielétricos (I^2R) [2]. Em resumo, a eficiência total é dada por

$$\epsilon_0 = \epsilon_r \epsilon_c \epsilon_d \tag{14}$$

onde ϵ_0 é a eficiência total, ϵ_r é a eficiência de reflexão, ϵ_c é a eficiência condutiva e ϵ_d é a eficiência dielétrica. É inviável fazer uma separação dessas duas últimas perdas, pois na prática elas são unidas em uma perda apenas produzindo uma eficiência combinada denominada eficiência de radiação ($\epsilon_{cd} = \epsilon_c \epsilon_d$) [17]. Por fim, Γ é o coeficiente de reflexão na entrada dos terminais da antena ($\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0}$), em que Z_{in} é a impedância de entrada e Z_0 é a impedância característica da linha de transmissão [2].

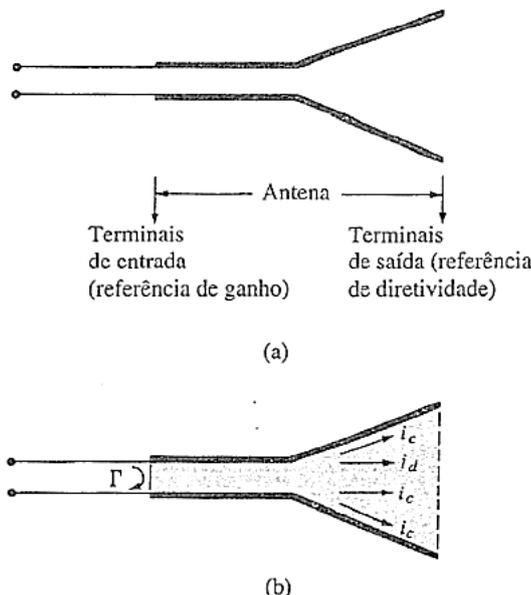


Figura 8: (a) Terminais de referência de uma antena e (b) suas perdas [2].

Portanto, a a Equação 14 (adimensional) pode ser escrita como:

$$\varepsilon_0 = \varepsilon_{cd}(1 - |\Gamma|^2) \quad (15)$$

Um outro parâmetro relevante para o desempenho de uma antena é o ganho. Esta medida é definida como 4π vezes a intensidade de radiação sobre a potência nos terminais do transmissor da antena (P_{in}) e pode ser também expresso levando em consideração tanto a diretividade quanto a eficiência total da antena [15] [16].

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} = \varepsilon_0 D(\theta, \phi) \quad (16)$$

Quando nenhuma direção for declarada, considera-se que o ganho de potência $G(\theta, \phi)$ deve ser determinado na direção de máxima radiação e geralmente tem-se a antena isotrópica como referência, por isto sua unidade é o dB_i , i de isotrópica em acréscimo ao dB, mas com a mesma equivalência [2] [8]. Para antenas sem perdas ($\varepsilon_0 = 100\%$), a antena isotrópica é um exemplo, o ganho é igual a diretividade [6].

$$G_{mx} = \varepsilon_0 D_{mx} \quad (17)$$

e Impedância de entrada

A impedância apresentada pela antena em seus terminais é conhecida como impedância de entrada, expressa em ohms. Esta medida é caracterizada por uma resistência R_A , em ohms, em série com a reatância da antena jX_A , em ohms, ou pela razão entre a tensão e a corrente em um par de terminais [1]. Admitindo que um gerador alimenta a antena, pode-se afirmar que o gerador enxerga a linha de transmissão como uma impedância complexa, ou seja, a impedância de entrada da antena é definida como

$$Z_A = R_A + jX_A, \quad (18)$$

onde a parte resistiva é formada pela resistência de radiação (R_{rad}) e pela resistência dissipativa ou de perda (R_L) [15].

A potência entregue pelo gerador a antena é a seguinte:

$$P_A = \frac{1}{2} |I_g|^2 Z_A = \frac{1}{2} |I_g|^2 R_A + j\frac{1}{2} |I_g|^2 X_A \quad (19)$$

$$P_A = \frac{1}{2} |I_g|^2 Z_A = \frac{1}{2} |I_g|^2 R_{rad} + \frac{1}{2} |I_g|^2 R_L + j\frac{1}{2} |I_g|^2 X_A \quad (20)$$

A máxima transferência de potência para a carga é feita em dois modos. No modo transmissão, $Z_A = Z_g^* \rightarrow R_A = R_g$ e $X_A = -X_g$. No modo recepção, $Z_A = Z_L^* \rightarrow R_A = R_L$ e $X_A = -X_L$ [15]. A Figura 9 mostra um modelo de uma antena transmissora e de uma antena receptora.

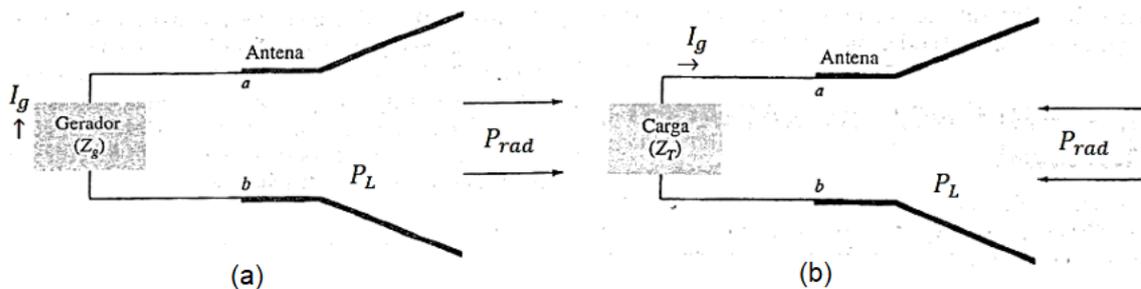


Figura 9: Esquema de uma antena no modo (a) transmissão e (b) recepção, onde P_{rad} representa a potência radiada no espaço e P_L a potência dissipada na antena devido às perdas. Adaptado de [2].

f Polarização

A maneira que uma antena irradia determina a polarização da onda eletromagnética [8]. Como o raio de curvatura da frente de onda se aproxima do infinito na medida que a onda se afasta da fonte, esta pode ser, localmente, aproximada por uma onda plana uniforme. Assim, é possível aplicar o conceito de polarização linear, elíptica e circular [15] [6].

A polarização descreve o comportamento do vetor intensidade de campo elétrico instantâneo $E(r, t)$, onde este campo é observado ao longo da direção $+\hat{z}$ ($E_z = 0$) e expresso, em um meio não dispersivo, por

$$E(z, t) = E_{0x} \cos(\omega t - \beta z + \phi_x) \hat{x} + E_{0y} \cos(\omega t - \beta z + \phi_y) \hat{y}, \quad (21)$$

onde E_{0x} e E_{0y} são as amplitudes de cada componente do vetor campo elétrico e $\phi_y - \phi_x$ é a fase relativa entre as duas componentes [7].

Para terminar, vale comentar que a maior transferência de energia entre as antenas transmissora e receptora acontece quando ambas possuem a mesma polarização [8].

1 Polarização elíptica

O vetor campo elétrico traça uma elipse no gráfico de polarização para valores gerais de E_{0x} , E_{0y} e $\phi_y - \phi_x$ (Figura 10). A *razão axial* é um parâmetro da elipse definida como o resultado da divisão do eixo maior pelo eixo menor [7].

Caso $E_{0x} \neq E_{0y}$ e $\phi_y - \phi_x = -\frac{\pi}{2}$, tem-se a *polarização elíptica à direita*. Já, quando a fase é $+\frac{\pi}{2}$ a polarização é chamada de *elíptica à esquerda*. Para $\phi_y - \phi_x \neq \pm\frac{\pi}{2}$ (mesmo se $E_{0x} \neq E_{0y}$) a polarização é elíptica [19].

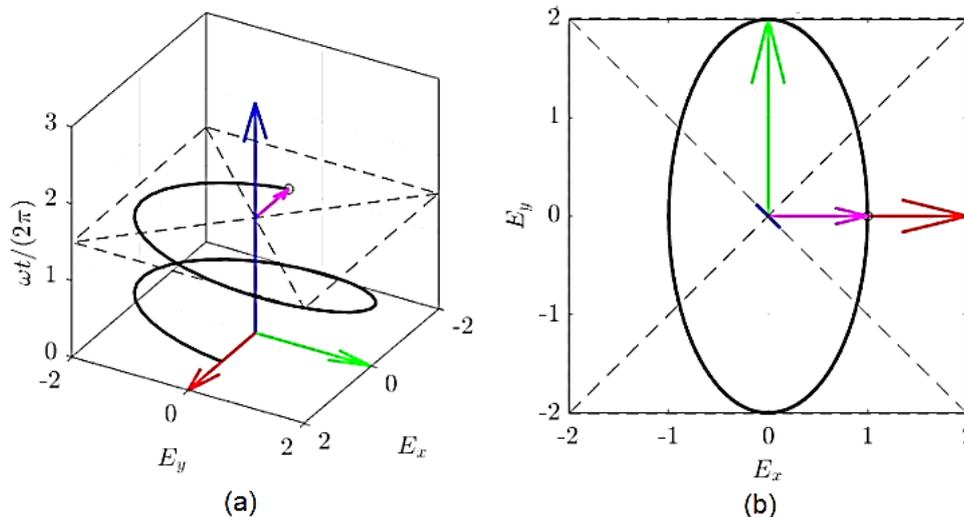


Figura 10: Onda polarizada elípticamente em um diagrama (a) 3D e (b) 2D onde $E(t)$ possui os seguintes parâmetros: $E_{0x} = 1$, $E_{0y} = 2$, $\phi_x = 0^\circ$ e $\phi_y = 90^\circ$. Adaptado de [7].

2 Polarização circular

Um caso particular da polarização elíptica onde a razão axial é equivalente a 1, ocorre quando as amplitudes das componentes \hat{x} e \hat{y} são iguais e a fase é igual a $\pm\frac{\pi}{2}$. No caso em que $\phi_y - \phi_x = -\frac{\pi}{2}$, tem-se a polarização circular à direita (RHCP – *right-hand circularly polarized*) e no caso em que $\phi_y - \phi_x = +\frac{\pi}{2}$ tem-se a polarização circular à esquerda (LHCP – *left-hand circularly polarized*) [6] [7] (Figura 11).

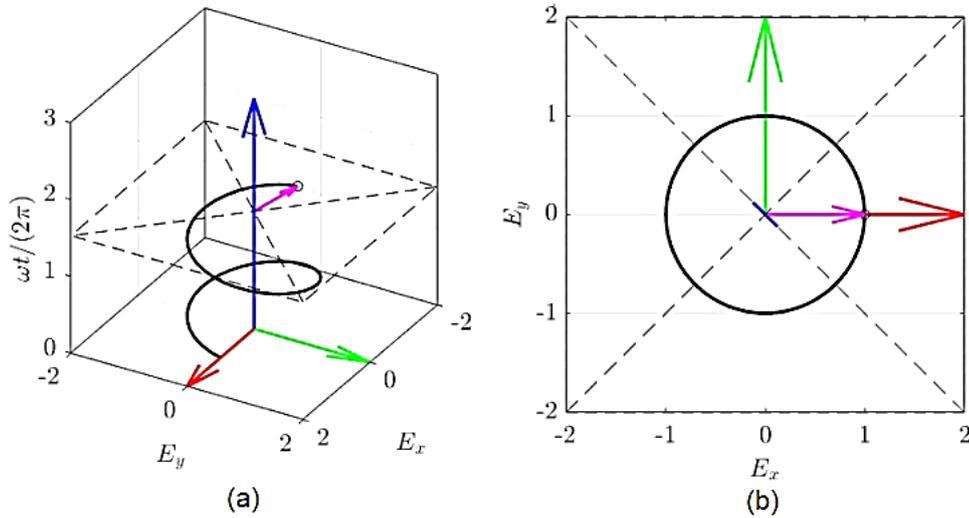


Figura 11: Onda polarizada circularmente em um diagrama (a) 3D e (b) 2D onde $E(0,t)$ possui os seguintes parâmetros: $E_{0_x} = 1$, $E_{0_y} = 1$, $\phi_x = 0^\circ$ e $\phi_y = 90^\circ$. Adaptado de [7].

3 Polarização linear

Um caso particular da polarização elíptica em que a razão axial é infinita. Para qualquer valor de E_{0_x} e E_{0_y} e $\phi_y - \phi_x = 0$ ou $\phi_y - \phi_x = \pm\pi$, o traçado no gráfico de polarização é uma linha [7] (Figura 12). Quando o campo E é paralelo ao solo, a polarização é horizontal e quando E é perpendicular ao solo, a polarização é vertical. Isto é visto na Figura 13.

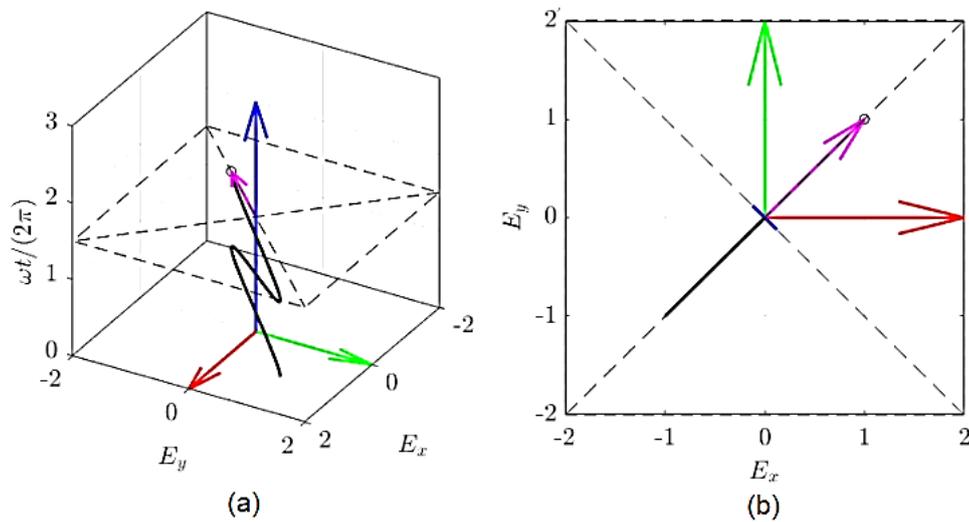


Figura 12: Onda polarizada linearmente em um diagrama (a) 3D e (b) 2D onde $E(0,t)$ possui os seguintes parâmetros: $E_{0_x} = 1$, $E_{0_y} = 1$, $\phi_x = 0^\circ$ e $\phi_y = 0^\circ$. Adaptado de [7].

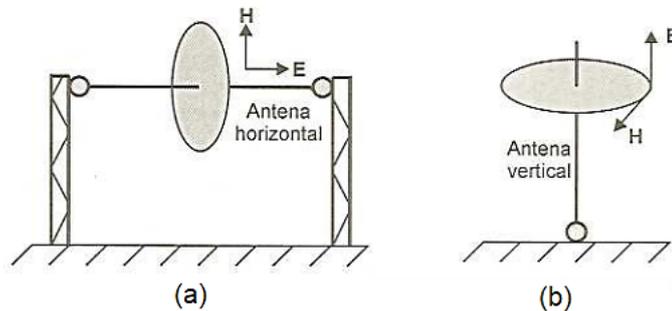


Figura 13: Polarizações de ondas (a) horizontal e (b) vertical [8].

4 Fator de perda de polarização

Normalmente a polarização da antena receptora não está alinhada à polarização da onda incidente (descasamento de polarização) e, assim, vinculada à perda de polarização, surge o conceito de fator de perda de polarização (PLF – *Polarization Loss Factor*) [15]. Neste caso, esta perda pode ser expressa em termos dos vetores de polarização das antenas transmissora e receptora [1]:

$$PLF = |\hat{\rho}_o \cdot \hat{\rho}_a|^2 = |\cos\psi|^2 \quad (22)$$

Onde:

$\hat{\rho}_o \rightarrow$ Vetor unitário de polarização da onda incidente;

$\hat{\rho}_a \rightarrow$ Vetor unitário de polarização da antena;

$\psi \rightarrow$ Ângulo entre os dois vetores unitários conforme a Figura 14.

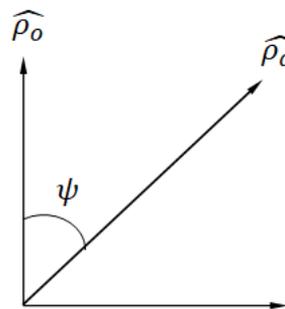


Figura 14: Vetores unitários de polarização da onda incidente e da antena.

g Polarização cruzada

Também denominada de polarização ortogonal, este tipo de polarização ocorre quando antenas não apresentam a mesma polarização. Por exemplo, se duas antenas possuem polarização linear, mas uma vertical e a outra horizontal, diz-se que estas antenas são polarizadas entre si. O termo polarização cruzada também retrata geralmente duas antenas com polarização oposta [20].

Algumas vantagens dessa técnica de polarização cruzada são: reuso da frequência, redução da largura de banda de transmissão pela metade e minimização de interferências. Além disso essa polarização é comumente usada em comunicações por satélite, enlaces terrenos e em visibilidade [8] [20].

h Abertura efetiva e Equação de Friis

A abertura efetiva ou área efetiva é um conceito básico das antenas receptoras e é definida pela razão entre a potência recebida média P_r e a densidade de potência média W_{md} da onda incidente na antena [14].

$$A_e = \frac{P_r}{W_{md}} [m^2] \quad (23)$$

Esta medida representa uma parte da frente de onda incidente de onde a antena retira potência e a entrega à carga, ou seja, a antena é capaz de extrair energia da onda eletromagnética que está passando [14] [6]. Supondo que não haja perdas de condução e dielétricas ($\epsilon_{cd} = 1$), que haja casamento de polarização entre a onda incidente e a antena (fator de perda de polarização unitário) e que a antena seja casada à carga ($\epsilon_r = 1$), pode-se expressar a abertura efetiva máxima de uma antena receptora em termos da diretividade máxima e do comprimento de onda, isto é:

$$A_{e_{mx}} = \frac{\lambda^2}{4\pi} D_{mx} \quad (24)$$

Caso haja perdas de condução e dielétricas, de reflexão e de polarização, basta inserir a eficiência total da antena e o fator de perda de polarização na fórmula, ou seja [2]:

$$A_{e_{mx}} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \epsilon_0 D_{mx} |\hat{\rho}_o \cdot \hat{\rho}_a|^2 \quad (25)$$

Se for de interesse aumentar a diretividade, as dimensões da antena devem ser aumentadas. Além disso, caso existam somente perdas de condução, dielétricas e de reflexão, pode-se incluí-las na estimativa da máxima abertura efetiva de uma antena trocando a diretividade pelo ganho [15].

$$A_{e_{mx}} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{mx} \quad (26)$$

Uma outra análise importante é a Equação de Transmissão de Friis, que leva em conta a relação entre a potência recebida e a potência transmitida entre as antenas transmissora e receptora separadas de uma distância R na condição da região de Fraunhofer ($R \gg \frac{2D^2}{\lambda}$), onde D é a maior dimensão de qualquer uma das duas antenas [2].

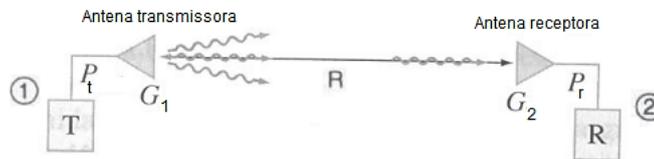


Figura 15: Par de antenas alinhado para a máxima transferência de potência em um enlace de comunicação sem fio. Adaptado de [6].

Admitindo que as duas antenas são casadas às cargas e que as polarizações das antenas estejam alinhadas, a potência recebida pela antena 2 da Figura 15 é:

$$P_r = \frac{P_t \epsilon_1 D_1 A_e}{4\pi R^2} \quad (27)$$

Onde: P_t é a potência transmitida, P_r é a potência recebida, D_1 é a diretividade da antena 1, ϵ_1 é a eficiência total da antena 1, R é a distância entre as antenas e A_e é a abertura efetiva da antena 2. Reescrevendo a equação 27, tem-se:

$$P_r = \frac{P_t \epsilon_1 D_1}{4\pi R^2} \frac{\lambda^2 \epsilon_2 D_2}{4\pi} \quad (28)$$

$$P_r = \frac{P_t \epsilon_1 D_1 \lambda^2 \epsilon_2 D_2}{(4\pi R)^2} = P_t \epsilon_1 D_1 \epsilon_2 D_2 \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \quad (29)$$

Se as antenas forem apontadas nas direções de seus máximos, a equação 29 fica [2] [15]:

$$P_r = P_t \epsilon_1 D_{1mx} \epsilon_2 D_{2mx} \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 = P_t G_{1mx} G_{2mx} \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \quad (30)$$

Onde:

$P_t \rightarrow$ Potência transmitida;

P_r → Potência recebida;
 $G_{1_{mx}}$ → Ganho máximo da antena 1;
 $G_{2_{mx}}$ → Ganho máximo da antena 2;
 R → Distância entre as antenas;
 $\left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2$ → Fator de atenuação do espaço livre.

i Perda de retorno

A perda de retorno (return loss) RL retrata uma relação entre a potência fornecida pelo transmissor e a potência refletida devido a inexistência de casamento entre a antena e o transmissor. Uma antena bem casada (caso ideal), permite que toda a potência fornecida pelo transmissor seja transportada para o meio ($\Gamma = 0$) [21].

Os instrumentos usados para medições do desempenho de uma antena geralmente empregam a perda de retorno. Esse parâmetro relaciona a fórmula de coeficiente de reflexão (em escala linear) com a escala logarítmica em dB, ou seja, basta transformar a eficiência de reflexão ε_r (citado em 2.4) em dB. Com isso, a equação utilizada para definir a perda de retorno é [22]:

$$RL = 10 \log(\varepsilon_r) = 10 \log(1 - |\Gamma|^2) = -20 \log(|\Gamma|) \quad (31)$$

Além disso, a perda de retorno pode ser interpretada como o negativo do valor em dB do coeficiente de reflexão Γ .

j Razão de onda de tensão estacionária

Quando há o descasamento de impedância entre a antena e a linha de transmissão ($\Gamma \neq 0$), existe uma reflexão do sinal que retorna para a linha de transmissão e cria um padrão de onda estacionária, de acordo com a Figura 16 [23].

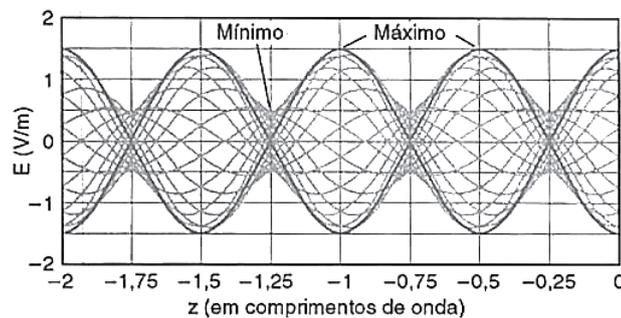


Figura 16: Padrão de onda estacionária para uma onda incidente em um meio sem perdas [1].

A taxa de onda estacionária ou razão de onda de tensão estacionária (Voltage Standing Wave Ratio) $VSWR$ é a razão entre a amplitude máxima de tensão da onda estacionária e a amplitude mínima de tensão desta mesma onda. Diante disso, $VSWR$ pode ser expresso a partir do coeficiente de reflexão, como indica a equação a seguir [24]:

$$VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (32)$$

3 Tipos de Antenas

a Antena corneta

As antenas cornetas são antenas de abertura conhecidas por permitirem uma transição eficiente da propagação guiada para a propagação em espaço livre, possuindo simples construção e alto ganho. Em adição, essas antenas de microondas apresentam eficiência reduzida de polarização cruzada e capacidade de operação em bandas mais largas [25] [26]. Por estas razões, são largamente usadas em muitas aplicações, tais como: obtenção de imagens médicas por microondas; radioastronomia, no qual a corneta serve como elemento alimentador para refletores parabólicos; câmaras anecoicas (ambientes isolados de fontes externas de ruído semelhantes ao vácuo, ou seja, sem eco de reflexões) para medidas de rádio frequência (RF); comunicações via satélite onde a corneta exerce papel de radiador iluminando amplas áreas terrestres [26].

Abrindo a extremidade de um guia de onda, seja ele retangular ou circular, é viável construir uma antena do tipo corneta de modo que se alcance um casamento de impedância do guia de onda com o espaço livre. A construção de um guia de onda retangular pode ser de tal forma que a abertura retangular seja no plano E, no plano H ou nos dois planos simultaneamente, que é o caso da corneta piramidal [27]. A Figura 17 ilustra as diferentes configurações mais comuns que uma corneta pode assumir.

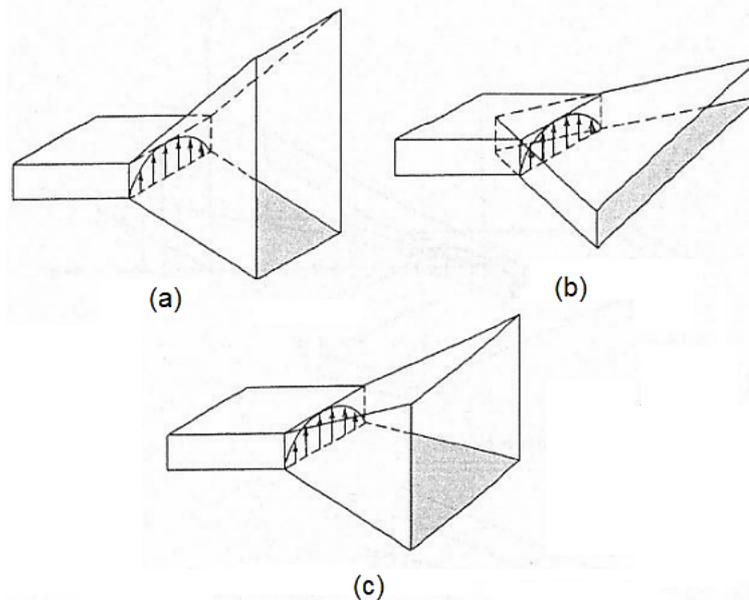


Figura 17: Modelos típicos de cornetas eletromagnéticas: (a) Corneta setorial plano E, (b) Corneta setorial plano H e (c) Corneta piramidal. Adaptado de [2].

As antenas cornetas setoriais (Figura 16-a e 16-b) permitem a irradiação em uma única direção. Sendo assim, caso exista uma abertura gradual na direção do vetor elétrico e paralelismo na direção do campo magnético, será considerada uma corneta plano E. Por outro lado, caso haja uma abertura gradual na direção do campo magnético e paralelismo na direção do campo elétrico, será considerada uma corneta plano H. Já a corneta piramidal é definida pela graduação da abertura nas direções dos campos elétricos e magnéticos, dispondo de uma aparência de pirâmide [28].

As cornetas mencionadas acima são cornetas que operam apenas com um único modo (modo dominante TE_{10}), ou seja, irradiam através de um único modo na abertura, possuindo baixa eficiência de polarização cruzada, larguras de feixe assimétricas, níveis indesejáveis de lóbulos laterais, baixa banda de operação e restrição para a construção de arranjos. Sendo assim, são conhecidas como antenas cornetas monomodo. Em contrapartida, para superar essas desvantagens surgem as antenas cornetas multimodo com o intuito de possibilitar a operação em mais de um modo (modos superiores ao modo dominante), aprimorar a equalização da largura de feixe em todos os planos e reduzir os níveis de lóbulos secundários [2] [25].

1 Corneta piramidal

A antena do tipo corneta piramidal apresenta características de radiação das antenas setoriais plano E e plano H. Primeiramente, vale lembrar da teoria de guia de onda retangular, já que este é usado na construção de uma

corneta. Ele é visto na Figura 17-a com dimensões a e b e as seguintes convenções são: $a > b$, eixo z , interior preenchido com um dielétrico sem perdas ($\sigma = 0, \mu = \mu_0\mu_r, \epsilon = \epsilon_0\epsilon_r$) e paredes metálicas condutoras perfeitas. Uma vez definido isto, escreve-se a frequência de corte em função da velocidade de fase para um meio dielétrico sem perdas, dos inteiros positivos m e n que definem qual modo está em operação e das dimensões do guia retangular [14] [29].

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (33)$$

Considerando o vácuo, ou seja, $\mu_r = \epsilon_r = 1$ e velocidade de fase de uma onda plana uniforme $\frac{1}{\sqrt{\mu_0\epsilon_0}}$ igual a velocidade da luz c , e que a corneta opera no modo fundamental TE_{10} ($m = 1$ e $n = 0$), a frequência de corte é reduzida na seguinte expressão:

$$f_c = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2} = \frac{c}{2a} \quad (34)$$

Outro ponto significativo é a diretividade de uma corneta, na qual indica a capacidade de uma antena em “direcionar” energia radiada numa certa direção [9]. Com base nela, vale destacar que a sua máxima radiação é direcionada ao longo do eixo z ($\theta = 0^\circ$) [2]. A diretividade da antena corneta piramidal pode ser expressa como

$$D_p = \frac{\pi\lambda^2}{32ab} D_E D_H \quad (35)$$

onde a e b são as dimensões do guia, indicadas na Figura 18 e D_E e D_H são as diretividades do plano E e H, respectivamente, dadas por:

$$D_E = \frac{a}{\lambda} \frac{G_E}{\sqrt{\frac{50\lambda}{\rho_e}}} \quad (36)$$

$$D_H = \frac{b}{\lambda} \frac{G_H}{\sqrt{\frac{50\lambda}{\rho_h}}} \quad (37)$$

O procedimento a ser seguido na determinação da diretividade é mostrado a seguir [9].

1. Calcula-se A e B do seguinte modo:

$$A = \frac{a_1}{\lambda} \sqrt{\frac{50\lambda}{\rho_h}} \quad (38)$$

$$B = \frac{b_1}{\lambda} \sqrt{\frac{50\lambda}{\rho_e}} \quad (39)$$

2. Utilizando A e B , descobre-se os valores de G_H e G_E , respectivamente, nas curvas da Figura 19 ou de acordo com as tabelas da Figura 20. Se os valores de A ou B ou de ambos forem menores que 2, calcula-se G_H ou G_E através das expressões

$$G_E = \frac{32}{\pi} B \quad (40)$$

$$G_H = \frac{32}{\pi} A \quad (41)$$

3. Após obter os valores de G_H e G_E , determina-se as diretividades D_E e D_H com base nas Equações 36 e 37 e finalmente, a diretividade da corneta piramidal D_p de acordo com a Equação 35.

A Figura 21 representa de forma bidimensional os diagramas de radiação do plano E e do plano H para uma antena corneta piramidal tendo em conta determinados valores para os parâmetros indicados na Figura 18.

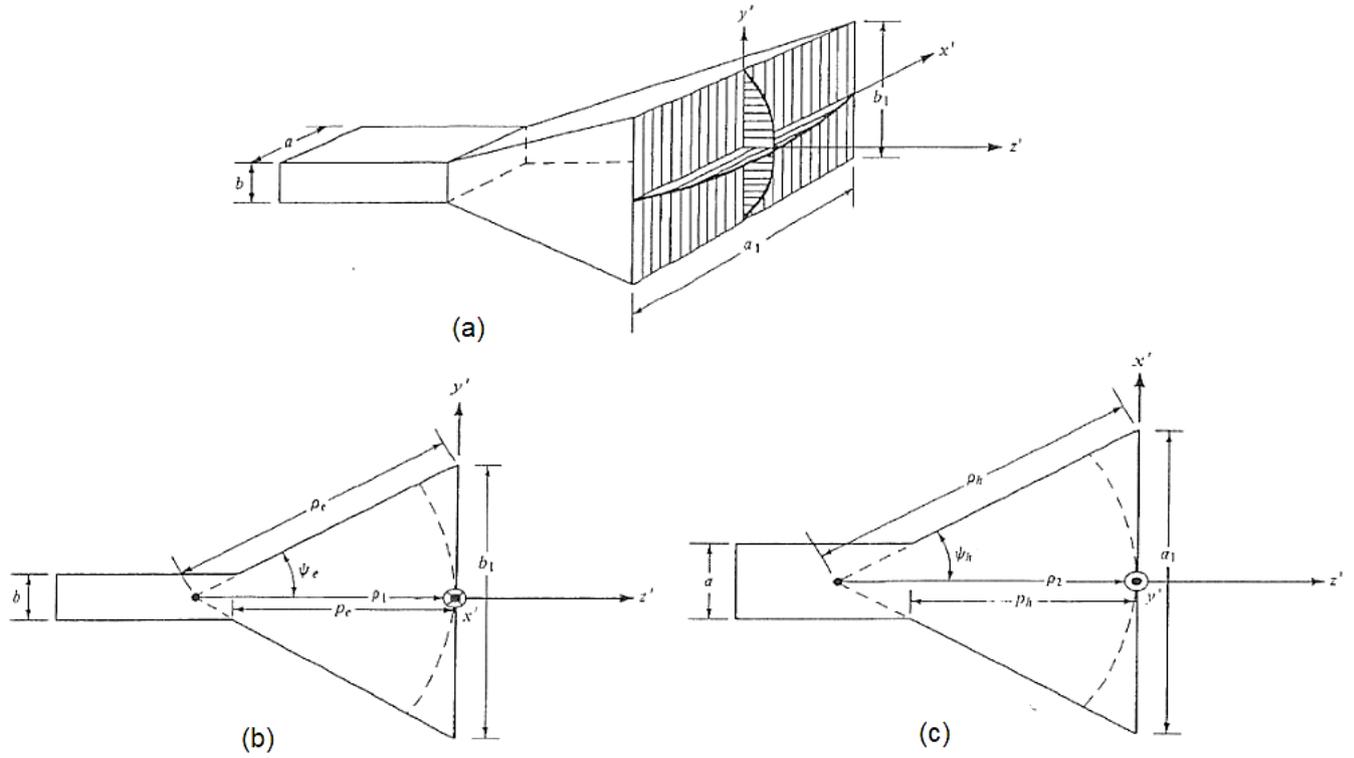


Figura 18: (a) Corneta piramidal, (b) Vista do plano E e (c) Vista do plano H. Adaptado de [2].

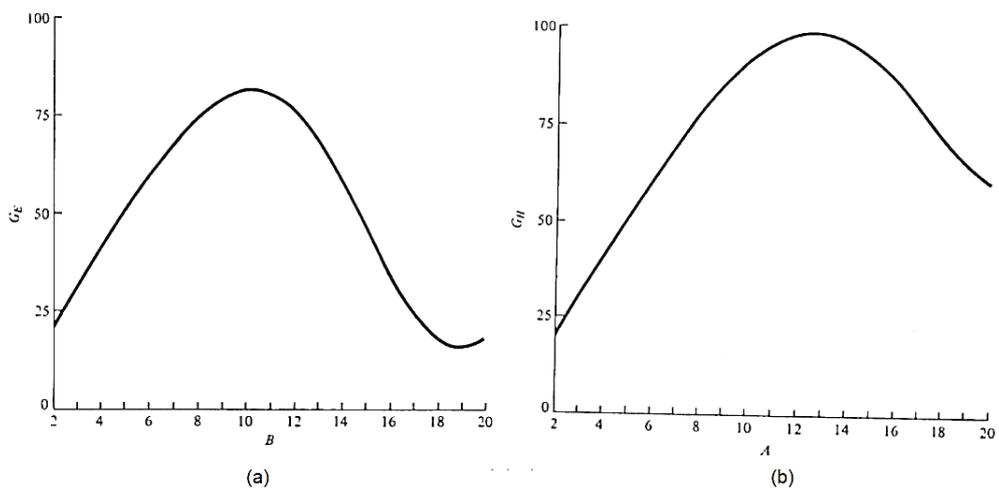


Figura 19: Gráficos: (a) G_E em função de B e (b) G_H em função de A . Adaptado de [9].

A	G_H	A	G_H	A	G_H	A'	G_H	A	G_H	A	G_H	A	G_H
2.0	20.370	4.6	46.635	7.2	71.291	9.8	90.633	12.4	99.019	15.0	92.591	17.6	75.416
2.1	21.387	4.7	47.628	7.3	72.164	9.9	91.195	12.5	99.052	15.1	92.066	17.7	74.701
2.2	22.402	4.8	48.619	7.4	73.031	10.0	91.740	12.6	99.062	15.2	91.528	17.8	73.991
2.3	23.422	4.9	49.609	7.5	73.889	10.1	92.270	12.7	99.051	15.3	90.972	17.9	73.282
2.4	24.439	5.0	50.595	7.6	74.739	10.2	92.781	12.8	99.012	15.4	90.400	18.0	72.581
2.5	25.452	5.1	51.578	7.7	75.580	10.3	93.274	12.9	98.953	15.5	89.822	18.1	71.886
2.6	26.471	5.2	52.559	7.8	76.413	10.4	93.751	13.0	98.871	15.6	89.244	18.2	71.199
2.7	27.488	5.3	53.536	7.9	77.236	10.5	94.208	13.1	98.763	15.7	88.601	18.3	70.516
2.8	28.501	5.4	54.512	8.0	78.049	10.6	94.646	13.2	98.638	15.8	87.976	18.4	69.847
2.9	29.518	5.5	55.475	8.1	78.854	10.7	95.067	13.3	98.486	15.9	87.337	18.5	69.183
3.0	30.532	5.6	56.449	8.2	79.644	10.8	95.470	13.4	98.309	16.0	86.688	18.6	68.534
3.1	31.545	5.7	57.418	8.3	80.427	10.9	95.848	13.5	98.114	16.1	86.026	18.7	67.891
3.2	32.560	5.8	58.377	8.4	81.196	11.0	96.207	13.6	97.894	16.2	85.355	18.8	67.262
3.3	33.573	5.9	59.334	8.5	81.956	11.1	96.547	13.7	97.654	16.3	84.677	18.9	66.643
3.4	34.579	6.0	60.286	8.6	82.703	11.2	96.869	13.8	97.387	16.4	83.990	19.0	66.038
3.5	35.595	6.1	61.232	8.7	83.440	11.3	97.168	13.9	97.101	16.5	83.319	19.1	65.447
3.6	36.605	6.2	62.176	8.8	84.164	11.4	97.446	14.0	96.793	16.6	82.594	19.2	64.871
3.7	37.612	6.3	63.115	8.9	84.875	11.5	97.702	14.1	96.464	16.7	81.888	19.3	64.305
3.8	38.622	6.4	64.046	9.0	85.567	11.6	97.938	14.2	96.113	16.8	81.179	19.4	63.758
3.9	39.629	6.5	64.975	9.1	86.250	11.7	98.149	14.3	95.740	16.9	80.461	19.5	63.222
4.0	40.633	6.6	65.896	9.2	86.923	11.8	98.342	14.4	95.348	17.0	79.742	19.6	62.703
4.1	41.637	6.7	66.810	9.3	87.579	11.9	98.510	14.5	94.936	17.1	79.023	19.7	62.201
4.2	42.645	6.8	67.720	9.4	88.221	12.0	98.658	14.6	94.504	17.2	78.301	19.8	61.714
4.3	43.639	6.9	68.623	9.5	88.844	12.1	98.783	14.7	94.054	17.3	77.578	19.9	61.243
4.4	44.641	7.0	69.518	9.6	89.460	12.2	98.882	14.8	93.586	17.4	76.854	20.0	60.788
4.5	45.639	7.1	70.407	9.7	90.053	12.3	98.965	14.9	93.095	17.5	76.134		

(a)

B	G_E	B	G_E	B	G_E	B	G_E	B	G_E	B	G_E	B	G_E
2.0	20.362	4.6	46.397	7.2	69.123	9.8	81.301	12.4	73.784	15.0	46.499	17.6	19.910
2.1	21.381	4.7	47.362	7.3	69.847	9.9	81.426	12.5	73.041	15.1	45.268	17.7	19.316
2.2	22.395	4.8	48.326	7.4	70.555	10.0	81.518	12.6	72.265	15.2	44.040	17.8	18.767
2.3	23.410	4.9	49.283	7.5	71.248	10.1	81.581	12.7	71.459	15.3	42.813	17.9	18.264
2.4	24.425	5.0	50.233	7.6	71.923	10.2	81.611	12.8	70.621	15.4	41.593	18.0	17.805
2.5	25.440	5.1	51.181	7.7	72.586	10.3	81.609	12.9	69.753	15.5	40.379	18.1	17.395
2.6	26.456	5.2	52.123	7.8	73.219	10.4	81.575	13.0	68.856	15.6	39.174	18.2	17.030
2.7	27.472	5.3	53.057	7.9	73.841	10.5	81.510	13.1	67.931	15.7	37.982	18.3	16.714
2.8	28.481	5.4	53.985	8.0	74.441	10.6	81.408	13.2	66.980	15.8	36.801	18.4	16.445
2.9	29.490	5.5	54.908	8.1	75.025	10.7	81.277	13.3	66.001	15.9	35.636	18.5	16.223
3.0	30.503	5.6	55.821	8.2	75.585	10.8	81.110	13.4	64.997	16.0	34.488	18.6	16.048
3.1	31.511	5.7	56.728	8.3	76.127	10.9	80.909	13.5	63.969	16.1	33.359	18.7	15.921
3.2	32.518	5.8	57.626	8.4	76.645	11.0	80.676	13.6	62.917	16.2	32.250	18.8	15.839
3.3	33.527	5.9	58.517	8.5	77.142	11.1	80.405	13.7	61.844	16.3	31.164	18.9	15.804
3.4	34.530	6.0	59.401	8.6	77.616	11.2	80.104	13.8	60.748	16.4	30.104	19.0	15.814
3.5	35.534	6.1	60.272	8.7	78.065	11.3	79.765	13.9	59.635	16.5	29.069	19.1	15.870
3.6	36.534	6.2	61.134	8.8	78.492	11.4	79.393	14.0	58.501	16.6	28.063	19.2	15.967
3.7	37.531	6.3	61.987	8.9	78.892	11.5	78.987	14.1	57.351	16.7	27.086	19.3	16.108
3.8	38.530	6.4	62.828	9.0	79.269	11.6	78.545	14.2	56.188	16.8	26.142	19.4	16.289
3.9	39.524	6.5	63.659	9.1	79.619	11.7	78.068	14.3	55.008	16.9	25.232	19.5	16.521
4.0	40.515	6.6	64.477	9.2	79.944	11.8	77.559	14.4	53.816	17.0	24.355	19.6	16.769
4.1	41.504	6.7	65.285	9.3	80.240	11.9	77.014	14.5	52.614	17.1	23.515	19.7	17.064
4.2	42.490	6.8	66.080	9.4	80.510	12.0	76.435	14.6	51.402	17.2	22.713	19.8	17.394
4.3	43.472	6.9	66.862	9.5	80.752	12.1	75.822	14.7	50.183	17.3	21.951	18.9	17.755
4.4	44.450	7.0	67.630	9.6	80.964	12.2	75.176	14.8	48.959	17.4	21.228	20.0	18.147
4.5	45.425	7.1	68.385	9.7	81.146	12.3	74.497	14.9	47.731	17.5	20.548		

(b)

Figura 20: Tabelas: (a) G_H em função de A e (b) G_E em função de B. Adaptado de [10].

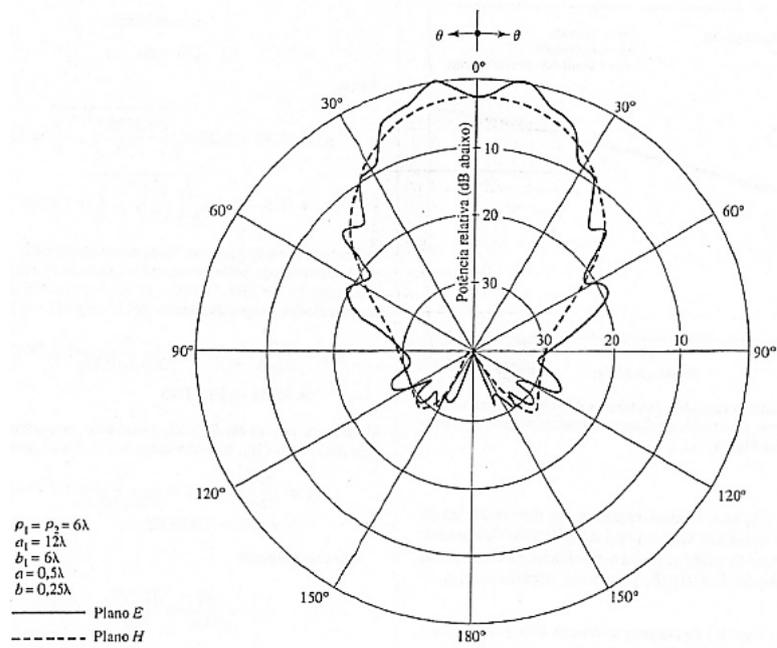


Figura 21: Diagramas de amplitude de planos E e H de uma corneta piramidal [2].

b Antena helicoidal

As antenas helicoidais foram inicialmente criadas pelo físico americano John Daniel Kraus em que são formadas por um condutor enrolado no decorrer de um eixo qualquer, com formato de uma hélice, e um plano refletor perpendicular ao eixo da hélice. O condutor é alimentado pelo condutor central de um cabo coaxial a medida que o condutor externo é conectado ao plano refletor [30]. Essas antenas com comportamento de banda larga podem ser utilizadas em diversas aplicações, tais como: sistemas *wireless*, satélites espaciais, radio comunicadores pessoais e militares, radiotelescópio, etc [31].

Outra característica relevante da antena helicoidal é que ela possui polarização circular, tanto à direita (RHCP) quanto à esquerda (LHCP) [32]. Com isso, uma antena com polarização linear, disposta em qualquer direção perpendicular à direção de propagação, consiga fazer a recepção do sinal. Além disso, esses tipos de antenas são adequadas para captação de ondas com polarização linear [33]. A geometria deste modelo de antena é representada na Figura 22.

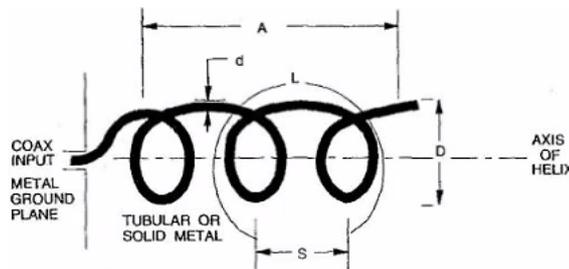


Figura 22: Geometria de uma antena helicoidal [11].

Para esse tipo de antena, alguns parâmetros importantes devem ser definidos. S representa o espaçamento entre espiras, D é o diâmetro da hélice, d é o diâmetro do fio condutor da hélice, N é o número de espiras, A é o comprimento da hélice definido como $N \cdot S$ e L é o comprimento do fio de uma espira. Apesar do ângulo de inclinação α (ângulo de pitch ou ângulo de passo) não estar indicado na Figura 22, ele representa o ângulo formado por uma tangente ao cabo helicoidal e um plano perpendicular ao eixo helicoidal [30] [31]. Percebe-se que quando o parâmetro S da antena helicoidal tende a zero, tem-se a formação de uma antena em anel ou "loop". Contudo, quando o diâmetro D de uma hélice tende a zero, uma antena linear de comprimento A é produzida [31].

As relações geométricas com respeito aos parâmetros mostrados na Figura 22 estão representadas na Figura 23, onde um cateto refere-se ao espaçamento entre espiras S , o outro refere-se à circunferência da hélice ($C = \pi D$) e a hipotenusa representa o comprimento do fio de uma espira L [33]. Como citado anteriormente, o comprimento total da antena equivale a $A = N S$ enquanto que o comprimento total do cabo é definido por $L_n = N L = N \sqrt{S^2 + C^2}$. Vale ressaltar ainda que S pode ser escrito como $\pi D \tan(\alpha)$. Dessa forma, o ângulo α é expresso por [34]:

$$\alpha = \arctan\left(\frac{S}{C}\right) = \arctan\left(\frac{S}{\pi D}\right) \tag{42}$$

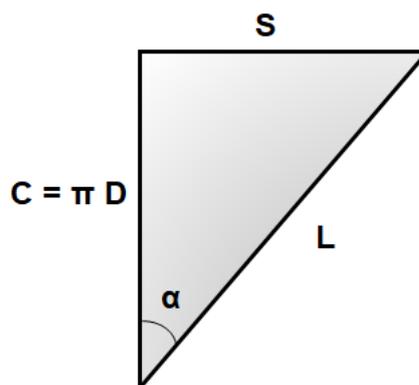


Figura 23: Relações geométricas envolvendo parâmetros de uma antena helicoidal

Os valores mais comuns para a variável α são entre 11° e 14° . No entanto, é mais utilizado o valor de 13° para o ângulo de inclinação, pois com esta angulação, a antena pode ser vista como uma antena de banda larga [33].

Os dois principais modos de funcionamento da antena helicoidal são os modos normal e axial (ou de feixe). No primeiro modo, o campo é máximo na direção normal ao eixo da hélice e praticamente nulo ao longo do eixo, apresentando, assim, característica de uma antena omnidirecional. Para o funcionamento neste modo as dimensões da hélice têm que ser pequenas em comparação ao comprimento de onda ($A \ll \lambda$) [35]. Vale destacar que as antenas helicoidais neste modo não são muito comuns para fins de medição, pois possuem largura de banda estreita e baixa eficiência [33]. No segundo modo, o máximo de radiação se encontra na direção do eixo da hélice. Diferente do primeiro modo, o modo axial costuma ser mais prático para fins de medição porque é possível projetar antenas com melhores valores de ganho e, ainda, este modo pode alcançar polarização circular em uma largura de banda mais eficiente e mais ampla [34]. Além disso, para o funcionamento neste modo, amplia-se a circunferência da hélice (C) até que esta seja da ordem de λ [31].

O diâmetro D e o espaçamento entre espiras S devem ser frações do comprimento de onda λ a fim de excitar o modo axial. As condições para que se obtenha a polarização circular na antena devem ser [34]:

- $\frac{3\lambda}{4} < C < \frac{4\lambda}{3}$
- $S \approx \frac{\lambda}{4}$
- $12^\circ \leq \alpha \leq 14^\circ$

De acordo com as condições anteriores e levando em conta que o raio da hélice $\frac{D}{2}$ e o número de espiras N não sejam muito pequenos, é viável definir uma relação empírica para estipular a impedância da antena com uma tolerância de $\pm 20\%$ através da Equação 43 [31]. Nessa situação, é plausível considerar que a impedância de entrada da antena helicoidal é puramente resistiva, variando entre 100Ω e 200Ω [35]. Contudo, como muitas linhas de transmissão possuem impedância característica próxima de 50Ω , a impedância de entrada da hélice deve ser próxima desse valor [34].

$$Z_A \approx 140 \frac{C}{\lambda} [\Omega] \quad (43)$$

Quanto à largura de feixe de meia potência (HPBW), esta é definida como o ângulo entre dois pontos na fronteira do lóbulo principal correspondentes a -3 dB no diagrama de radiação [31].

$$\theta_{-3dB} = \frac{52 \lambda^{3/2}}{C \sqrt{N S}} [\text{graus}] \quad (44)$$

A largura de feixe entre os primeiros nulos (FNBW) é escrita como [31]:

$$FNBW = \frac{115 \lambda^{3/2}}{C \sqrt{N S}} [\text{graus}] \quad (45)$$

A diretividade, em dB, de uma antena helicoidal no modo axial pode ser estimada pela seguinte equação [30]:

$$D_{mx} = 10 \log \left(\frac{15 N S C^2}{\lambda^3} \right) \quad (46)$$

Como se sabe, a razão axial descreve a radiação eletromagnética com polarização elíptica ou circular. Ela representa a relação entre as magnitudes do eixo maior e menor definido pelo vetor de campo elétrico e, para a antena helicoidal, pode ser aproximada por:

$$RA \approx \frac{2N + 1}{2N} \quad (47)$$

Considerando ainda o modo axial, vale citar que, com a antena operando nesse modo, RA é aproximadamente 1, significando que a polarização da antena é circular [35].

Vale lembrar que as equações acima são aplicadas para $\frac{3\lambda}{4} < C < \frac{4\lambda}{3}$, $12^\circ \leq \alpha \leq 14^\circ$ e $N > 3$.

c Antena parabólica

As antenas refletoras paraboloidais, antenas de grande abertura, são exemplos de refletores, que podem ter o formato circular ou uma mistura de circular e retangular [36]. Este tipo de antena possui importante atribuição nas telecomunicações, sendo muito usada em diversas aplicações como em estações terrestres, radares, radio-astronomia e comunicações espaciais [37]. Quando o refletor parabólico atua na recepção, seu funcionamento é baseado na reflexão de ondas eletromagnéticas, pelas quais as ondas que incidem paralelamente ao eixo principal são refletidas e terminam em um ponto chamado *foco*, centrado no parabolóide. Sob outro ponto de vista, atuando na transmissão, as ondas emitidas do foco são refletidas e saem em uma direção paralela ao eixo da antena [38].

Na situação em que o alimentador, normalmente uma corneta piramidal ou cônica, é posicionado no foco da parábola, a configuração é denominada de alimentação frontal (arranjo mais usual). Quando o alimentador está instalado sobre o "prato" e voltado para fora com um sub-refletor na posição do foco, a configuração é conhecida como alimentação *Cassegrain* [2] [8]. A Figura 24 mostra a geometria bidimensional de um refletor parabólico com alimentação frontal.

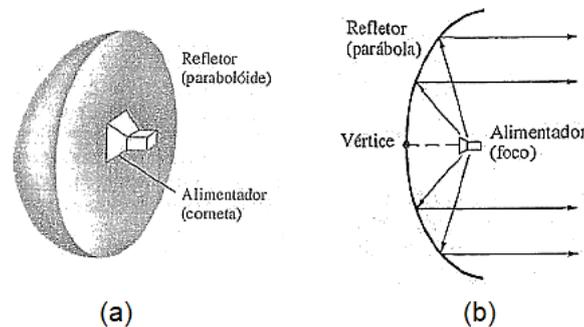


Figura 24: (a) Parabolóide e (b) configuração geométrica de um refletor parabólico com alimentação frontal. Adaptado de [2].

Vale mencionar que o alimentador deve ser projetado de modo que este não conceba uma iluminação que ultrapasse a área do refletor (fenômeno de transbordamento). Além disso, a iluminação não deve ser menor que a área do refletor (fenômeno de sub-iluminação) [30].

A principal vantagem dos refletores parabólicos é o alto ganho e diretividade, sem a necessidade de uma amplificação ativa [37]. Isto é, quando alimentados eficientemente através do foco, estes fornecem um feixe muito estreito de alto ganho, com propriedades ideais de discriminação de polarização cruzada e nível baixo de lóbulos laterais [2]. A desvantagem das antenas com alimentação pelo ponto focal (alimentação frontal) é o bloqueio provocado pelo alimentador que pode comprometer a eficiência da antena, particularmente, em antenas de pequenos diâmetros [30].

O ganho de uma antena refletora pode ser expresso da seguinte maneira:

$$G = 10 \log \left[\varepsilon \left(\frac{D \pi f}{c} \right)^2 \right] \quad (48)$$

onde ε é a eficiência da antena, D é o diâmetro da parábola em metros, c é a velocidade da luz no ar e f é a frequência em Hz.

Comumente, a eficiência percentual de uma antena parabólica comercial é em torno de 55%, o que é um rendimento não muito alto devido a perda de energia, inclusive para trás, como ilustrado no diagrama da Figura 25 [30].

Logo, a expressão para o ganho, em dB, considerando $\varepsilon = 0,55$ e f em GHz, se reduz a:

$$G = 17,8 + 20 \log (f D) \quad (49)$$

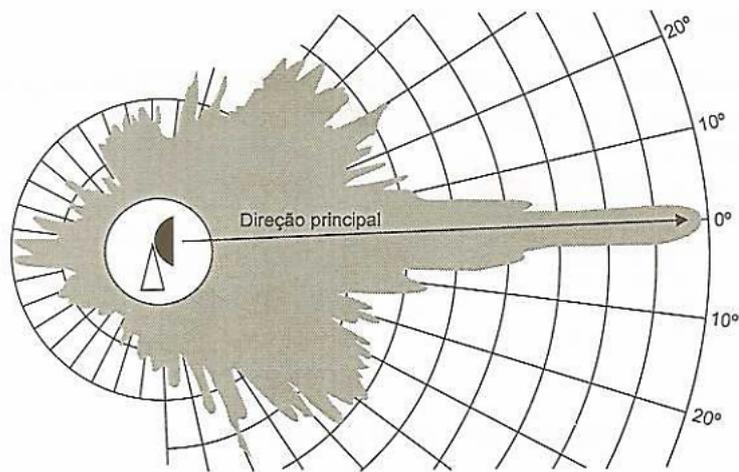


Figura 25: Diagrama de radiação de um refletor parabólico [8].

4 Medições e Resultados Experimentais em Ambiente Ecoico

Os experimentos de caracterização de antenas foram realizados no Laboratório de Antenas e no Laboratório da Câmara Anecoica do Centro de Estudos em Telecomunicações (CETUC) da Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro (PUC-Rio). Nesta seção serão apresentadas descrições acerca das montagens no laboratório e procedimentos experimentais para obtenção do diagrama de radiação na forma polar, da diretividade e, da perda de retorno dos diferentes tipos de AET.

a Cenário com antena corneta

Nesta conjuntura, foram colocadas duas antenas cornetas piramidais idênticas na transmissão e na recepção, separadas por uma distância $d = 1,5 \text{ m}$, a fim de gerar, primeiramente, o diagrama de radiação da antena receptora (AET) nos planos H e E. Segundo a Figura 18, as cornetas possuem as seguintes dimensões: $a = 22,8 \text{ mm}$, $b = 10,1 \text{ mm}$, $a_1 = 90 \text{ mm}$, $b_1 = 72 \text{ mm}$, $\rho_e = 94 \text{ mm}$ e $\rho_h = 110 \text{ mm}$.

Durante o processo de medição, a condição era que as antenas estivessem alinhadas (casamento de polarização). Para o plano H, as cornetas transmissora e receptora ficam dispostas horizontalmente (com polarização horizontal), ou seja, com abertura retangular no plano H (comprimento a_1 da Figura 18 na horizontal). Em contrapartida, para o plano E, as cornetas ficam dispostas verticalmente (com polarização vertical), ou seja, com abertura retangular no plano E (comprimento b_1 da Figura 18 na horizontal). A Figura 26 mostra a AET ajustada para medições do diagrama no plano H e plano E no laboratório.

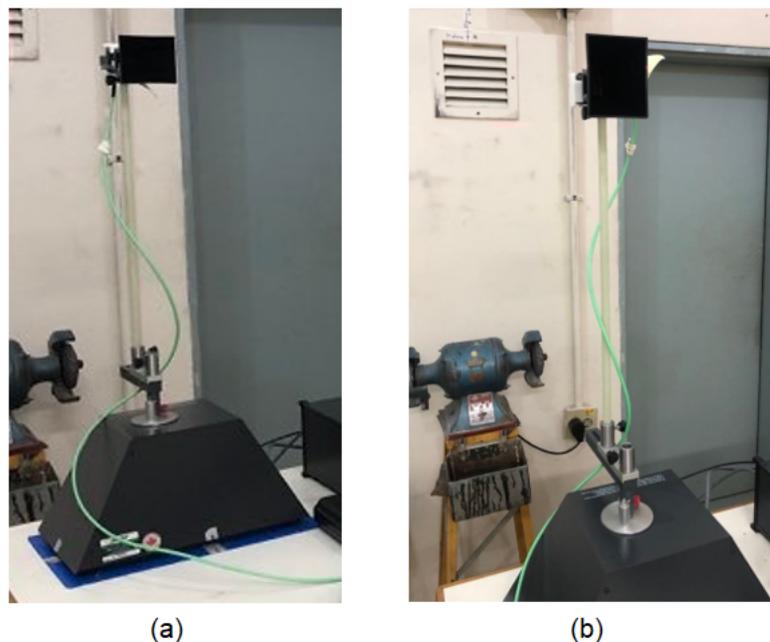


Figura 26: Antenas posicionadas para medição do diagrama de radiação no (a) plano H e no (b) plano E.

Com o auxílio do analisador vetorial, que é usado para obter os parâmetros S_{11} (coeficiente de reflexão Γ em dB) mostrado na Figura 27, foi possível exportar o gráfico num arquivo .csv para, assim, esboçar os diagramas no Matlab. A frequência de operação escolhida foi de $9,27 \text{ GHz}$ que, conforme o gráfico da Figura 27 corresponde a um valor de S_{11} de aproximadamente -30 dB , e isto significa uma perda de retorno $RL \approx 30 \text{ dB}$.

Nota-se que $|S_{11}| = |\Gamma| \leq 1$. Assim, os valores em dB serão negativos, tal como mostrado no gráfico do coeficiente de reflexão em dB (Figura 27). Infere-se da tabela da Figura 28 que, na frequência de operação escolhida, para $RL \approx 30 \text{ dB}$ ou $S_{11} \approx -30 \text{ dB}$, o coeficiente de reflexão é de 0,0316. Isto significa que 99,9% da potência do cabo coaxial está sendo entregue à antena, o que é um resultado muito bom.

Primeiramente é necessário estudar o diagrama de irradiação da AET, pois se deve conhecer a energia irradiada por esta, levando em conta sua distribuição espacial, e, em seguida, determina-se a diretividade teórica e experimental da AET. A respeito dos diagramas de radiação (Figura 29) gerados com as antenas posicionadas horizontalmente e verticalmente (Figura 26), pode-se afirmar que os lóbulos laterais no diagrama da corneta no plano H são desprezíveis já que a energia concentrada nesses lóbulos é pouca em relação à energia concentrada



Figura 27: Gráfico do coeficiente de reflexão em dB em função da frequência em GHz.

no lóbulo principal. Por outro lado, no diagrama no plano E, observa-se uma presença considerável de lóbulos laterais (existência de nulos), ou seja, intensidade de radiação em direções indesejadas. Porém, nos dois planos principais, constata-se que os lóbulos secundários/traseiros estão muito baixos.

A máxima diretividade teórica pode ser obtida através da Equação 24. Portanto, ao fazer os cálculos, foi obtido $D_{mx} = 18,9 \text{ dB}$. Já para encontrar a máxima diretividade experimental, é preciso saber as larguras de feixe de meia potência de cada plano estudado. Diante disso, dos diagramas, verifica-se que θ_{-3dB} (HPBW) no plano H e no plano E correspondem, respectivamente, a aproximadamente 25° e 15° . Por meio da equação de Kraus (Equação 10) e Tai-Pereira (Equação 11), encontrou-se, respectivamente, $D_{mx} = 20,4 \text{ dB}$ e $D_{mx} = 19,3 \text{ dB}$. Assim, para este cenário, a equação de Tai-Pereira foi mais precisa por estar mais próximo do valor teórico da diretividade máxima.

Provavelmente essas pequenas diferenças nos valores da diretividade usando diferentes técnicas, são devido ao erro associado ao campo distante. Considerando que D é a maior dimensão da antena (90 mm), a distância de Fraunhofer ou de campo distante vale $\frac{2D^2}{\lambda} = \frac{2 \cdot 0,09^2}{\frac{3 \cdot 10^8}{9,27 \cdot 10^9}} = 0,5 \text{ m}$. O ideal seria utilizar uma distância 10 ou 100 vezes maior (5 m ou 50 m), mas o tamanho do laboratório não permite. Logo, a medição foi feita para campo próximo radiante (campo intermediário ou zona de Fresnel).

RL (dB)	$ \Gamma_0 $	VSWR	P_L/P_{in} (%)
0	1,0000	∞	0,0000
1	0,8913	17,3910	20,5672
2	0,7943	8,7242	36,9043
3	0,7079	5,8480	49,8813
4	0,6310	4,4194	60,1893
5	0,5623	3,5698	68,3772
6	0,5012	3,0095	74,8811
7	0,4467	2,6146	80,0474
8	0,3981	2,3229	84,1511
9	0,3548	2,0999	87,4107
10	0,3162	1,9250	90,0000
15	0,1778	1,4326	96,8377
20	0,1000	1,2222	99,0000
25	0,0562	1,1192	99,6838
30	0,0316	1,0653	99,9000
35	0,0178	1,0362	99,9684
40	0,0100	1,0202	99,9900
∞	0,0000	1,0000	100,0000

Figura 28: Valores típicos de parâmetros usados na caracterização do descasamento de impedâncias [12].

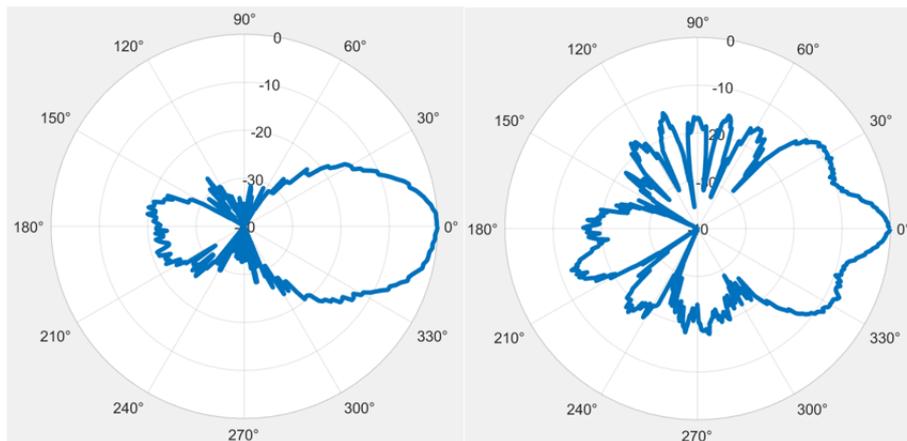


Figura 29: Diagramas de radiação da AET (antena corneta) no plano H e no plano E, respectivamente.

b Cenário com antena helicoidal

Neste arranjo, foi colocada uma antena corneta piramidal (com dimensões já citadas no capítulo 4.a), com polarização linear, na transmissão e uma antena helicoidal (ilustrada na Figura 30, com dimensões $S = 6,1 \text{ mm}$, $N = 15$, $A = N \cdot S = 91,5 \text{ mm}$, $D = 8,4 \text{ mm}$ e $\alpha = 13^\circ$) no modo axial com polarização circular direita na recepção, com uma distância de separação $d = 1,5 \text{ m}$, a fim de determinar, primeiramente, o diagrama de radiação da antena receptora (AET) nos planos H e E. A frequência de operação de $9,27 \text{ GHz}$ foi mantida para este cenário.

A largura de feixe de meia potência teórica, conforme a Equação 44, foi de 38° . Os diagramas de radiação no plano H e no plano E estão mostrados na Figura 31. Deles, nota-se que θ_{-3dB} no plano H e no plano E são, respectivamente, aproximadamente 33° e 31° . Na teoria, por se tratar de polarização circular (feixes circularmente simétricos) na AET, esses ângulos deveriam ser iguais. Isto não ocorre por causa de erros de medição, como por exemplo: diferença de altura entre antena transmissora e receptora, não há 100% de alinhamento entre as antenas, existem pequenas perdas nos cabos, reflexão de objetos próximos (incluindo solo, paredes, etc) e a influência do campo próximo da antena para pequenas distâncias entre as antenas transmissora e receptora.

A diretividade teórica segundo a Equação 46 foi de $14,5 \text{ dB}$. A diretividade experimental seguindo a Equação 10 foi de $16,1 \text{ dB}$ e com base na Equação 11 foi igual a $15,5 \text{ dB}$. Posto isto, nota-se que a Equação de Tai-Pereira é mais precisa por estar mais perto da diretividade máxima teórica.



Figura 30: Antena helicoidal usada para a medição.

Tendo em vista a maior dimensão da antena helicoidal, $91,5 \text{ mm}$, a distância de Fraunhofer equivale $\frac{2D^2}{\lambda} = \frac{2 \cdot 0,0915^2}{\frac{3 \cdot 10^8}{9,27 \cdot 10^9}} \approx 0,52 \text{ m}$. O ideal seria utilizar uma distância 10 ou 100 vezes maior (5,2 m ou 52 m) para medição em campo distante, mas o tamanho do laboratório não permite. Portanto, a medição foi feita para campo próximo radiante (zona de Fresnel).

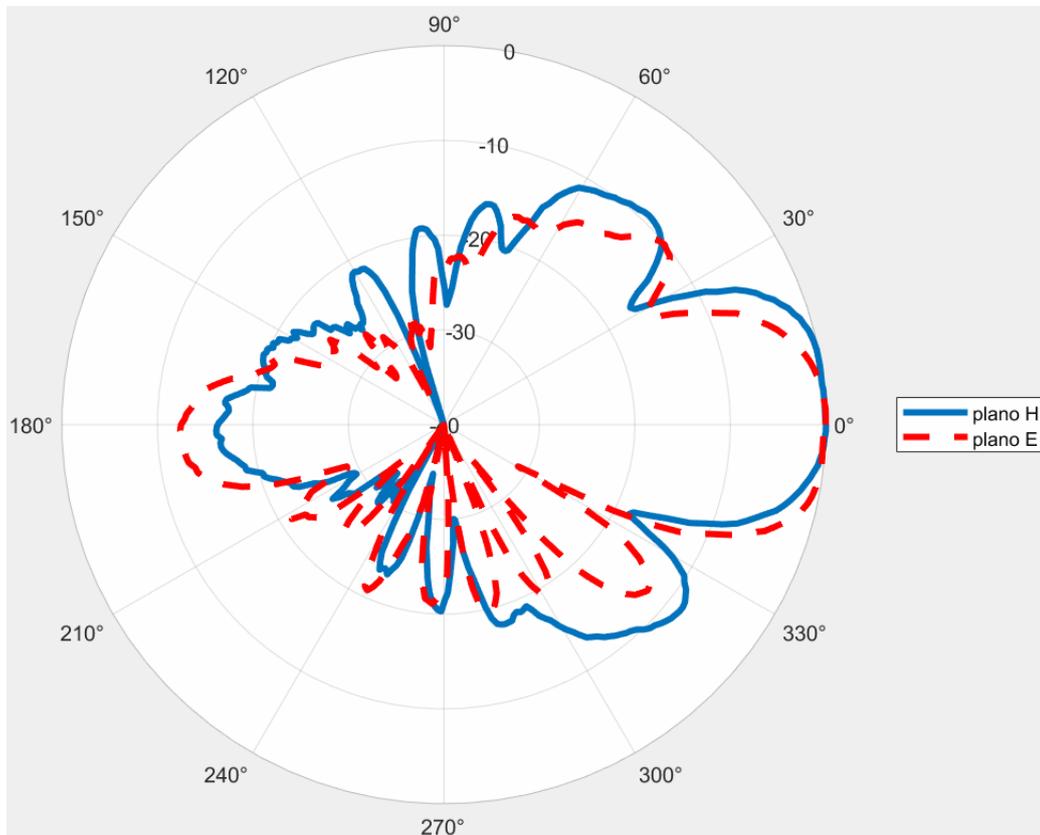


Figura 31: Diagramas de radiação da AET (antena helicoidal) no plano H e no plano E.

c Cenário com antena parabólica

Nesta conjuntura, foi colocada na transmissão uma antena corneta piramidal (com dimensões já mencionadas no capítulo 4.a), com polarização linear. Na recepção, colocou-se uma antena do tipo refletor parabólico (com formato circular e retangular e maior dimensão $D = 380 \text{ mm}$, conforme a Figura 32) sendo alimentada por uma corneta menor que a da transmissão e mesma polarização, com as seguintes dimensões: $a = 22,8 \text{ mm}$, $b = 10,1 \text{ mm}$, $a_1 = 46 \text{ mm}$, $b_1 = 47 \text{ mm}$, $\rho_e = 64 \text{ mm}$ e $\rho_h = 94 \text{ mm}$. A distância de separação foi $d = 1,5 \text{ m}$, a fim de determinar, primeiramente, o diagrama de radiação da antena receptora (AET) nos planos H e E. A frequência de operação de $9,27 \text{ GHz}$ foi mantida para este cenário.

A Figura 33 ilustra a posição da antena parabólica para os planos H e E. Os diagramas de radiação no plano H e no plano E estão na Figura 34. Deles, observa-se que θ_{-3dB} no plano H e no plano E são, respectivamente, aproximadamente 8° e 9° .

A máxima diretividade teórica pode ser calculada por meio da Equação 24, onde a área física da superfície do refletor parabólico vale 852 cm^2 . Com isso, ao realizar os cálculos, encontrou-se $30,1 \text{ dB}$. Por meio da equação de Kraus (Equação 10) e Tai-Pereira (Equação 11), os resultados encontrados foram, respectivamente, $27,6 \text{ dB}$ e $27,0 \text{ dB}$. Sendo assim, para esta situação, a equação de Kraus foi mais precisa por estar mais próximo do valor teórico da diretividade máxima.

Provavelmente essas pequenas diferenças nos valores da diretividade usando diferentes técnicas são devido ao erro associado ao campo distante. A distância requerida para considerar a radiação de campo distante é $\frac{2D^2}{\lambda} = \frac{2 \cdot 0,38^2}{\frac{3 \cdot 10^8}{9,27 \cdot 10^9}} \approx 8,92 \text{ m}$. Contudo, o laboratório não possui a capacidade de colocar esta distância entre as antenas durante a medição. Logo, as medidas não foram feitas para campo distante (zona de Fraunhofer), mas para campo próximo radiante (zona de Fresnel).

Após a análise dos três cenários, observa-se que os diagramas de radiação, para a situação em que a antena receptora era o refletor parabólico, contam com uma presença maior de lóbulos secundários (mais nulos), quando comparados com os diagramas da antena corneta e helicoidal. Isso se deve ao fato da grande abertura da antena parabólica, que, por consequência, apresenta maior diretividade, e, assim, os lóbulos laterais possuem valores mais baixos (em torno de -30 dB).



Figura 32: Antena parabólica utilizada para a medição.

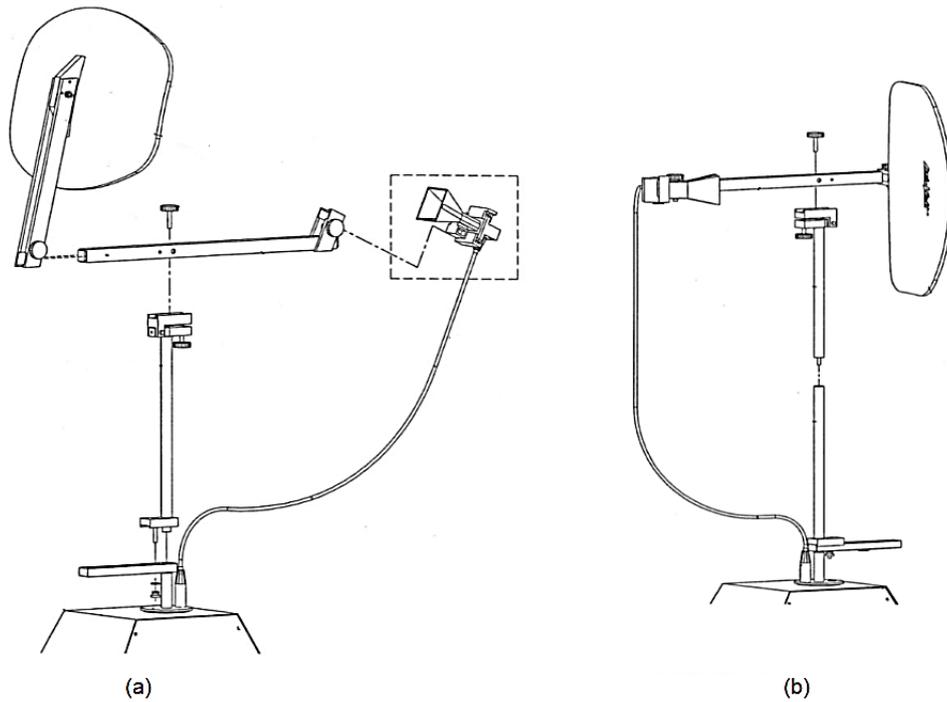


Figura 33: Montagem do refletor parabólico para medida no (a) plano H e no (b) plano E. Adaptado de [13].

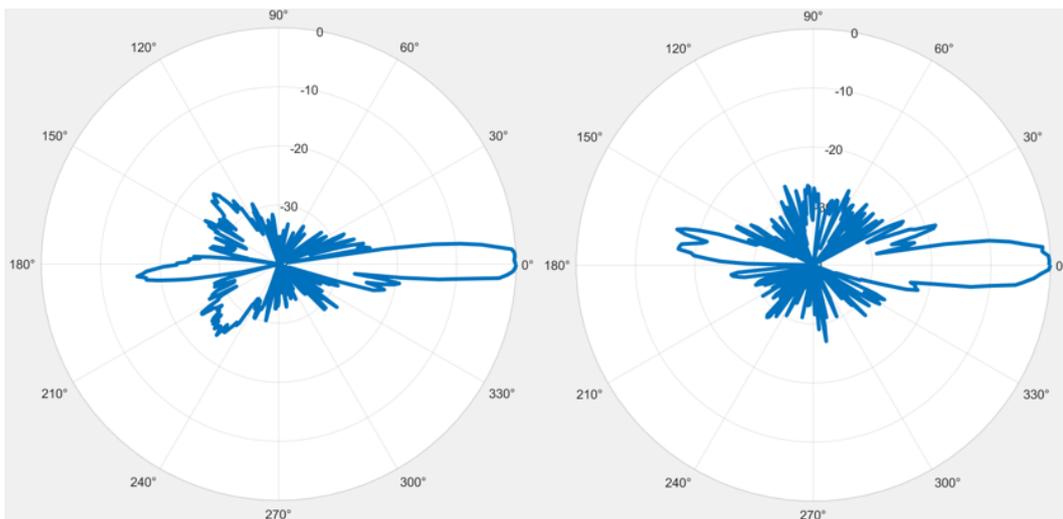


Figura 34: Diagramas de radiação da AET (refletor parabólico) no plano H e no plano E, respectivamente.

5 Medições e Resultados Experimentais em Ambiente Anecoico

Nesta seção, os experimentos foram realizados dentro da câmara anecoica do CETUC (PUC-Rio), onde o revestimento em todo o interior é constituído de absorvedores de ondas eletromagnéticas feito de materiais esponjosos piramidais com pó de grafite a fim de minimizar reflexões dentro da câmara. Já o exterior é composto de paredes metálicas para blindagem externa, prevenindo, assim, a entrada de radiação na câmara. A finalidade da câmara é simular ambientes livres de reflexões e de fenômenos de propagação (multipercurso), isto é, simular um ambiente análogo ao espaço livre em um espaço limitado (caracterização da irradiação da AET no campo próximo) [39] [40].

Para se ter uma semelhança com o espaço livre, as dimensões da câmara precisam ser grandes comparadas com o comprimento de onda usado nas medições. Sendo assim, bons resultados para câmaras anecoicas são obtidos facilmente em frequências acima de 300 MHz [41].

a Cenário com antena corneta

A câmara anecoica do CETUC já contém, em seu interior, uma antena do tipo corneta quadrada de banda larga com dupla polarização e com dimensão $a = b = 181 \text{ mm}$, operando entre 700 MHz e 10 GHz, que, neste procedimento, foi utilizada com a função de recepção. Esta antena fica presa e pode ser transladada entre -165° e 165° . A AET foi a mesma corneta utilizada nos experimentos em ambiente ecoico (de acordo com a Figura 18, $a = 22,8 \text{ mm}$, $b = 10,1 \text{ mm}$, $a_1 = 90 \text{ mm}$, $b_1 = 72 \text{ mm}$, $\rho_e = 94 \text{ mm}$ e $\rho_h = 110 \text{ mm}$) e foi usada como antena transmissora. A Figura 35 mostra as antenas transmissora e receptora dentro da câmara para a realização das medições. A frequência de operação de 9,27 GHz foi mantida para este cenário.

Para caracterizarmos esta antena, deve-se primeiro analisar o diagrama de radiação. Foram gerados dois diagramas: plano H da corneta receptora a 0° e plano E da corneta receptora a 0° , conforme a Figura 36.

Com base nesses diagramas, pode-se destacar que, com a corneta receptora na posição $\phi = 0^\circ$, θ_{-3dB} no plano H e no plano E são, respectivamente, aproximadamente $22,7^\circ$ e 27° . Como já visto na seção 4.1, a diretividade máxima teórica é $D_{mx} = 18,9 \text{ dB}$. Através da equação de Kraus e Tai-Pereira (equações 10 e 11), encontrou-se, para a diretividade máxima experimental, respectivamente, $D_{mx} = 18,3 \text{ dB}$ e $D_{mx} = 17,7 \text{ dB}$. Assim, para esta situação, a equação de Kraus foi mais precisa por estar mais próximo do valor teórico da diretividade máxima.

Dos resultados obtidos, é possível notar que o nível de lóbulo secundário é um pouco menor no plano E do que no plano H. Por fim, verifica-se nos diagramas (Figura 36) uma região vazia de 30° devido a câmara possuir uma antena fixa que só percorre o intervalo de -165° a 165° , como citado anteriormente. Diante disso, não é possível visualizar o lóbulo traseiro.

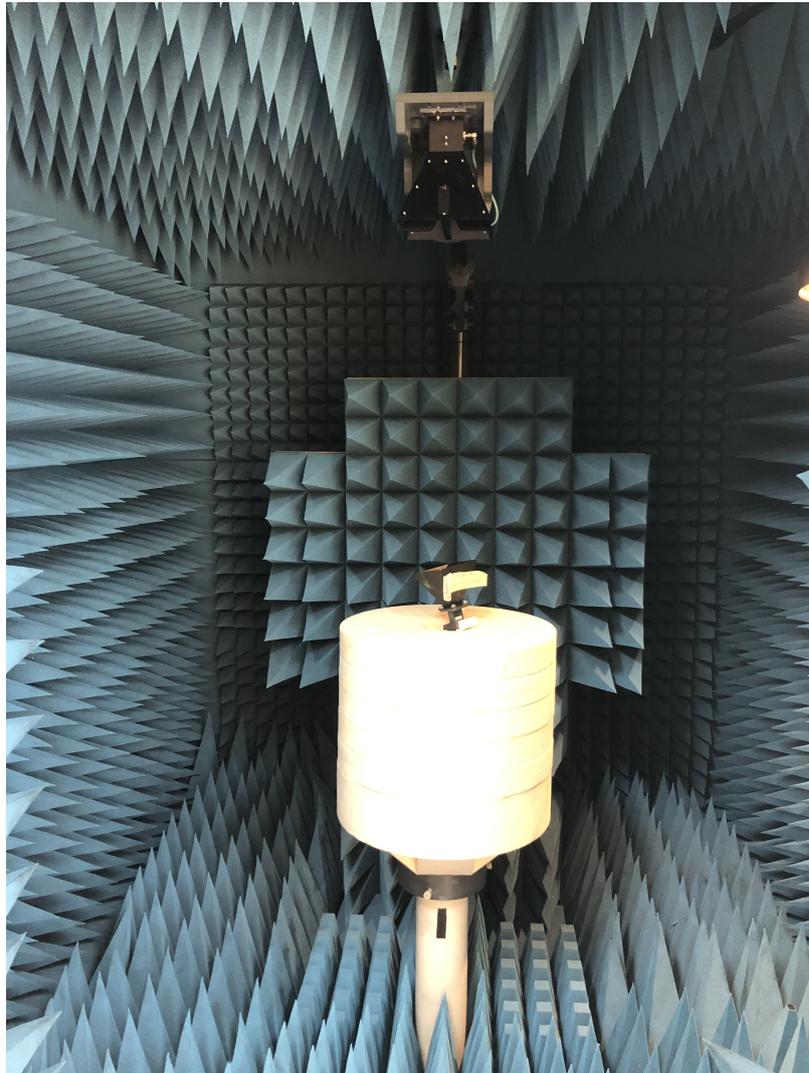


Figura 35: Câmara anecoica com as antenas transmissora (AET) e receptora.

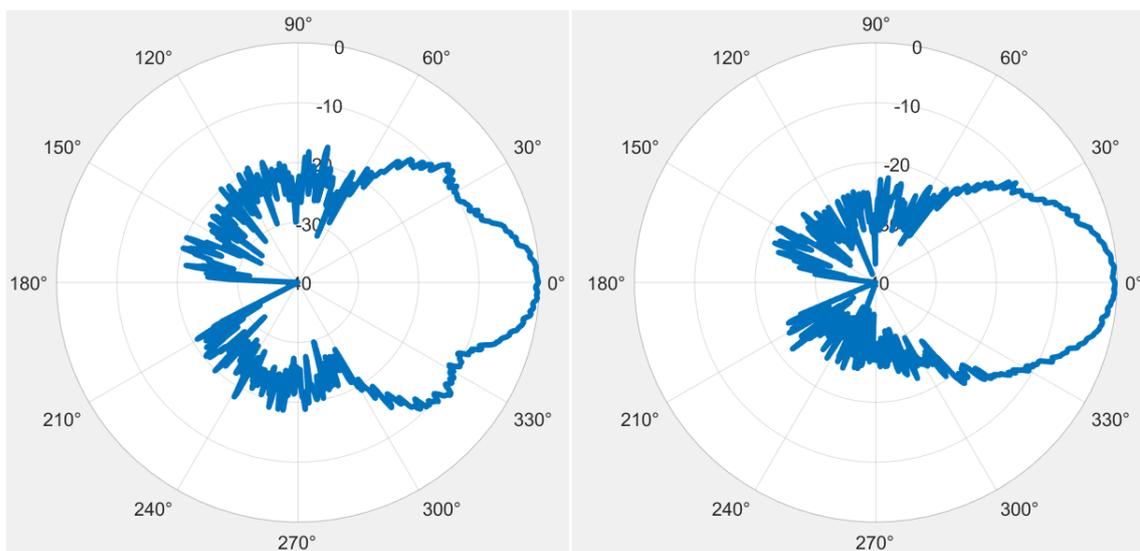


Figura 36: Diagramas da AET (corneta na transmissão) no plano H e no plano E, respectivamente, com a corneta receptora no plano $\phi = 0^\circ$.

b Cenário com antena helicoidal

Nesta conjuntura, a AET foi a mesma helicoidal utilizada nos experimentos em ambiente ecoico (ilustrada na Figura 30, com dimensões $S = 6,1 \text{ mm}$, $N = 15$, $A = NS = 91,5 \text{ mm}$, $D = 8,4 \text{ mm}$ e $\alpha = 13^\circ$) no modo axial com polarização circular direita) e foi usada na função de transmissão. A frequência de operação de $9,27 \text{ GHz}$ foi mantida para esta situação.

Os diagramas de radiação obtidos estão apresentados na Figura 37. A partir deles, encontrou-se θ_{-3dB} no plano H e no plano E, que são, respectivamente, aproximadamente $27,2^\circ$ e 29° . Como já comentado na seção 4.b, a diretividade máxima teórica é $D_{mx} = 14,5 \text{ dB}$. Para achar a diretividade máxima experimental, utiliza-se a fórmula de Kraus e Tai-Pereira. Estes valores, são, respectivamente, $D_{mx} = 17,2 \text{ dB}$ e $D_{mx} = 16,6 \text{ dB}$. Dessa maneira, para este cenário, a equação de Tai-Pereira foi mais precisa por estar mais próximo do valor teórico da diretividade máxima.

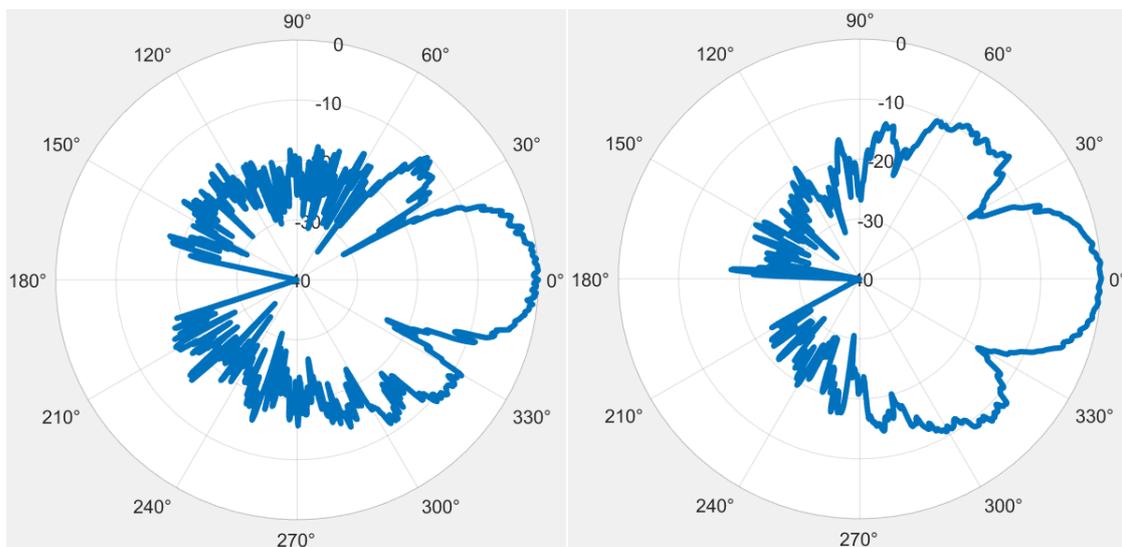


Figura 37: Diagramas da AET (helicoidal na transmissão) no plano H e no plano E, respectivamente, com a corneta receptora no plano $\phi = 0^\circ$.

Da Figura 37, observa-se uma maior presença de lóbulos secundários no plano H, porém com nível de lóbulo secundário menor em relação ao plano E. Nota-se também a defasagem de 30° na região do lóbulo traseiro referida na seção 5.a.

c Cenário com antena parabólica

Para esta configuração, a AET foi a mesma parabólica utilizada nos experimentos em ambiente ecoico (como está mostrada na Figura 32, com formato circular e retangular e maior dimensão $D = 380 \text{ mm}$), sendo usada na função de transmissão. A frequência de operação de $9,27 \text{ GHz}$ foi mantida para esta situação.

Foi feita a medição apenas para o plano H, visto que, para o plano E, a posição correta que o refletor parabólico deveria ficar dentro da câmara não era simples e requeria equipamentos novos para suporte da AET. Assim, o diagrama de radiação obtido está mostrado na Figura 38. A partir dele, pode-se afirmar que θ_{-3dB} no plano H é de aproximadamente 9° . Como já comentado na seção 4.c, a diretividade máxima teórica é $D_{mx} = 30,1 \text{ dB}$. Como não foi realizada a medição no plano E, considera-se diagramas circularmente simétricos ($\theta_E = \theta_H$) para achar a diretividade máxima experimental. Através da fórmula de Kraus e Tai-Pereira, estes valores, são, respectivamente, $D_{mx} = 27,1 \text{ dB}$ e $D_{mx} = 26,5 \text{ dB}$. Desse modo, para este cenário, a equação de Kraus foi mais precisa por estar mais próximo do valor teórico da diretividade máxima.

Da Figura 38, observa-se também a defasagem de 30° na região do lóbulo traseiro referida na seção 5.a.

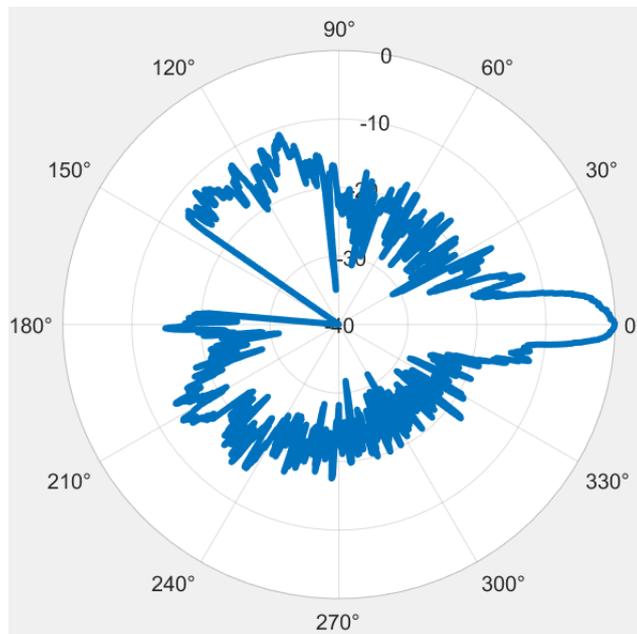


Figura 38: Diagrama da AET (parabólica na transmissão) no plano H com a corneta receptora no plano $\phi = 0^\circ$.

6 Análise de antena duplo-refletora clássica axialmente simétrica

a Introdução

As antenas refletoras são comumente usadas em enlaces ponto a ponto na faixa de microondas e de ondas milimétricas, porém podem ser aplicadas em estações rádio base (ERB) de enlaces ponto-multiponto para cobertura omnidirecional. Isto porque fornecem a largura de banda necessária para a transmissão de sinais banda larga, ou seja, atendimento de serviços que demandem altas taxas de transmissão [42] [43]. Em contrapartida, levando em conta que essas antenas devam ter dimensões a partir da ordem de 10λ para que as superfícies refletoras possam redirecionar a energia vinda do alimentador, os custos de instalação e fabricação são elevados [43].

Estudos da década de 60 começaram a analisar amplamente as antenas refletoras compostas por um sistema duplo-refletor (o subrefletor, localizado na parte superior da antena, e o refletor principal, localizado na parte inferior da antena e responsável pela distribuição da energia no plano vertical) que visa transformar a frente de onda esférica, derivada do foco principal (alimentador), em uma frente de onda plana na abertura desta antena (conforme os princípios da ótica geométrica - GO), simultaneamente em que a radiação oriunda do refletor principal não seja bloqueado pelo subrefletor. Assim, é possível reduzir parte da eficiência perdida devido a este bloqueio [44] [45].

As configurações clássicas de antenas com dois refletores axialmente simétricos são *Cassegrain* e *Gregorian*, que são usadas em aplicações de antenas de alto ganho [45]. A principal desvantagem dessas configurações é o bloqueio do subrefletor, que diminui a eficiência da abertura da antena, porém esse inconveniente pode ser minimizado da seguinte forma, já citado anteriormente: reduzindo a radiação do refletor principal em direção ao subrefletor [46].

Há quatro famílias diferentes de antenas de duplo-refletores clássicos axialmente simétricos para cobertura omnidirecional que dificultam o espalhamento do refletor principal em direção ao subrefletor. Elas são denominadas como *axis – displaced Cassegrain* (ADC), *axis – displaced Gregorian* (ADG), *axis – displaced hyperbola* (ADH) e *axis – displaced ellipse* (ADE) [46] [47].

b Medições e resultados

A antena em teste (AET) foi uma antena duplo-refletora com refletor principal modelado e com uma corneta coaxial, excitada pelo modo TEM, na alimentação. Como o alimentador não possui polarização cruzada e a antena é simétrica, não haverá polarização cruzada na saída da antena. A medição foi feita em campo próximo, dentro da câmara anecoica do CETUC, PUC-Rio. Utilizou-se uma corneta que opera até 18 GHz , diferente daquela usada nos experimentos da seção 5, pois a AET opera numa frequência acima de 10 GHz . Além disso, só se mediu a antena no plano H, visto que, pela simetria da antena, os diagramas são circularmente simétricos.

Foram feitas medições para dois cenários em duas frequências ($11,5\text{ GHz}$ e 15 GHz): o primeiro utilizando a antena original e o segundo usando a antena sem o subrefletor e sem o radome, ou seja, apenas com o refletor principal e o alimentador.

1 Antena original

A antena completa é mostrada na Figura 39. A seguir encontram-se os diagramas de radiação e o gráfico do coeficiente de reflexão da antena em questão.

Como se observa da Figura 42, o coeficiente de reflexão S_{11} em $11,5\text{ GHz}$ ($\approx -17,9\text{ dB}$ ou $0,127$) é menor que em 15 GHz ($\approx -9,88\text{ dB}$ ou $0,321$). Isso equivale a um *VSWR* de $1,29$ em $11,5\text{ GHz}$ e $1,94$ em 15 GHz . Logo, a antena operando em $11,5\text{ GHz}$ é mais apropriada para projeto ou fins comerciais.



Figura 39: Antena transmissora (AET - antena pipoqueira original) e corneta receptora dentro da câmara anecoica.

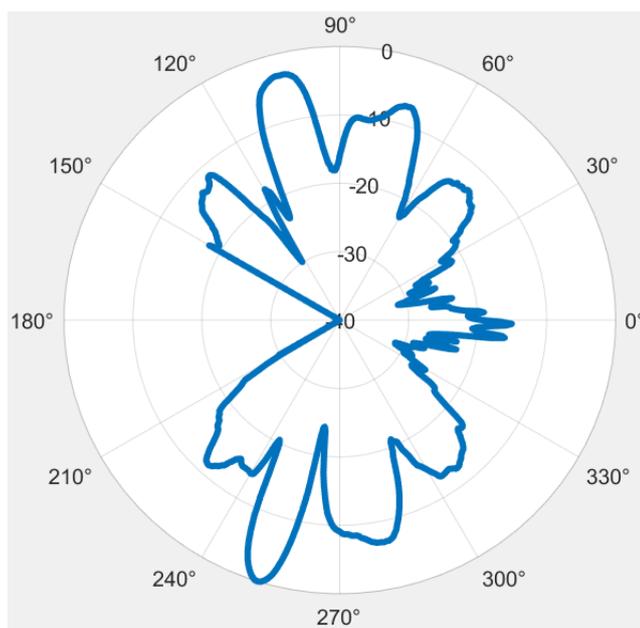


Figura 40: Diagrama da AET original no plano H com a corneta receptora no plano $\phi = 0^\circ$ para 11,5 GHz.

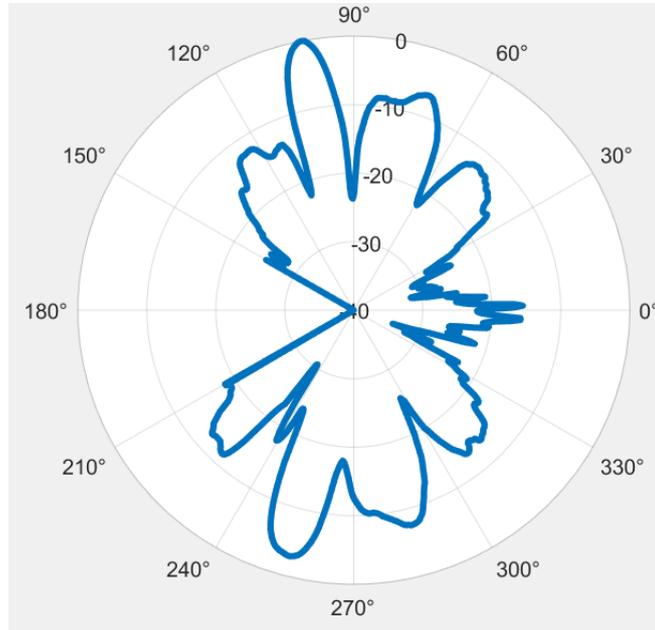


Figura 41: Diagrama da AET original no plano H com a corneta receptora no plano $\phi = 0^\circ$ para 15 GHz.

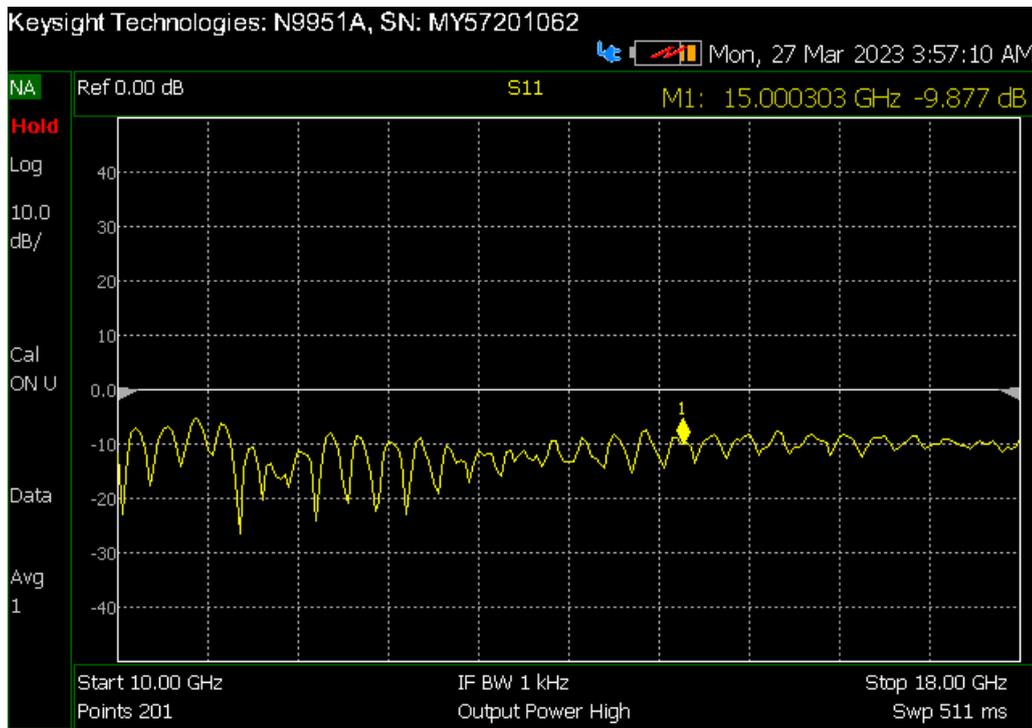


Figura 42: Coeficiente de reflexão S_{11} , em dB, da antena original.

2 Antena somente com o refletor principal e o alimentador

A antena sem o radome e o subrefletor é mostrada na Figura 43. A seguir estão os diagramas de radiação e o gráfico do coeficiente de reflexão desta antena.



Figura 43: Antena transmissora (AET - antena pipoqueira só com refletor principal e alimentador) e corneta receptora dentro da câmara anecoica.

A respeito da Figura 46, o coeficiente de reflexão em $11,5 \text{ GHz}$ ($\approx -19,7 \text{ dB}$ ou $0,104$) é menor que em 15 GHz ($\approx -8,75 \text{ dB}$ ou $0,365$). Isso equivale a um $VSWR$ de $1,23$ em $11,5 \text{ GHz}$ e $2,15$ em 15 GHz . Portanto, a antena operando em $11,5 \text{ GHz}$ é mais apropriada para a elaboração de projetos ou fins comerciais.

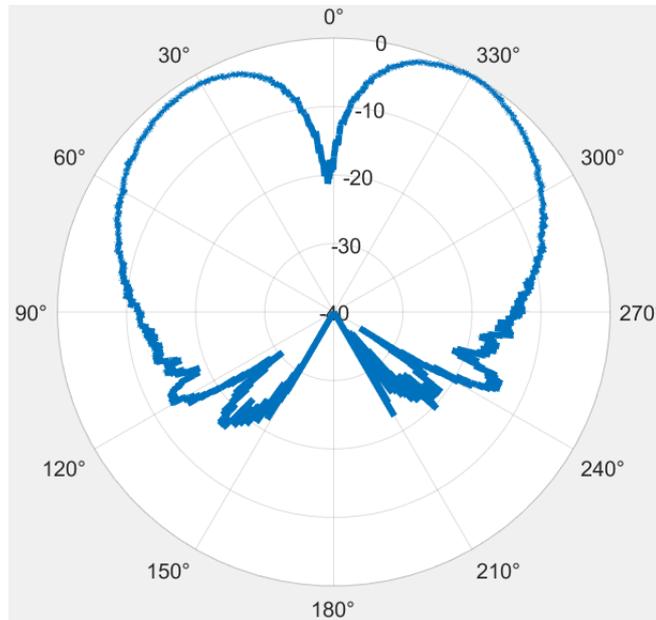


Figura 44: Diagrama da AET só com o refletor principal e o alimentador no plano H com a corneta receptora no plano $\phi = 0^\circ$ para 11,5 GHz.

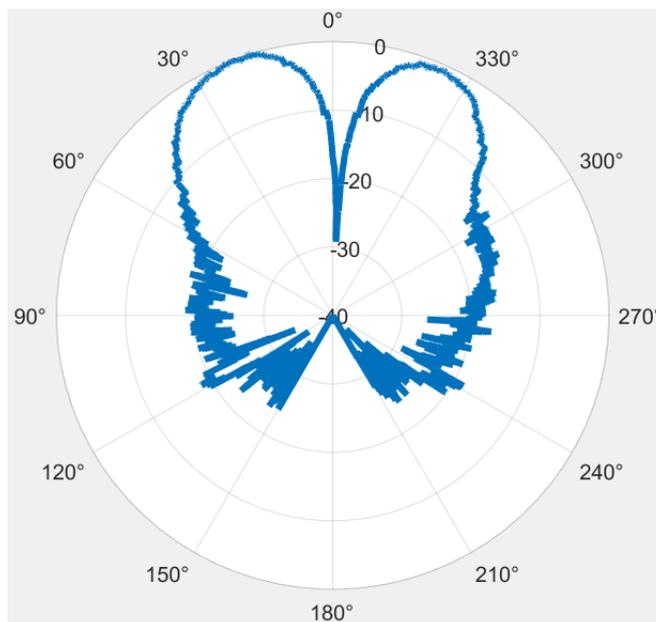


Figura 45: Diagrama da AET só com o refletor principal e o alimentador no plano H com a corneta receptora no plano $\phi = 0^\circ$ para 15 GHz.

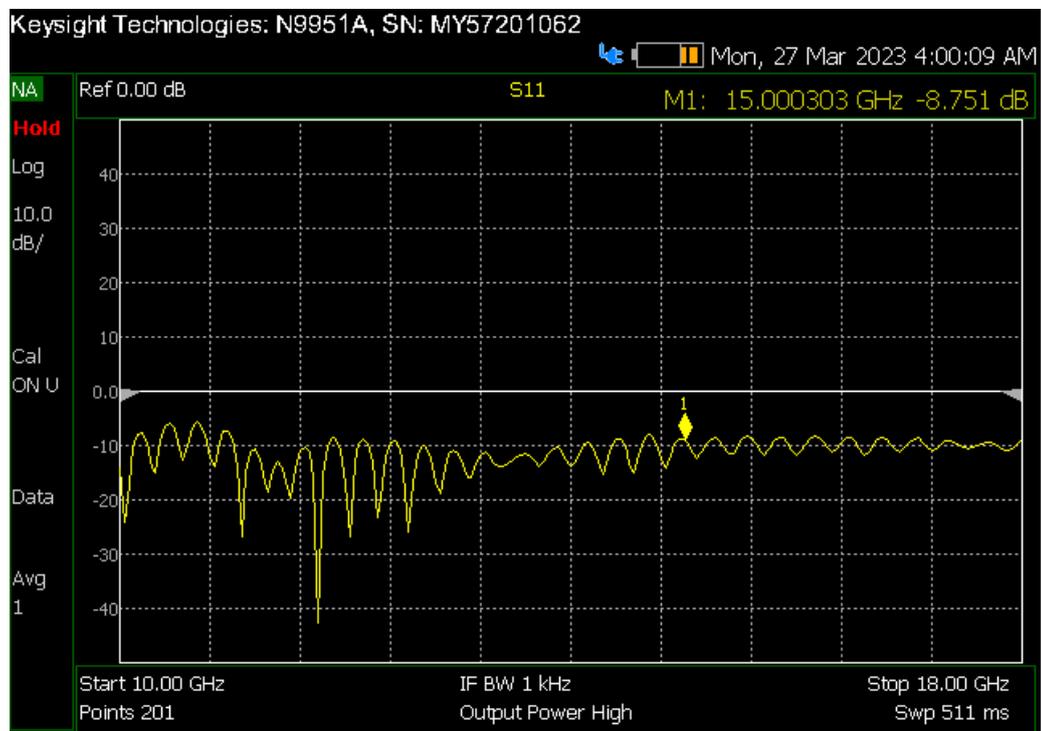


Figura 46: Coeficiente de reflexão S_{11} , em dB, da antena só com o refletor principal e o alimentador.

7 Conclusão

O foco principal deste trabalho foi apresentar os conceitos e os parâmetros principais envolvidos na caracterização de uma antena. Com isso, foram estudados três tipos de antenas: antena corneta, helicoidal e parabólica. Medições foram realizadas em ambiente ecoico e anecoico a fim de analisar o desempenho por meio dos diagramas de radiação e do parâmetro S_{11} de cada antena.

As medições do campo distante das antenas, feitas dentro do laboratório (ambiente ecoico), é bem aproximado já que o tamanho do laboratório não permite distâncias grandes entre a antena transmissora e a receptora. Portanto, provavelmente as medições foram para campo próximo radiante (zona de Fresnel). Em contrapartida, as medições feitas dentro da câmara anecoica foram do campo próximo reativo das antenas. Assim, não convém fazer uma comparação entre os diagramas de cada situação.

Além disso, foram realizadas duas medições adicionais de uma antena com dois refletores axialmente simétricos: a primeira considerando a antena original e a segunda considerando a antena formada apenas pelo refletor principal e o alimentador. A característica de simetria desta antena é notável nos diagramas de radiação.

Dessa maneira, trabalhos futuros serão realizados no intuito de estudar métodos tradicionais de caracterização de antenas em ambiente ecoico e procedimentos modernos com o objetivo de mitigar o eco presente no ambiente, tal como a técnica early-time filtering ou time-gating filtering (TGF). Ainda, poderá ser estudada uma técnica de transformação de campo próximo para campo distante (conhecida como NF2FFT) a fim de avaliar numericamente as características de radiação nessa região de campo.

Referências

- [1] S. M. Wentworth, *Fundamentos de eletromagnetismo com aplicações em engenharia*. Grupo Gen-LTC, 2000.
- [2] C. A. Balanis, *Teoria de Antenas: análise e síntese*, J. R. Souza, Ed. Brasil: LTC, 2009.
- [3] L. C. Trintinalia, "Diagrama de radiação de antenas," 2007. [Online]. Available: https://edisciplinas.usp.br/pluginfile.php/210854/mod_resource/content/1/APOSTILAS/Exp8.pdf
- [4] E. L. d. M. Mehl, "Antenas." [Online]. Available: <https://www.eletrica.ufpr.br/mehl/te271/3-Antenas.pdf>
- [5] C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*. John Wiley & sons, 2015.
- [6] B. M. Notaros, *Eletromagnetismo*. Pearson, EUA, 2012.
- [7] G. S. da Rosa, *Aula 3.2 em Eletromagnetismo I: Polarização associada a uma onda plana*. Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, 2021.
- [8] J. C. d. O. Medeiros, *Princípios de Telecomunicações Teoria e prática*. Saraiva Educação SA, 2005.
- [9] R. S. Alípio, *Modelagem Eletromagnética de antenas Corneta Piramidais*. CEFET-MG, 2007. [Online]. Available: https://www.eng-eletrica.bh.cefetmg.br/wp-content/uploads/sites/191/2019/08/3-Modelo_monografia_21_11.pdf
- [10] E. Braun, "Some data for the design of electromagnetic horns," *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 4, no. 1, pp. 29–31, 1956.
- [11] *Experimento 6 em Laboratório de Antenas: Antena helicoidal*. Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, 2022.
- [12] G. S. da Rosa, *Aula 3.5 em Eletromagnetismo I: Casamento de impedâncias usando linhas de transmissão*. Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, 2021.
- [13] *Experimento 10 em Laboratório de Antenas: Refletor parabólico*. Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, 2022.
- [14] M. Sadiku, "Elementos de eletromagnetismo, vol. único," *Porto Alegre, Rio Grande do Sul: Bookman*, 2004.
- [15] J. R. Bergmann, *Aula 2 em Antenas: Características das antenas*. Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, 2022.
- [16] R. R. Rodrigues, "Lentes baseadas em metamaterial para antenas rfid," 2019.
- [17] N. E. Soares, "Redução da interferência entre duas antenas de microfita nas faixas de ..." 2021. [Online]. Available: <https://www.lume.ufrgs.br/bitstream/handle/10183/223571/001127215.pdf?sequence=1>
- [18] J. D. Kraus, "Antennas mcgraw-hill," *New York*, 1988.
- [19] J. Reitz, F. Milford, and R. Christy, "Fundamentos da teoria eletromagnética. rio de janeiro: Ed," 1982.
- [20] "Perguntas freqüentes de point-to-point wireless," Feb 2022. [Online]. Available: https://www.cisco.com/c/pt_br/support/docs/wireless-mobility/wireless-fixed/9217-p2p-faq.html
- [21] A. C. S. Ourique, "Estudo preliminar de antenas para uso em rastreamento de animais através de satélites brasileiros." [Online]. Available: <http://marte2.sid.inpe.br/col/dpi.inpe.br/marte2/2013/05.29.00.02.34/doc/p0837.pdf>
- [22] S. L. d. Souza *et al.*, "Análise e síntese de antenas yagi-uda e biquad," 2017.
- [23] F. J. D. d. Oliveira *et al.*, "Análise paramétrica de antenas anelares de microfita," 2019.
- [24] V. G. Pinheiro *et al.*, "Análise teórica e experimental de um projeto de medidor de swr e analisador de antenas," 2019.
- [25] S. F. F. d. Araujo, "Antena da banda ku (60cm) com emprego na banda c."
- [26] P. A. G. Soares, "Antenas cornetas para o satélite cosmogal," Ph.D. dissertation, Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, 2013.
- [27] V. F. Fusco, *Teoria e técnicas de antenas: princípios e prática*. Bookman Editora, 2009.
- [28] H. G. da Costa¹, M. A. B. Pinto¹, G. F. Vicentine¹, L. P. G. de Mendeiros¹, C. A. S. de Oliveira¹ *et al.*, "Utilização do simulador feko para análise de ganho e diretividade de uma antena corneta operando em 6 ghz."

- [29] L. da Silva Mello, *Aula 2.1 em Eletromagnetismo II: Guias de onda retangulares*. Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, 2022.
- [30] G. G. R. Gomes, "Antenas para radioenlaces ponto a ponto." [Online]. Available: <http://cesarkallas.net/arquivos/faculdade-pos/TP304-sistemas-radioenlaces-digitais/SRD-2V2011PG.pdf>
- [31] J. C. de Oliveira, "Projeto e otimização de antenas helicoidais não uniformes," 2013.
- [32] J. C. Martins, "Simulação e construção de um par de antenas helicoidais para uso nas aulas de ondas e antenas," *Engenharia Elétrica-Tubarão*, 2020.
- [33] M. G. Lalli, "Design de antenas helicoidais para operação na banda x," 2021.
- [34] E. O. A. Gomez, "Diseño de una antena helicoidal miniaturizada con estructuras de meandros," 2019.
- [35] F. L. Saavedra *et al.*, "Projeto de uma antena helicoidal na banda de 433 mhz para a comunicação entre hardwares no laboratório de acionamentos elétricos." 2020.
- [36] A. M. V. d. S. Lopes *et al.*, "Controlo de uma antena parabólica para seguir a órbita do satélite sseti-eseo," 2009.
- [37] T. H. Brandão *et al.*, "Antenas parabólicas de banda dupla baseadas em fss para radares e comunicação," 2019.
- [38] J. M. Huidobro, "Antenas de telecomunicaciones," *Revista digital de acta*, vol. 4, 2013.
- [39] V. L. G. MOTA and D. D. P. D. B. CUSTO, "Ppgeet-programa de pós-graduação em engenharia elétrica e de telecomunicações."
- [40] E. F. Tecnológica, "Desafios para a prototipagem e caracterização eletromagnética de dispositivos de radiofrequência," 2012.
- [41] J. S. ROCHA *et al.*, "Absorvedores eletromagnéticos para uso em câmaras anecóicas." 2006.
- [42] R. N. de Barros Carvalho, "Análise no domínio do tempo de antenas duplo-refletores para cobertura omnidirecional," 2018.
- [43] W. de Carvalho Jr, G. F. Soares, F. J. Moreira, and J. R. Bergmann, "Síntese e análise de antenas de duplo-refletores clássicos para cobertura omnidirecional," *submetido ao XI Simp. Bras. Microondas e Optoeletrônica (MOMAG 2004)*, São Paulo, 2004.
- [44] L. R. G. d. Silva, "Análise e síntese geométrica de antenas duplo-refletores para cobertura omnidirecional," 2021.
- [45] T. C. D. Silva, M. A. MAYRINK, and F. J. MOREIRA, "Projeto interativo de antenas com duplo-refletores clássicos axialmente simétricos," *IX Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica (SBMO 2000)*, João Pessoa, PB, pp. 218–222, 2000.
- [46] F. J. Moreira and A. Prata, "Generalized classical axially symmetric dual-reflector antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, no. 4, pp. 547–554, 2001.
- [47] R. A. Penchel, "Modelagem geométrica de antenas duplo-refletores para cobertura omnidirecional," 2009.