

Trabalho de Graduação

**O MECANISMO DE IRRADIAÇÃO
DE ANTENAS**

Gabriel César Veloso de Oliveira

Brasília, Dezembro de 2023

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA

FACULDADE DE TECNOLOGIA

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
Faculdade de Tecnologia

Trabalho de Graduação

**O MECANISMO DE IRRADIAÇÃO
DE ANTENAS**

Gabriel César Veloso de Oliveira

*Relatório submetido ao Departamento de Engenharia
Elétrica como requisito parcial para obtenção
do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica*

Banca Examinadora

Prof. Marco Antonio Brasil Terada, ENE/UnB _____
Orientador

Prof. Leonardo Aguayo, ENE/UnB _____
Examinador interno

Prof. Artur Nogueira de São José, ENE/UnB _____
Examinador interno

FICHA CATALOGRÁFICA

GABRIEL CÉSAR VELOSO DE OLIVEIRA
O Mecanismo de Irradiação de Antenas

Distrito Federal, 2023
/FT/UnB

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

Oliveira, G.C.V.; (2023).O Mecanismo de Irradiação de Antenas. Trabalho de Graduação em Engenharia Elétrica, Publicação , Faculdade de Tecnologia, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 64 p.

CESSÃO DE DIREITOS

AUTOR: Gabriel César Veloso de Oliveira
TÍTULO DO TRABALHO DE GRADUAÇÃO: O Mecanismo de Irradiação de Antenas

GRAU: Engenheiro

ANO: 2023

É concedida à Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias deste Trabalho de Graduação e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. O autor reserva outros direitos de publicação e nenhuma parte desse Trabalho de Graduação pode ser reproduzida sem autorização por escrito do autor.

Gabriel César Veloso de Oliveira
SHIGS 715 Bloco I Casa 25
70381-709 Brasília - DF - Brasil

Agradecimentos

Agradeço antes de tudo ao meu orientador, Marco Antônio Brasil Terada, pela orientação deste trabalho, paciência e fonte de inspiração. Além disso, sou muito grato pela disciplina de Antenas que me abriu um leque de oportunidades em Telecomunicações e me permitiu fazer um projeto de pesquisa, ser monitor e também trabalhar nesta área. Agradeço pela confiança e pela oportunidade de demonstrar meu potencial academicamente. Sua sabedoria e apoio significam muito para mim.

Gostaria de expressar minha profunda gratidão aos meus familiares por serem a fonte constante de apoio e incentivo ao longo desta jornada acadêmica. As palavras encorajadoras, compreensão e amor incondicional foram pilares essenciais para o meu sucesso. Cada membro desta família é uma peça fundamental nesta minha caminhada, e por isso, minha gratidão é imensurável.

À minha mãe Glória por todo amor e puxões de orelha, à minha família da 715 Sul, Tio Sylvio, Tia Bia, Tio Ricardo, Tia Sônia, Tia Marlene, Vitória, Amanda e Lys por sempre estarem comigo nos momentos mais difíceis da minha vida. À Tia Edi, Tio Luiz e meus primos Arthur e Ana que são incríveis fonte de inspiração.

À todos meus amigos da turma 107 em especial ao Emmanuel Victor, Marcelo Souza, Patrick Ahotondji e Kleber Lucas pelas risadas, duplas de laboratório e superação em vários desafios da graduação da Engenharia Elétrica na Universidade de Brasília.

Por fim, agradeço ao Professor Judson Braga pela monitoria, reuniões e orientações no projeto de pesquisa. Ao Professor Renato Borges pelo incentivo, animação e energia transmitida aos alunos que cursam Controle. À querida Vera que salva todos os alunos do Departamento com uma inexplicável proatividade e rapidez.

Gabriel César Veloso de Oliveira

RESUMO

As antenas são dispositivos essenciais para a sociedade uma vez que elas têm importantes funções no meio de telecomunicações por possibilitarem a transmissão e recepção de sinais sem fio, como rádio, televisão, comunicações por satélite e redes sem fio. Além disso, as antenas são fundamentais em áreas como telefonia móvel, sistemas de navegação por GPS e muitas outras aplicações tecnológicas. Neste trabalho, alguns modelos e aspectos de antenas serão discutidos por meio de bibliografias consistentes e coerentes a fim de mostrar seu funcionamento e também como ocorre a irradiação das antenas na ausência de um meio físico.

Por fim, este trabalho tem como objetivo discutir as equações de eletromagnetismo e o funcionamento de antenas de uma maneira menos abstrata com o propósito ser um projeto que esclareça o mecanismo de irradiação de antenas e seja um meio contra *fake news* e temores infundados sobre este tema. Este trabalho foi escrito visando englobar tanto os especialistas da área de antenas quanto o público que tenha familiaridade prévia com princípios matemáticos e físicos e interesse em compreender conceitos técnicos, visto que o mecanismo de irradiação das antenas continua intrigando e despertando a curiosidade de muitos [1].

Palavras-chave: Antenas, Irradiação, Mecanismo

ABSTRACT

Antennas are essential devices for society, as they play crucial roles in the field of telecommunications by enabling the wireless transmission and reception of signals, such as radio, television, satellite communications, and wireless networks. Additionally, antennas are fundamental in areas such as mobile telephony, GPS navigation systems, and many other technological applications. In this work, various antenna models and aspects will be discussed through consistent and coherent bibliographic sources to illustrate their functioning, as well as how antenna irradiation occurs in the absence of a physical medium.

In conclusion, this work aims to explore the equations of electromagnetism and the operation of antennas in a less abstract manner, intending to be a project that clarifies the antenna irradiation mechanism and serves as a countermeasure against misinformation and unfounded fears on this subject. This project was written with the intention of encompassing both antenna experts and audiences with prior familiarity with mathematical and physical principles and an interest in understanding technical concepts since the antenna irradiation mechanism continues to intrigue and arouse the curiosity of many [1].

Key-words: Antennas, Irradiation, Operation

Sumário

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO	1
1.2	DEFINIÇÃO DO PROBLEMA	2
1.3	OBJETIVOS DO PROJETO	2
2	CONCEITOS FUNDAMENTAIS	3
2.1	ANTENAS	3
2.1.1	ANTENA ISOTRÓPICA	5
2.1.2	ANTENA DIPOLO INFINITESIMAL	7
2.2	PARÂMETROS PRINCIPAIS DAS ANTENAS	11
2.2.1	RESISTÊNCIA DE IRRADIAÇÃO	11
2.2.2	DIAGRAMA DE IRRADIAÇÃO	13
2.2.3	DIRETIVIDADE E GANHO	18
2.2.4	POLARIZAÇÃO	20
2.3	ANTENA DE BANDA LARGA	25
2.3.1	ANTENA LOG-PERÍODICA	26
3	DEMONSTRAÇÃO MATEMÁTICA DE ONDAS ELETROMAGNÉTICAS	28
3.1	INTERPRETAÇÕES FÍSICAS DO GRADIENTE, DIVERGENTE E ROTACIONAL	28
3.1.1	GRADIENTE	29
3.1.2	DIVERGENTE	29
3.1.3	ROTACIONAL	32
3.2	FUNDAMENTOS DO ELETROMAGNETISMO	34
3.3	SOLUÇÃO DAS EQUAÇÕES DE MAXWELL PARA PROBLEMAS DE IRRADIAÇÃO COM ($\sigma = 0$)	36
3.4	ONDAS RETANGULARES E SEPARAÇÃO DE VARIÁVEIS: SOLUÇÃO ANALÍTICA PARA MODOS TE	38
4	MECANISMO DE IRRADIAÇÃO DE ANTENAS	41
5	SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS: ANTENAS REFLETORAS E RADIOASTRONOMIA	53
5.1	O PROGRAMA SUL-AFRICANO DE RADIOASTRONOMIA E O SQUARE KILO-METER ARRAY (SKA)	56
5.2	SIMULAÇÕES	59

Lista de Figuras

2.1	Tipos comuns de linhas de transmissão para alimentação de antenas filamentosas [1].	4
2.2	Esquemático das antenas [8]	4
2.3	Transição guiada para transição em espaço livre [8]	5
2.4	Fonte pontual com irradiação uniforme em todas as direções [8]	5
2.5	Representação 2D da onda esférica [8]	5
2.6	(a) Sistema de coordenadas esféricas [8]. (b) Sistema de coordenadas esféricas com vetores unitários nas direções \vec{a}_r , \vec{a}_θ e \vec{a}_ϕ [8]	6
2.7	Distribuição uniforme da corrente em um pedaço de fio [8]	7
2.8	Ondas eletromagnéticas irradiadas pelo dipolo infinitesimal [8]	8
2.9	(a) Campos irradiados com as componentes de campo elétrico E_r , E_ϕ e E_θ [8]. (b) Regra da mão direita [8]	10
2.10	Instruções da Regra da mão direita [12]	10
2.11	Representação do campo magnético e elétrico do dipolo infinitesimal [8]	11
2.12	Folha de catálogo de uma antena painel [8]	11
2.13	Representação da potência irradiada pela antena como se fosse uma potência “dissipada” [8]	12
2.14	Antena dipolo infinitesimal no centro de uma superfície esférica [8]	12
2.15	Diferentes diagramas de irradiação de antenas [8]	14
2.16	Diagrama de irradiação para Antena Isotrópica [8]	14
2.17	Diagrama de irradiação para antena dipolo infinitesimal [8]	15
2.18	Diagramas de irradiação e lobos [8]	16
2.19	Diagrama de irradiação em coordenadas retangulares [8]	17
2.20	Diagrama de irradiação em curvas de contorno [8]	17
2.21	Satélite Telstar 5 [8]	18
2.22	Representação da Diretividade Crescente [8]	19
2.23	Diagrama de irradiação esférica [8]	19
2.24	(a) Rotação da onda (b) Elipse de polarização [8]	21
2.25	Polarização linear vertical [8]	22
2.26	Polarização linear horizontal [8]	22
2.27	Polarização linear inclinada [8]	23
2.28	Exemplo de antenas com polarização linear [8]	23
2.29	Antena Yagi-Uda que tem polarização linear [8]	23
2.30	Polarização circular esquerda [8]	24

2.31	Polarização circular direita [8].....	24
2.32	Antenas de transmissão FM com polarização circular de onda [8].....	25
2.33	Antenas de drones com polarização circular de onda [8].....	25
2.34	Frequência da antena banda larga [8]	25
2.35	Antena Log-Periódica [8]	26
2.36	Diagrama de irradiação da Antena Log-Periódica [8].....	27
2.37	Gráfico do módulo da impedância de entrada em função da frequência em uma escala logarítmica [8].....	27
3.1	Curvas de nível [10]	29
3.2	Representações para diferentes casos do divergente.....	30
3.3	Paralelepípedo retangular de volume infinitesimal [15]	31
3.4	Folha sobre superfície com fluxo	33
3.5	Folha no plano $x-y$ [15].....	33
4.1	Antena conectada por cabo com a RRU [21]	41
4.2	Carga uniformemente distribuída em um fio cilíndrico de seção reta circular [7].....	42
4.3	Configurações de fios para irradiação [7].....	44
4.4	Ilustração de como uma partícula carregada acelerada irradia [1]	45
4.5	Campos de um dipolo de cargas oscilatórias, em vários instantes de tempo [7]	46
4.6	Linha de transmissão terminada em circuito aberto, mostrando correntes, cargas e campos [1]	47
4.7	Correntes e campos máximos de um dipolo de meia-onda criado ao dobar as extremidades da linha de transmissão [1]	47
4.8	Fonte, linha de transmissão, antena e desprendimento de linhas de campo elétrico [7]	49
4.9	Linhas de campo elétrico de ondas de espaço livre para uma antena de $\lambda/2$ em $t = 0, T/8, T/4$ e $3T/8$ [7]	50
4.10	Linhas de campo elétrico de ondas de espaço livre para antena bicônica [7]	51
4.11	Formação e desprendimento de linhas de campo elétrico para dipolo curto [7]	52
5.1	Princípio básico de operação de um espelho refletor parabólico. A superfície parabólica é formada ao girar a curva parabólica em relação ao seu eixo de simetria (eixo “ s ”) [23]	53
5.2	The Very Large Array (VLA) radiotelescópio no Novo México [23]	54
5.3	A evolução dos sistemas de antenas refletoras: (a) refletor único e axissimétrico; (b) refletor duplo e axissimétrico; (c) refletor único deslocado; (d) refletor duplo deslocado. Os refletores principais são parabólicos [23].....	55
5.4	Radiotelescópio KAT-7 [23]	57
5.5	O radiotelescópio MeerKAT, um conjunto de 64 antenas de 13,5 metros [23]	58

5.6	KAT-7 e as medições do MeerKAT em diferentes fases de implantação de um buraco negro no espaço profundo de 0,9 a 1,67 GHz. Observe o aumento de detalhes na imagem das emissões de radiofrequência, inicialmente mostradas no canto superior esquerdo, medidas pelo KAT-7, e no canto superior direito e inferior pelo MeerKAT, respectivamente, com 4 e 16 antenas refletoras (as imagens inferiores geradas com cerca de um ano de diferença) [23]	59
5.7	Galáxia NGC 3109 [22].....	59
5.8	Galáxia NGC 3109 captada pelo KAT-7 [22]	60
5.9	Entrada de dados para o plano de 45 graus (onde a polarização cruzada é teoricamente máxima, mas neste caso, abaixo do range visível plotado)	61
5.10	Diagrama de Irradiação: resultado computacional	61
5.11	Parâmetros de uma geometria genérica de um refletor [23]	62

Lista de Tabelas

3.1	Equações de Maxwell e seus respectivos significados	36
-----	---	----

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolos

r	raio
ϕ	phi
θ	theta
P_T	Potência Total
π	pi
\mathcal{P}	Densidade de Potência
E	Intensidade de Campo Elétrico
η_0	Impedância Característica
ω	Ômega
H	Intensidade do campo Magnético
L	Comprimento físico do condutor
i	Corrente
λ	Lambda
Ω	Ohm
e	Número de Euler
β	Beta
R_t	Resistência Total
D	Diretividade
∇	Nabla
∂	Del
\vec{J}_T	Densidade de corrente total
ϵ	Permissividade Elétrica
\hat{B}	Densidade do Fluxo Magnético
\hat{E}	Intensidade do Campo Elétrico
μ	Permeabilidade Magnética
Φ	Potencial Elétrico Escalar

Siglas

Anatel	Agência Nacional de Telecomunicações
RF	Rádio Frequência
cos	Cosseno
sen	Seno

Capítulo 1

Introdução

Atualmente, a conectividade é fundamental para a sociedade, as antenas emergem como dispositivos imprescindíveis para essa revolução. Ao discutir o mecanismo de irradiação de antenas, não apenas surgem oportunidades para uma compreensão mais profunda da física envolvida, mas também desencadeia-se uma cascata de possibilidades para aprimorar a eficiência e a confiabilidade dos sistemas que mantêm o mundo interconectado.

Diante da constante evolução das tecnologias sem fio, as antenas desempenham um papel vital, permitindo a transmissão e recepção eficaz de sinais em diversas áreas. Este projeto aborda os elementos essenciais que regem o funcionamento de antenas, destacando equações matemáticas e simulações relevantes para a compreensão e aplicação do fenômeno de irradiação. Ao explorar diversos modelos de antenas almeja-se proporcionar uma visão científica e abrangente destes dispositivos.

A metodologia empregada contempla uma análise sistemática de bibliografias especializadas e consistentes na área de telecomunicações. Ademais, serão consideradas simulações para ilustrar conceitos fundamentais, oferecendo uma compreensão tangível do fenômeno de irradiação. A exposição detalhada do mecanismo de irradiação a partir de textos, equações, ilustrações e simulações busca tornar este tópico mais acessível para a sociedade e também chamar atenção de especialistas da área de telecomunicações.

Ao explorar o tema do mecanismo de irradiação de antenas nesse projeto, procura-se esclarecer os conceitos que não são visíveis e impulsionam a interconectividade contemporânea, promovendo um entendimento mais amplo e fundamentado acerca do funcionamento deste mecanismo nas antenas e afastar receios sem fundamentos e *fake news*.

1.1 Contextualização

Num mundo cada vez mais conectado, as antenas desempenham um papel vital na infraestrutura de comunicação. No entanto, a expansão da tecnologia e a implementação de novas gerações de redes, como por exemplo o 5G, frequentemente geram preocupações e desinformação sobre os

potenciais impactos à saúde [2].

Dito isso, é fundamental que as autoridades desempenhem um papel ativo na comunicação de informações precisas e cientificamente embasadas sobre as antenas. Este trabalho aborda os principais conceitos e equações da teoria de eletromagnetismo de uma forma menos abstrata a fim de dar transparência aos temas e desta forma afastar temores infundados e mitos que circundam a exposição a essas tecnologias [2, 3, 4].

No Brasil, a Agência Nacional de Telecomunicações figura como uma peça crucial no cenário das comunicações no Brasil. Sua criação em 1997 marcou o início de uma regulação mais efetiva e abrangente para o setor de telecomunicações do país. Subordinada ao Ministério das Comunicações, a Anatel desempenha uma série de funções essenciais que permeiam desde a regulamentação até a fiscalização dos serviços prestados pelas operadoras [5, 6].

1.2 Definição do problema

Este trabalho discute o mecanismo de irradiação de antenas e descreve como estes dispositivos emitem ondas eletromagnéticas que são importantes na comunicação do dia a dia para a transmissão e recepção de sinais e informações. O projeto foi escrito para abranger pessoas que não são necessariamente das áreas de Matemática ou Engenharia, mas que tenham conhecimento prévio em cálculo diferencial e integral, até aos especialistas de telecomunicações que tenham interesse em saber mais acerca deste tema.

Ademais, várias ilustrações estão presentes para facilitar a visualização de um problema ou explicação e analogias também foram feitas para um melhor entendimento de termos matemáticos e fenômenos físicos.

1.3 Objetivos do projeto

O projeto tem como objetivo discutir o mecanismo de irradiação de antenas. Para isso, conceitos fundamentais de antenas foram explorados como por exemplo polarização, diretividade e diagramas de irradiação. Também foi feita uma aprofundada análise teórica relacionada a esse mecanismo a partir das equações de Maxwell que descrevem as leis de eletromagnetismo.

Em paralelo, propõe-se uma ampla revisão bibliográfica, buscando identificar e analisar estudos prévios que abordem não só o mecanismo de irradiação em antenas, mas também de equações matemáticas para uma maior detalhamento dos problemas. Além disso, foram exploradas as aplicações práticas do mecanismo de irradiação em antenas refletoras no Capítulo de Simulações mostrando uma implementação bem-sucedida.

Ao alcançar esses objetivos, busca-se contribuir significativamente para o corpo de conhecimento existente, fornecendo informações importantes para os profissionais da área e interessados no mecanismo de irradiação.

Capítulo 2

Conceitos Fundamentais

2.1 Antenas

As antenas podem ser entendidas como um transdutor, dispositivo que converte um tipo de energia em outro uma vez que converte uma onda guiada ou confinada em uma linha de transmissão em uma onda eletromagnética no espaço livre no caso de transmissão ou vice versa para o caso de recepção [1].

Além disso, a transferência de sinais elétricos entre dois pontos pode ser feita de duas maneiras, através de uma linha de transmissão ou pelo espaço livre, utilizando antenas nos terminais. Uma linha de transmissão confina os sinais elétricos e a energia associada das ondas eletromagnéticas na região próxima ou no interior da linha de transmissão. Essa também é a situação com circuitos convencionais, em que nenhuma energia aparece distante do circuito. Linhas de transmissão usam com frequência um sistema balanceado de condutores ou uma capa metálica para confinar a energia totalmente em seu interior ou em uma região muito próxima. Uma linha de transmissão requer uma estrutura de guiamento (tipicamente, pelo menos um condutor). Cabos coaxiais, linha de fios paralelos e guias de ondas ocios são exemplos de linhas de transmissão de RF (radiofrequência) como mostra a Fig.2.1 [1].

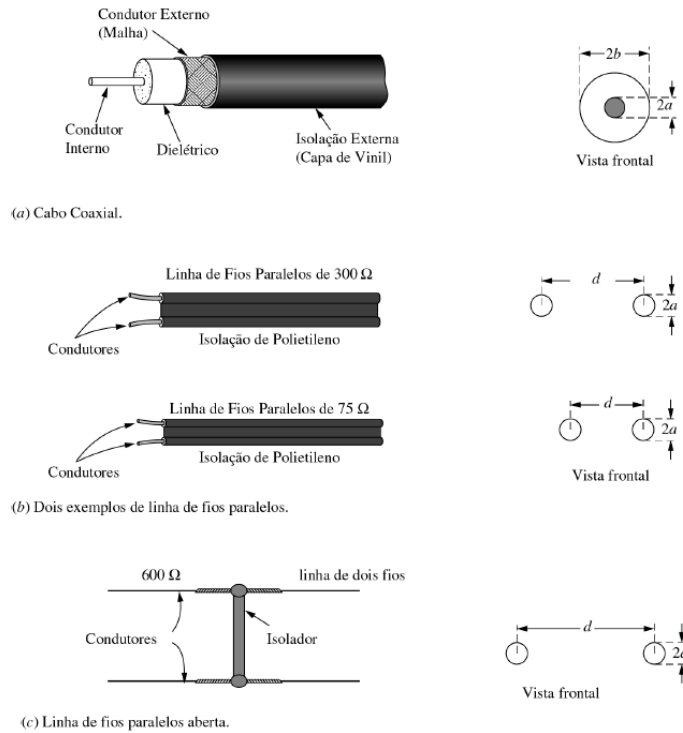


Figura 2.1: Tipos comuns de linhas de transmissão para alimentação de antenas filamentos [1]

No entanto, as antenas não precisam de nenhuma estrutura de guiamento como visto na Fig.2.2, ao contrário das linhas de transmissão, as antenas são dispositivos que irradiam sinais elétricos em grandes distâncias da fonte, desta forma, sendo imprescindíveis na telecomunicação [1, 7].



Figura 2.2: Esquemático das antenas [8]

Ademais, estes dispositivos são projetados de modo a acentuar a irradiação em algumas regiões caso seja o interesse, ou suprimir a irradiação em outras direções. As antenas são bem importantes pois sem elas a onda chegaria ao final da linha de transmissão e encontraria um circuito aberto e sofreria reflexão total. Ademais, são um dispositivo de adaptação que permite que onda flua e, idealmente, não sofra reflexão até que a onda se desprenda dela e seja lançada para o espaço livre como é visto na Fig.2.3 [8]. Além das características já citadas, vale a pena destacar que estes dispositivos são um conversor de ondas eletromagnéticas para sinais elétricos e vice versa, filtro natural de frequência na transmissão e recepção e conversor natural de impedância [9]. Existem

várias formas de antenas e algumas serão discutidas neste trabalho.

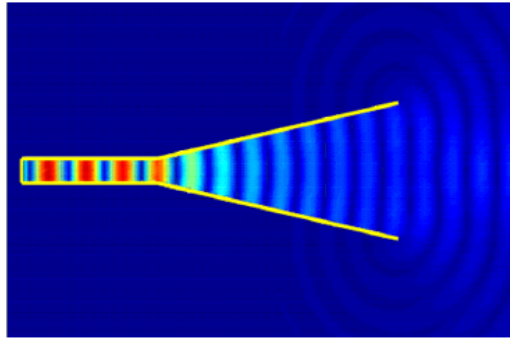


Figura 2.3: Transição guiada para transição em espaço livre [8]

2.1.1 Antena isotrópica

A antena isotrópica é um modelo teórico pois é uma antena ou uma fonte pontual que irradia a potência de forma igual em todas as direções como visto na Fig.2.4, mas que pode ser construída a partir do agrupamento de várias antenas não isotrópicas apontadas para diferentes direções. Além disso, é uma antena de referência que serve para ilustrar o conceito de onda esférica como mostra a Fig.2.5.

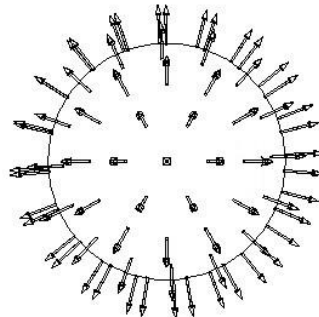


Figura 2.4: Fonte pontual com irradiação uniforme em todas as direções [8]

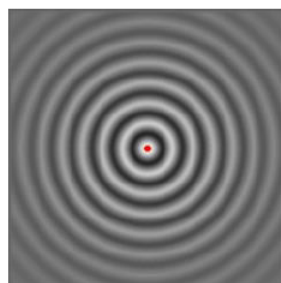


Figura 2.5: Representação 2D da onda esférica [8]

Por ser um modelo teórico, este exemplo é muitas vezes utilizado como referência para avaliar propriedades e características de outras antenas que existem na realidade. Além disso, vale a pena destacar que todas as ondas irradiadas por qualquer modelo de antena são ondas esféricas e isto também vale para a antena isotrópica. As ondas são esféricas, uma vez que apresentam a mesma velocidade de propagação em todas as direções. Nesse sentido, a antena emite energia que, ao longo do tempo e com a propagação dos campos em todas as direções, resulta na formação de uma frente de onda esférica [8].

Uma vez que as ondas irradiadas por antenas são esféricas, é comum a utilização de coordenadas esféricas a fim de se obter uma simplificação para o cálculo de integrais triplas (conceito matemático utilizado para calcular volumes em espaços tridimensionais e aplicadas a funções que dependem de três variáveis) em regiões limitadas por esferas. Além disso, o raio “ r ” é a distância da origem ao ponto “ P ”, θ o ângulo formado entre o raio e o eixo z e ϕ é o ângulo entre a projeção do raio no plano xy com o eixo x , visto na Fig.2.6(a). Estas coordenadas facilitam a notação matemática em problemas nos quais exista simetria em torno de um ponto como mostra a Fig.2.6(b) e a origem esteja colocada neste ponto [8, 10].

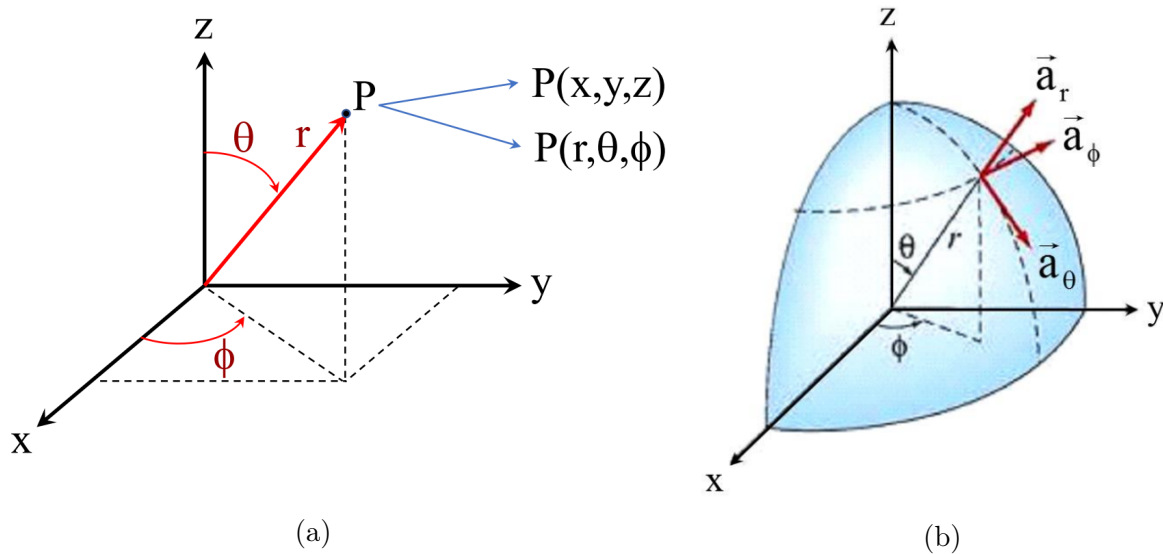


Figura 2.6: (a) Sistema de coordenadas esféricas [8].

(b) Sistema de coordenadas esféricas com vetores unitários nas direções \vec{a}_r , \vec{a}_θ e \vec{a}_ϕ [8]

Sendo “ r ” sendo a distância radial, “ θ ” o ângulo de elevação e “ ϕ ” o ângulo de azimute.

A caracterização da antena ser isotrópica se dá por meio da distribuição uniforme dos campos e da potência em toda a frente de onda. Vale a pena notar que se a velocidade de propagação da onda não fosse igual em todas as direções, a frente de onda não seria esférica. Para esta antena, a potência total irradiada (P_T) que se distribui uniformemente em toda a frente de onda e a densidade de potência (\mathcal{P}) são obtidas a partir de:

$$\mathcal{P} = \frac{P_T}{4\pi r^2} \quad (2.1)$$

A equação (2.1) vale unicamente para a antena isotrópica, uma vez que apenas ela é capaz de

distribuir a energia igualmente em todas as frentes da onda, nas outras antenas essa equação será semelhante, mas não será igual [8]. Para uma onda eletromagnética no espaço livre a densidade de potência é:

$$\mathcal{P} = \frac{E^2}{2\eta_0} \quad \text{Com } \eta_0 = 377\Omega \approx 120\pi\Omega \quad (2.2)$$

No restante do trabalho, impedância característica (η_0) que é a resistência intrínseca de um meio de transmissão, fundamental para garantir eficiência na transmissão de sinais elétricos, será assumida com o valor de $377\Omega \approx 120\pi\Omega$. Além disso, a equação (2.2) apresenta o “2” no denominador pois o valor é o máximo. Agora, igualando (2.1) e (2.2), tem-se o campo elétrico:

$$E = \frac{\sqrt{60P_T}}{r} \quad (2.3)$$

Tendo em vista (2.1) e (2.3) pode-se verificar um detalhe muito importante que ocorre em todas as antenas que é o fato da densidade de potência diminuir com quadrado da distância ($1/r^2$) e o campo elétrico decair apenas com a distância ($1/r$), sendo assim, pode-se chegar a próxima equação de campo:

$$E(r, t) = \frac{A_0}{r} \cos(\omega t - \beta r) \quad (2.4)$$

$$H(r, t) = \frac{E(r, t)}{\eta_0} = \frac{A_0}{\eta_0 r} \cos(\omega t - \beta r) \quad (2.5)$$

Sendo $A_0 = \text{constante}$

2.1.2 Antena dipolo infinitesimal

A antena dipolo infinitesimal ou dipolo ideal também é uma antena de conceito, porém esta é mais parecida com uma antena real. O termo dipolo infinitesimal é utilizado para descrever uma corrente uniforme em amplitude e fase por toda a extensão do elemento radiante e eletricamente pequena tal que $L \ll \lambda$ como ilustrado na Fig.2.7. Sendo “ L ” o comprimento físico do condutor, “ λ ” o comprimento de onda e “ i ” a corrente [1].

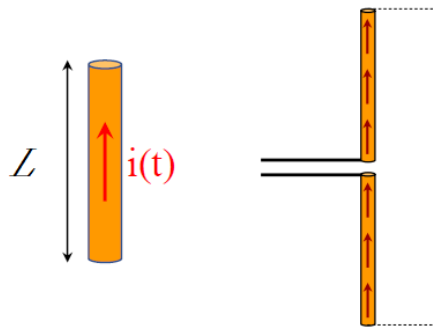


Figura 2.7: Distribuição uniforme da corrente em um pedaço de fio [8]

Além disso, a corrente tem uma variação harmônica (varia cossenoidalmente) no tempo e tem distribuição uniforme ao longo do comprimento “ L ”.

$$i(t) = I_0 \cos \omega t \quad (2.6)$$

Em antenas reais a distribuição de corrente não é uniforme, porém esta antena infinitesimal pode ser utilizada como elemento constitutivo de antenas mais complexas pois na prática existem dipolos muito pequenos, mas deixando claro que a distribuição da corrente não é totalmente uniforme. Visto que há uma variação da corrente no tempo, isto produz campo magnético variável no tempo que gera um campo elétrico variável no tempo e desta forma ocorre a propagação da onda em forma eletromagnética como visto na Fig.2.8 que também pode ser transmitida no vácuo por não precisar de meio material para ocorrer a propagação [8].

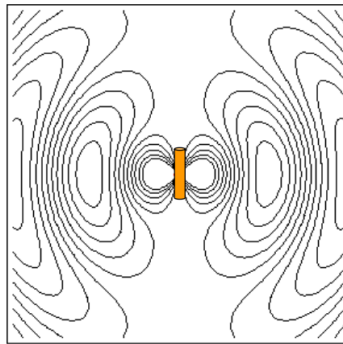


Figura 2.8: Ondas eletromagnéticas irradiadas pelo dipolo infinitesimal [8]

Observando os campos irradiados pelo dipolo infinitesimal como ilustrado na Fig.2.8 é possível notar que os mesmos são diferentes da antena isotópica, uma vez que a energia não se propaga igualmente em todas as direções, por exemplo, na parte superior e inferior não há irradiação alguma pois a corrente varia cossenoidalmente, já nas laterais há a máxima irradiação, fazendo uma analogia do fio da Fig.2.8 com o eixo de rotação da Terra, a irradiação nos Polos Norte e Sul seriam zero e na Linha do Equador a irradiação seria máxima [8].

Até a segunda metade do século XIX, a eletricidade e o magnetismo eram considerados fenômenos distintos, até que James Clerk Maxwell mudou essa visão. No início dessa época, Michael Faraday havia descoberto a indução eletromagnética, estabelecendo uma conexão entre eletricidade e magnetismo. No entanto, a teoria que unificaria esses fenômenos ainda estava por ser formulada.

Maxwell desempenhou um papel crucial nessa unificação e formulou suas equações, integrando as descobertas de Faraday com a teoria matemática de campos. Ele expressou as leis fundamentais do eletromagnetismo em um conjunto de quatro equações, essas equações unificaram as leis elétricas e magnéticas existentes e revelaram uma conexão profunda entre campos elétricos e magnéticos. Através de suas equações, Maxwell mostrou que variações em campos elétricos geram campos magnéticos e vice-versa, propagando-se através do espaço como ondas eletromagnéticas.

Sua obra não apenas unificou conceitos, mas também previu a existência de ondas eletromagnéticas viajando à velocidade da luz. Essa previsão visionária foi confirmada experimentalmente

por Heinrich Hertz alguns anos depois, consolidando a teoria de Maxwell e estabelecendo as bases para a revolução nas comunicações e tecnologias elétricas.

As equações de Maxwell tornaram-se um pilar da física teórica e são amplamente reconhecidas como uma das realizações mais notáveis da história da ciência. A unificação dos fenômenos elétricos e magnéticos desencadeada por Maxwell abriu caminho para uma compreensão mais profunda do eletromagnetismo, estabelecendo as bases para inovações tecnológicas que transformaram drasticamente a sociedade.

Considerando isso, e utilizando as Equações de Maxwell, as expressões do campo elétrico e campo magnético de uma antena dipolo infinitesimal são obtidas respectivamente:

$$E_r = \frac{\eta_0 I_0 L}{2\pi} \cos \theta \left[\frac{1}{r^2} - \frac{j}{\beta r^3} \right] e^{-j\beta r} \quad (2.7)$$

$$E_\theta = \frac{\eta_0 I_0 L}{4\pi} \text{sen} \theta \left[\frac{j\beta}{r} + \frac{1}{r^2} - \frac{j}{\beta r^3} \right] e^{-j\beta r} \quad (2.8)$$

$$E_\phi = 0 \quad (2.9)$$

$$H_r = 0 \quad (2.10)$$

$$H_\theta = 0 \quad (2.11)$$

$$H_\phi = \frac{I_0 L}{4\pi} \text{sen} \theta \left[\frac{j\beta}{r} + \frac{1}{r^2} \right] e^{-j\beta r} \quad (2.12)$$

$$\text{Sendo:} \quad \eta_0 = 377\Omega \approx 120\pi\Omega \quad \beta = \frac{2\pi}{\lambda}$$

A partir das equações (2.7) até (2.12) do campo elétrico e magnético, é possível notar que os campos irradiados têm dependência do ângulo θ e da distância radial (r), mas não dependem do ângulo ϕ , visto que esta antena tem simetria de revolução e desta forma o que ocorre para diferentes valores de ϕ é irrelevante como ilustrado na Fig.2.9(a). Além disso, o campo magnético H apresenta H_ϕ como a única componente não nula e isto ocorre pois cargas elétricas em movimento ilustrado na Fig.2.9(a) geram um campo magnético ao seu redor e nos casos de fios retilíneos longos a direção e sentido deste campo podem ser obtidas a partir da regra da mão direita visto na Fig.2.9(b) [11].

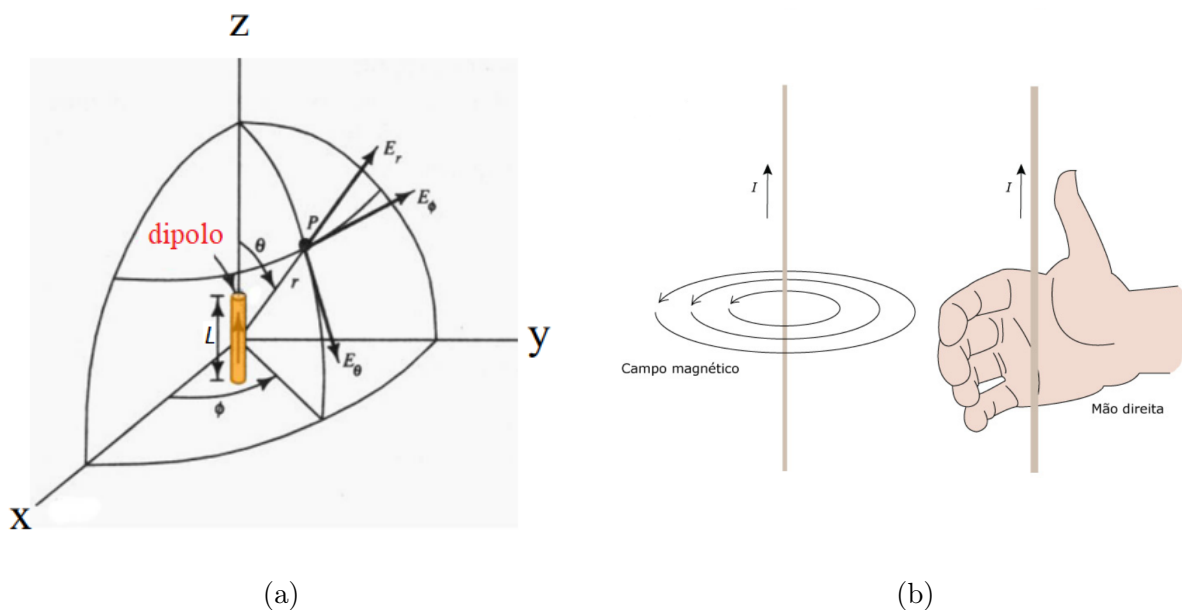
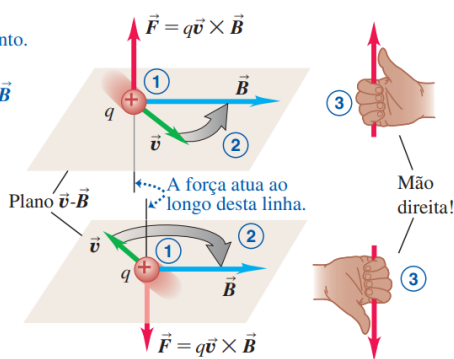


Figura 2.9: (a) Campos irradiados com as componentes de campo elétrico E_r , E_ϕ e E_θ [8].
 (b) Regra da mão direita [8]

Lembrando que segundo a Lei de Ampère, quando uma corrente elétrica percorre um condutor retilíneo, é possível a utilização da regra da mão direita para determinar a direção e sentido do campo magnético, para isto, basta abrir a mão direita e apontar o polegar no sentido da corrente e ao fechar a mão os outros dedos indicarão o sentido e direção do campo magnético visto nas Figs.2.9(b) e 2.10 [11, 12].

Regra da mão direita para determinar a direção e o sentido da força magnética que atua sobre uma carga **positiva** que se move em um campo magnético:

- 1 Coloque as origens de \vec{v} e \vec{B} no mesmo ponto.
- 2 Imagine a rotação de \vec{v} para \vec{B} no plano $\vec{v}-\vec{B}$ (através do ângulo menor).
- 3 A força atua ao longo de uma linha perpendicular ao plano $\vec{v}-\vec{B}$. Feche os dedos da sua *mão direita* em torno dessa linha, na mesma direção e sentido da rotação de \vec{v} . Seu polegar apontará na direção e no sentido em que a força atua.



Se a carga for negativa, a direção e o sentido da força serão *opostos* aos dados pela regra da mão direita.

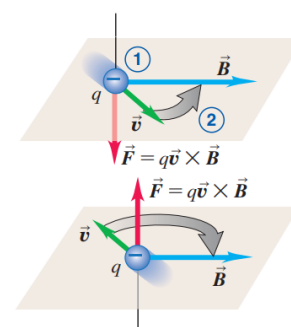


Figura 2.10: Instruções da Regra da mão direita [12]

Vale a pena destacar que as linhas do campo magnético são sempre fechadas e as linhas de campo elétrico quando se desprendem da antena e estão no ar também são fechadas, mas enquanto estiverem presas a uma superfície metálica elas estão ligadas as cargas elétricas e desta forma mostrado na Fig.2.11 a representação dos campos irradiados por um dipolo infinitesimal [8].

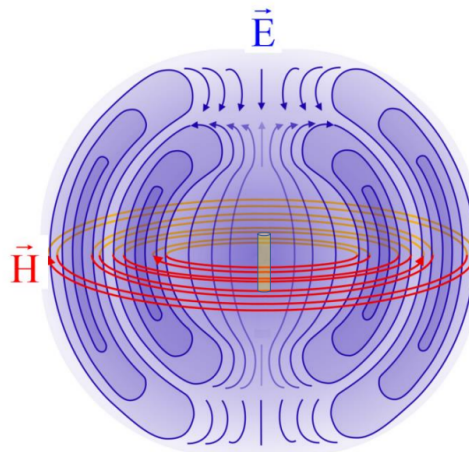


Figura 2.11: Representação do campo magnético e elétrico do dipolo infinitesimal [8]

2.2 Parâmetros principais das antenas

Nesta parte do projeto serão discutidos alguns dos principais parâmetros das antenas como visto no catálogo da Fig.2.12.

ANTENA PAINEL		
749 177		
806 – 894 MHz		
Painel – 65° – 6,8 dBd – 0° T		
Descrição	749 177 / AP7-850/065 0T	
Faixa de frequência	806-894 MHz	
Ganho	6,8 dBd / 9 dBi	
Impedância	50 ohms	
VSWR	< 1,5:1	
Polarização	Vertical	
Relação Frente/Costas	> 20 dB	
Potência Máxima entrada	400 Watt (para 50°C)	
Largura do ângulo horizontal	65° (meia potência)	
Largura do ângulo vertical	56° (meia potência)	
Conector	DIN 7/16 ou N fêmea	
Peso	1,2 Kg	
Dimensões	264 x 258 x 103 mm	
Área equivalente	0,07 m²	
Velocidade máx. do vento	200 Km/h	
Dimensões da embalagem	312 x 272 x 160 mm	
Montagem	Montagem fixa ou com downtilt mecânico Os painéis podem ser invertidos.	

Figura 2.12: Folha de catálogo de uma antena painel [8]

2.2.1 Resistência de irradiação

A resistência de irradiação é uma resistência fictícia, por isto não será catalogada nos painéis, que dissipa uma potência igual à potência irradiada pela antena. Para facilitar o entendimento será feita uma analogia de uma antena com um resistor como é ilustrado na Fig.2.13 e desta forma a potência irradiada pela antena é igual a potência “dissipada” na resistência de irradiação [8].

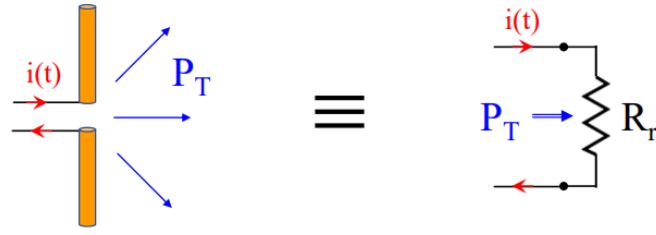


Figura 2.13: Representação da potência irradiada pela antena como se fosse uma potência “dissipada” [8]

Sabe-se que uma antena não é um resistor, uma vez que o objetivo dela não é dissipar calor e sim irradiar ondas eletromagnéticas, contudo, para o elemento que fornece a potência à antena pode considerá-la como um componente que consome potência e por isso a representação de uma antena como um resistor pode ser feita. A potência irradiada pela antena pode ser considerada como “potência dissipada” na resistência de irradiação [8]. A fim de obter a resistência de irradiação é necessário calcular a potência (P_T) irradiada pela antena a partir da integração do vetor Poynting em uma superfície fechada que envolve a antena. Neste trabalho o vetor Poynting será denotado como ($\vec{\mathcal{P}}$).

$$P_T = \oint_S \vec{\mathcal{P}} d\vec{S} = \frac{1}{2} R_r I_0^2 \quad (2.13)$$

A fórmula abaixo é a equação de resistência de irradiação para as antenas:

$$R_r = \frac{2P_T}{I_0^2} \quad (2.14)$$

Para o cálculo do fluxo do vetor de Poynting é necessário definir uma superfície para integração. Neste caso a esfera foi escolhida pois na região de campos distantes, o vetor de Poynting e o vetor $d\vec{S}$ (elemento infinitesimal de superfície) são paralelos como visto na Fig.2.14, uma vez que a integral de superfície tem um produto escalar, a escolha da esfera facilita a operação pois basta multiplicar o módulo dos vetores, mas qualquer superfície poderia ter sido escolhida pois a potência irradiada por uma antena independe da superfície de integração [8].

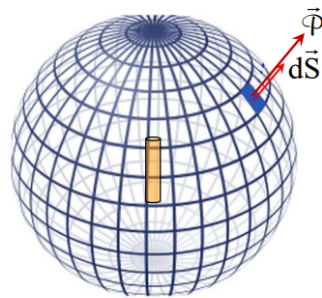


Figura 2.14: Antena dipolo infinitesimal no centro de uma superfície esférica [8]

Para o dipolo infinitesimal e integrando através de uma esfera e lembrando Fig.2.6(b) que \vec{a}_r é um vetor unitário na direção radial:

$$\vec{\mathcal{P}} = \frac{\eta_0}{8} \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 \frac{I_0^2}{r^2} \text{sen}^2(\theta) \vec{a}_r \quad d\vec{S} = r^2 \text{sen}\theta \, d\theta \, d\phi \, \vec{a}_r \quad (2.15)$$

$$\begin{aligned} P_T &= \oint_S \vec{\mathcal{P}} d\vec{S} \\ P_T &= \frac{120\pi}{8} \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 \frac{I_0^2}{r^2} \text{sen}^2(\theta) \vec{a}_r [r^2 \text{sen}\theta \, d\theta \, d\phi \, \vec{a}_r] \\ P_T &= \frac{120\pi}{8} \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 I_0^2 \underbrace{\int_0^{2\pi} \left[\int_0^\pi \text{sen}^3\theta \, d\theta \right]}_{\frac{8\pi}{3}} d\phi \end{aligned} \quad (2.16)$$

$$\begin{aligned} P_T &= \frac{120\pi}{8} \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 I_0^2 \left(\frac{8\pi}{3}\right) \\ P_T &= \frac{960\pi^2}{24} \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 I_0^2 \\ P_T &= 40\pi^2 \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 I_0^2 \end{aligned}$$

Uma vez que a potência irradiada pelo dipolo infinitesimal foi definida, é possível calcular a resistência de irradiação:

$$\begin{aligned} R_r &= \frac{2P_T}{I_0^2} \\ R_r &= 2 \left[40\pi^2 \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 I_0^2 \right] \left(\frac{1}{I_0^2}\right) \\ R_r &= 80\pi^2 \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 \end{aligned} \quad (2.17)$$

Vale a pena reforçar que a resistência de irradiação não está relacionada com a perda da potência, e sim com a potência que é irradiada. A resistência de irradiação é fictícia, sendo associada a capacidade da antena em irradiar a potência. Além disso, (2.17) é utilizada apenas em casos que $L \ll \lambda$ [8].

2.2.2 Diagrama de irradiação

O Diagrama de irradiação é uma representação gráfica de $F(\theta, \phi)$ ou de $G(\theta, \phi)$ que mostra as propriedades de irradiação ou recepção de sinal de uma antena. Na região de campos distantes para qualquer antena, a densidade de potência diminui com quadrado da distância ($1/r^2$) e os campos decaem com a distância ($1/r$) [1, 8], portanto:

$$\mathcal{P}(r, \theta, \phi) = \frac{1}{r^2} F(\theta, \phi) \quad (2.18)$$

$$E(r, \theta, \phi) = \frac{1}{r} G(\theta, \phi) \quad (2.19)$$

Nas equações (2.18) (2.19), tanto $F(\theta, \phi)$ quanto $G(\theta, \phi)$ são funções que dependem apenas das características da antena pois a variação de r para a potência tem o valor de $(1/r^2)$ e para o campo elétrico é $(1/r)$ restando apenas (θ, ϕ) como uma função desconhecida e lembrando que $F = G^2$ e também que θ e ϕ definem a direção da irradiação da potência dos campos. Além disso, este diagrama mostra a amplitude de densidade de potência irradiada ou recebida ou do campo elétrico nas diferentes direções (definidas pelos ângulos θ e ϕ) na região de campos distantes e também é uma representação gráfica de $F(\theta, \phi)$ ou de $G(\theta, \phi)$ a qual mostra as propriedades de irradiação ou recepção de uma antena [8].

Como já foi dito, o formato da frente de onda é sempre esférico independente do tipo da antena. Assim, a figura 2.15 representa como a densidade de potência ou os campos se distribuem na frente de onda, sendo a distribuição da antena isotrópica uniforme, da antena omnidirecional não uniforme e da antena diretiva com uma direção preferencial [8].

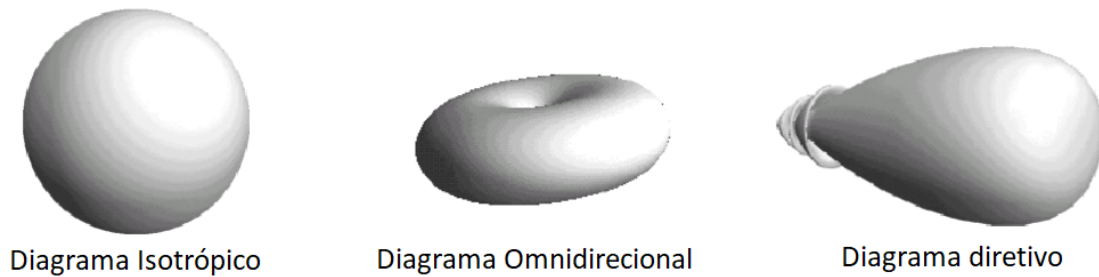


Figura 2.15: Diferentes diagramas de irradiação de antenas [8]

2.2.2.1 Diagrama de irradiação para Antena Isotrópica

Visto que a antena isotrópica irradia igualmente em todas as direções, a função $F(\theta, \phi)$ é constante pois a potência se divide uniformemente em toda a superfície esférica :

$$\mathcal{P} = \frac{P_T}{4\pi r^2} \quad \Rightarrow \quad F(\theta, \phi) = \text{constante} \quad (2.20)$$

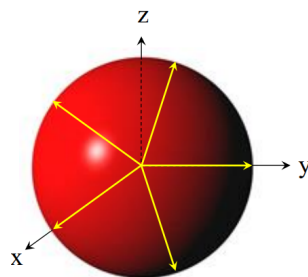


Figura 2.16: Diagrama de irradiação para Antena Isotrópica [8]

2.2.2.2 Diagrama de irradiação para Antena Dipolo Infinitesimal

O dipolo infinitesimal irradia igualmente em um plano e desta forma é uma antena omnidirecional como ilustrado na Fig.2.15 e a representação da irradiação desta antena é simplificada fazendo cortes no plano vertical e horizontal. No plano vertical pode-se reparar que o raio (r) encontrado na representação do corte vertical como mostra a Fig.2.17 é proporcional a potência radiada. Além disso, na parte superior e inferior deste corte, antena não há irradiação de acordo com a Figs.2.8 e 2.17 pois conforme a equação (2.21), $F(\theta, \phi) = \text{sen}^2\theta$ e $\text{sen}^2(0) = 0$, a irradiação neste plano depende apenas de θ e não de ϕ . Já no plano horizontal a representação de irradiação é uma circunferência ilustrada na Fig.2.17 e isso significa que para qualquer direção deste plano a potência irradiada tem o mesmo valor, uma vez que o dipolo infinitesimal irradia igualmente em um plano, antena omnidirecional, e o que foi discutido acerca de transmissão também vale para recepção [8].

$$\mathcal{P} = \frac{\eta_0}{8} \left(\frac{I_0 L}{\lambda} \right)^2 \frac{1}{r^2} \text{sen}^2(\theta) \quad \Rightarrow \quad F(\theta, \phi) = \text{sen}^2(\theta)k \quad (2.21)$$

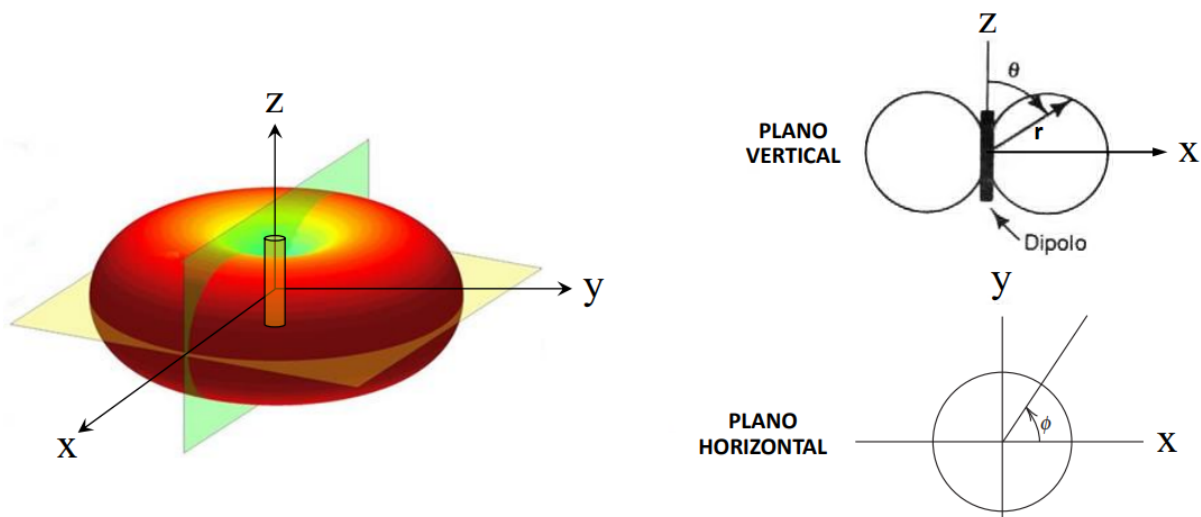


Figura 2.17: Diagrama de irradiação para antena dipolo infinitesimal [8]

2.2.2.3 Características principais do diagrama de irradiação

Introduzir o conceito de lobos em um contexto de antenas é explorar as direções específicas em que as ondas eletromagnéticas são concentradas ou minimizadas. Essas regiões, representadas em um diagrama de irradiação, desempenham um papel crucial na compreensão e no projeto de antenas para diversas aplicações.

Os lobos em um diagrama de irradiação de antena são como “aberturas” que nos permitem visualizar para onde a antena direciona sua potência eletromagnética. O lobo principal concentra a maior parte da irradiação, apontando na direção desejada para transmitir ou receber sinais de maneira eficiente. No entanto, a presença de lobos secundários, regiões menores que podem surgir

em direções indesejadas (ou captação de interferência), adiciona complexidade ao cenário e devem ser minimizados como visto na Fig.2.18.

Compreender a distribuição espacial desses lobos é crucial para otimizar o desempenho das antenas em uma variedade de contextos. Ao mesmo tempo, a presença de lobos nulos, regiões onde a irradiação é minimizada, desempenha um papel estratégico para reduzir interferências indesejadas ou melhorar a seletividade direcional da antena.

A análise dos lobos em um diagrama de irradiação não é apenas uma investigação técnica, mas uma ferramenta indispensável na criação de antenas eficientes para comunicações sem fio, radares, sistemas de posicionamento e muitas outras aplicações eletromagnéticas. A introdução aos lobos nos guia para o fascinante mundo da engenharia de antenas, onde o domínio desses padrões direcionais é essencial para o desenvolvimento contínuo de tecnologias de comunicação e sensoriamento.

Desta forma:

- lobo ou feixe principal: feixe que aponta na direção máxima
- lobo ou feixe principal: feixe que aponta na direção máxima de irradiação
- lobos laterais: ocupam o mesmo hemisfério do lobo principal
- lobos posteriores: ocupam o hemisfério oposto ao do lobo principal

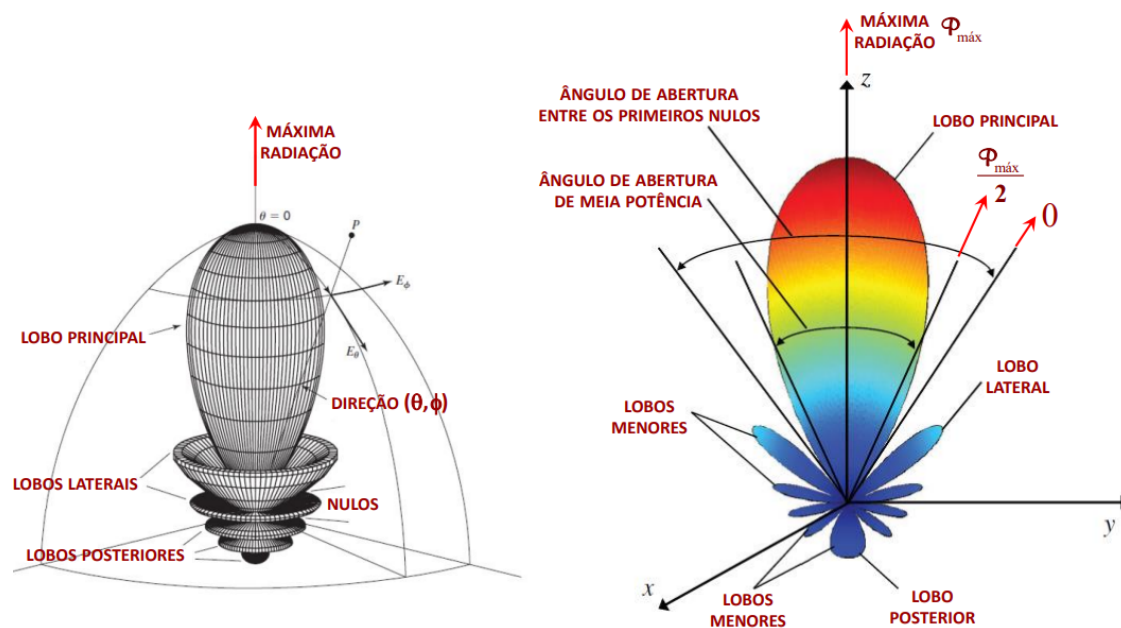


Figura 2.18: Diagramas de irradiação e lobos [8]

Nível de lobo lateral (SLL, Side Lobe Level): razão entre a magnitude do lobo principal e a magnitude do maior lobo lateral:

$$SLL = 10 \log \frac{\mathcal{P}_{principal}}{\mathcal{P}_{lateral}} \quad (2.22)$$

Largura de feixe de meia potência ou ângulo de abertura (HPBW, Half Power Beam Width) é a abertura angular definida pelos feixes nos quais a potência irradiada é metade do valor de potência na direção de máxima irradiação. É também conhecida como largura de feixe de 3dB.

Largura de feixe entre os primeiros nulos (FNBW, Beam width between First Nulls) é a abertura angular definida pelos primeiros nulos adjacentes ao lobo principal. Relação frente-costas (FB, Front to Back Ratio) que é a razão entre a magnitude do lobo principal e a dos lobos posteriores:

$$FB = 10 \log \frac{\mathcal{P}_{principal}}{\mathcal{P}_{posterior}} \quad (2.23)$$

Além da representação em coordenadas esféricas, existem outras formas de se representar o Diagrama de irradiação, como em coordenadas retangulares como visto na Fig.2.19:

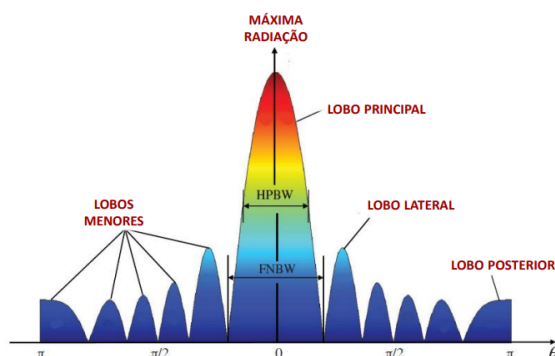


Figura 2.19: Diagrama de irradiação em coordenadas retangulares [8]

A figura acima representa como a antena irradia potência em função do ângulo θ . Além disso, há a representação em curvas de contorno mostradas na Fig.2.20 o qual mostra as curvas de contorno da potência recebida na região e cobertura que é bem similar as curvas de nível estudadas em Cálculo.

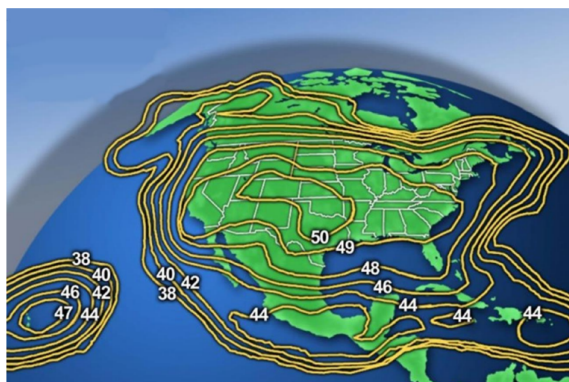


Figura 2.20: Diagrama de irradiação em curvas de contorno [8]

O contorno das curvas do Satélite Telstar 5 visto na Fig.2.21 mostram a potência recebida através dos números indicados na Fig.2.20 e esta representação é importante pois é uma maneira de se mostrar como o sinal de potência se espalha em uma certa região.

- coordenadas polares: o maior interesse é em relação a antena
- coordenadas cartesianas: o maior interesse é em relação a antena
- curvas de contorno: o objetivo é saber como a antena espalha o sinal em uma certa região



Figura 2.21: Satélite Telstar 5 [8]

2.2.3 Diretividade e ganho

Uma importante descrição quantitativa de uma antena é que porção da energia a mesma concentra em uma direção, em detrimento da irradiação em outras direções como visto na Fig.2.18. Essa característica de uma antena é chamada de diretividade e é igual a seu ganho, caso a antena seja 100% eficiente, o ganho é expresso em relação a um irradiador isotrópico ou, às vezes, a um dipolo de meio comprimento de onda [1]. Além disso, o ganho diretivo indica a capacidade da antena de irradiar potência em uma certa direção definida pelos ângulos θ e ϕ . Este ganho é calculado como a razão entre densidade de potência irradiada na direção θ e ϕ e o valor médio espacial da densidade de potência [8]:

$$D(\theta, \phi) = \frac{\mathcal{P}(\theta, \phi)}{\mathcal{P}_{med}} \quad (2.24)$$

sendo \mathcal{P}_{med} :

$$\mathcal{P}_{med} = \frac{P_T}{4\pi r^2} \quad (2.25)$$

tem-se:

$$D(\theta, \phi) = \frac{4\pi r^2 \mathcal{P}(\theta, \phi)}{P_T} \quad (2.26)$$

2.2.3.1 Diretividade

A Diretividade corresponde à razão entre a densidade de potência na direção máxima do diagrama e a densidade de potência média à mesma distância da antena [1]:

$$D = D(\theta, \phi)|_{max} = \frac{\mathcal{P}_{max}}{\mathcal{P}_{med}} \quad (2.27)$$

A diretividade é uma medida da focalização do lobo principal e quanto maior for a diretividade, mais diretiva é a antena como visto na Fig.2.22.

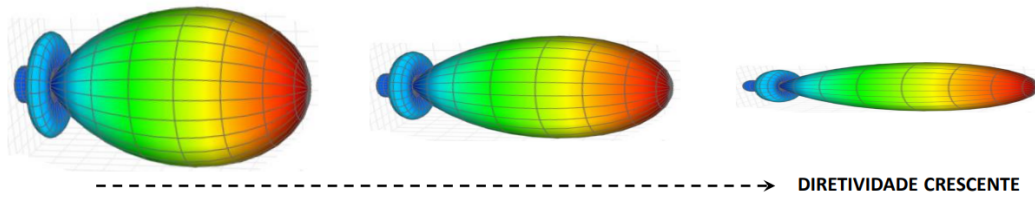


Figura 2.22: Representação da Diretividade Crescente [8]

2.2.3.2 Diretividade em uma antena isotrópica

Uma vez que a antena isotrópica espalha o sinal de forma uniforme em todas as direções, sua diretividade é a menor possível ($D=1$) como representado na Fig.2.23.



Figura 2.23: Diagrama de irradiação esférica [8]

$$D(\theta, \phi) = \frac{4\pi r^2 \mathcal{P}(\theta, \phi)}{P_T} \quad (2.28)$$

$$\mathcal{P}(\theta, \phi) = \frac{P_T}{4\pi r^2} \quad (2.29)$$

sendo assim, $D(\theta, \phi) = 1$

2.2.3.3 Diretividade em uma antena dipolo infinitesimal

O ganho diretivo máximo nesta antena ocorre para $\theta = 90^\circ$ e $D = 1,5$

$$D(\theta, \phi) = \frac{4\pi r^2 \mathcal{P}(\theta, \phi)}{P_T} \quad (2.30)$$

$$\mathcal{P}(\theta, \phi) = \frac{15\pi r^2}{r^2} \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 I_0 \text{sen}^2\theta \quad (2.31)$$

$$P_T = 40\pi^2 \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 I_0^2 \quad (2.32)$$

e a expressão do ganho diretivo é

$$D(\theta, \phi) = 1,5 \text{sen}^2\theta \quad (2.33)$$

2.2.4 Polarização

A polarização de uma antena é determinada pela orientação da onda transmitida. A polarização da onda, por sua vez, indica a direção do campo elétrico da onda irradiada. Sabendo que um mesmo diagrama pode ter polarizações diferentes

Já a polarização da onda irradiada é definida como “a propriedade de uma onda eletromagnética que descreve a direção e a amplitude do vetor de campo elétrico no tempo, sendo a curva traçada, em função do tempo, pela extremidade do vetor em um ponto fixo do espaço e o sentido em que é traçada, sendo observada ao longo da direção de propagação”. Desta forma, a polarização é a curva traçada pela extremidade da seta (vetor) que representa o campo elétrico instantâneo. O campo deve ser observado ao longo da direção de propagação. As Figs.2.24(a) e 2.24(b) mostram uma curva típica em função do tempo [7].

Seja o campo elétrico uma função do espaço e tempo de uma onda que se propaga no sentido $+z$, como mostra a Fig.2.24(b):

$$\vec{E}(z, t) = E_1 \cos(\omega t - \beta z)\vec{i} + E_2 \cos(\omega t - \beta z + \phi)\vec{j} = E_x\vec{i} + E_y\vec{j} \quad (2.34)$$

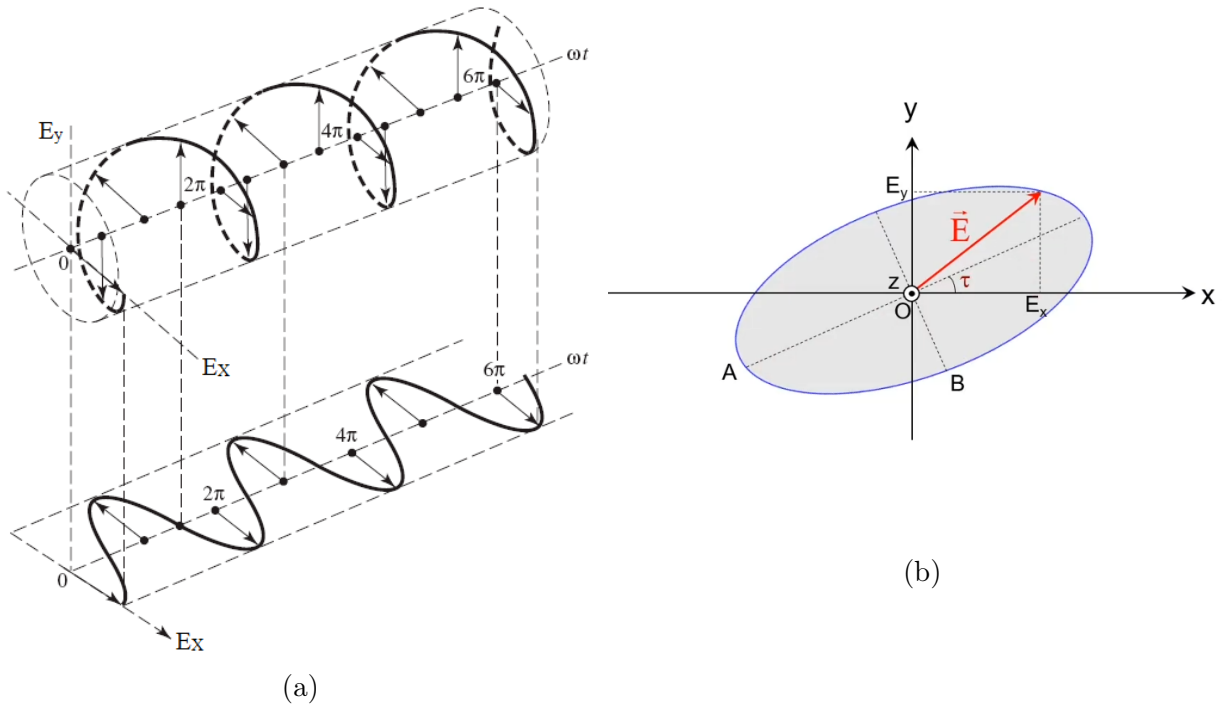


Figura 2.24: (a) Rotação da onda (b) Elipse de polarização [8]

As características da elipse ilustradas pela Fig.2.24(b) dependerão da amplitude da componente horizontal e vertical, respectivamente, E_1 e E_2 e do ângulo (ϕ) de defasagem entre as componentes E_1 e E_2 [8]. Ademais, a razão axial é uma das características da elipse de polarização que é definida por:

$$RA = \frac{\text{eixo maior}}{\text{eixo menor}} = \frac{OA}{OB} \quad 1 \leq RA \leq \infty \quad (2.35)$$

Vale a pena destacar que se a razão axial for igual a 1, a elipse será uma circunferência, ou seja, polarização circular e caso esta razão seja igual a infinito esta elipse será degenerada em um segmento de reta, desta forma sendo uma polarização linear [8].

2.2.4.1 Polarização linear

Na polarização linear o vetor campo elétrico aponta sempre na mesma direção à medida que a onda se propaga, ou seja, uma onda harmonicamente variante no tempo é linearmente polarizada em um dado ponto no espaço se o vetor de campo elétrico ou campo magnético for, neste ponto, sempre orientado na direção de uma mesma linha reta em qualquer instante de tempo. Isto é possível se o vetor de campo elétrico ou magnético tiver somente uma componente ou duas componentes ortogonais que mantêm entre si uma diferença de fase temporal de 180° ou múltiplos de 180° [7, 8].

Além disso, existem casos particulares da polarização linear vertical ($E_1 = 0$) eq.(2.36), horizontal ($E_2 = 0$) eq.(2.37) e inclinada ($\phi = 0$) eq.2.38.

Para a polarização linear vertical, tem-se:

$$\vec{E}(z, t) = E_2 \cos(\omega t - \beta z + \phi) \vec{j} = E_y \vec{j} \quad (2.36)$$

Para a polarização linear horizontal, tem-se:

$$\vec{E}(z, t) = E_1 \cos(\omega t - \beta z) \vec{i} = E_x \vec{i} \quad (2.37)$$

Para a polarização linear inclinada, tem-se:

$$\vec{E}(z, t) = E_1 \cos(\omega t - \beta z) \vec{i} + E_2 \cos(\omega t - \beta z) \vec{j} = E_x \vec{i} + E_y \vec{j} \quad (2.38)$$

Na polarização linear vertical vista na Fig.2.25 a componente horizontal é nula, ou seja, ($E_1 = 0$) $\vec{E} = E_y \vec{j}$, desta forma o campo elétrico sempre estará direcionado para a vertical ou perpendicular em relação ao solo que geralmente é o referencial utilizado [8].

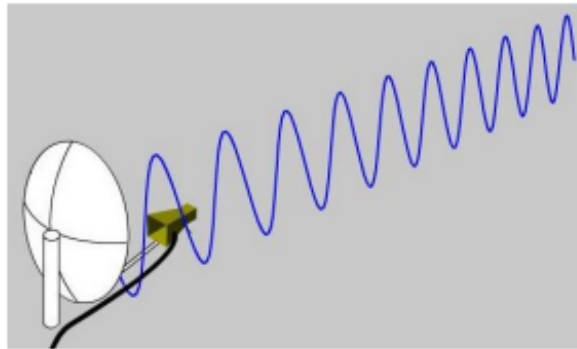


Figura 2.25: Polarização linear vertical [8]

No caso da polarização linear horizontal como visto na Fig.2.26, ($E_2 = 0$) $\vec{E} = E_x \vec{i}$, o vetor campo elétrico está paralelo em relação ao solo [8].

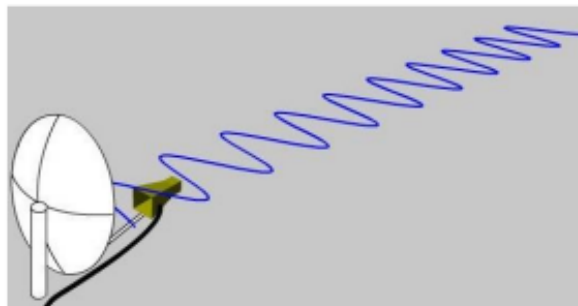


Figura 2.26: Polarização linear horizontal [8]

Para a polarização linear inclinada ilustrada na Fig.2.27 é necessário que a componente horizontal E_1 e a vertical E_2 estejam em fase, portanto, ($\phi = 0$) $\vec{E} = E_x \vec{i} + E_y \vec{j}$ [8].

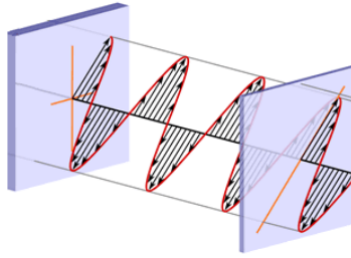


Figura 2.27: Polarização linear inclinada [8]

Existem diversos modelos de antenas com polarização linear e alguns exemplos podem ser vistos nas Figs.2.28 e 2.29.



LOG-PERÍODICA



CORNETA

Figura 2.28: Exemplo de antenas com polarização linear [8]



YAGI-UDA

Figura 2.29: Antena Yagi-Uda que tem polarização linear [8]

2.2.4.2 Polarização circular

Na polarização circular o vetor campo elétrico gira numa circunferência no plano xy à medida que a onda se propaga. Uma onda harmonicamente variante no tempo é circularmente polarizada em um dado ponto no espaço se o vetor de campo elétrico ou campo magnético neste ponto traçar um círculo em função do tempo. As condições necessárias e suficientes para que isto seja possível são que o vetor de campo elétrico ou magnético atenda todos os requisitos seguintes: o campo deve ter duas componentes lineares ortogonais, e a componente vertical e horizontal devem ter a mesma magnitude, as duas componentes devem manter entre si uma diferença de fase temporal igual a um múltiplo ímpar de 90° [7, 8].

$$\vec{E}(z,t) = E_1 \cos(\omega t - \beta z) \vec{i} + E_2 \cos\left(\omega t - \beta z \pm \frac{\pi}{2}\right) \vec{j} = E_x \vec{i} + E_y \vec{j} \quad (2.39)$$

O sentido de rotação é sempre determinado girando a componente de fase adiantada em direção à componente de fase atrasada e observando a rotação do campo à medida que a onda se afasta do observador. Se a rotação do campo for no sentido horário, a onda é circularmente polarizada à direita, $\phi = -90^\circ$, (ou no sentido horário) como mostrado na Fig.2.31, se a rotação do campo for sentido anti-horário, a onda é circularmente polarizada à esquerda, $\phi = +90^\circ$, ou no sentido anti-horário visto na Fig.2.30. A rotação da componente de fase adiantada em direção à componente de fase atrasada deve ser feita ao longo da separação angular entre as duas componentes que for menor que 180° . Fases iguais ou maiores que 0° e menores que 180° devem ser consideradas adiantadas, enquanto as fases iguais ou maiores que 180° e menores que 360° devem ser consideradas atrasadas [7].

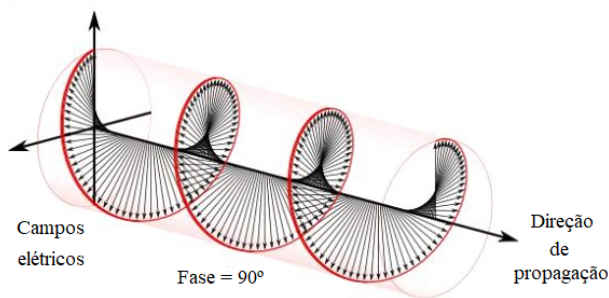


Figura 2.30: Polarização circular esquerda [8]

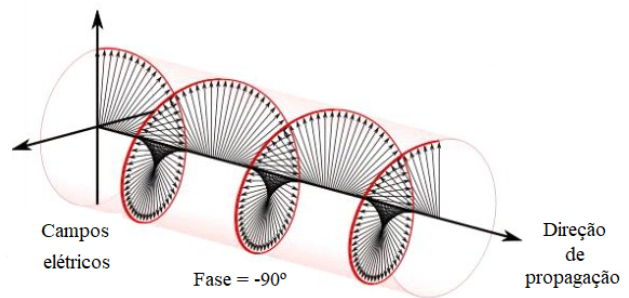
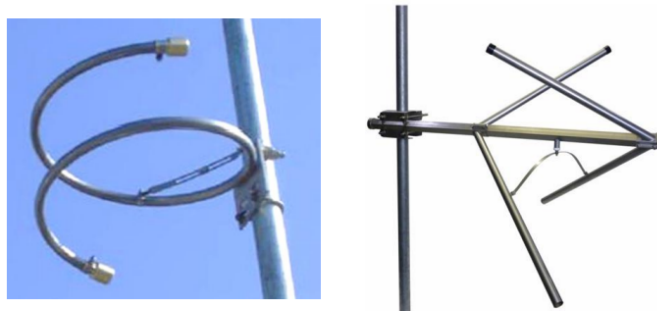


Figura 2.31: Polarização circular direita [8]

As antenas de polarização circular se destacam devido à sua versatilidade e eficácia em comparação com antenas lineares. Sua resistência à rotação é crucial em cenários com variação na orientação da antena ou do objeto em movimento, proporcionando comunicações estáveis. Além disso, em ambientes urbanos, as antenas circulares mitigam os efeitos do desvanecimento em multipercursos (variação no sinal devido às múltiplas trajetórias que as ondas de rádio podem percorrer ao viajar de um transmissor para um receptor), resultando em recepção robusta. Elas também são eficazes no cancelamento de reflexões em ambientes fechados, contribuindo para comunicação estável, especialmente em aplicações industriais.

Em sistemas com múltiplas antenas, a polarização circular oferece maior isolamento, reduzindo interferências. Ademais, são ideais para comunicações via satélite, superando desalinhamentos atmosféricos. Ou seja, as antenas de polarização circular são a escolha preferida em situações que demandam robustez, resistência a desvanecimentos, e capacidade de lidar com reflexões e interferências. Alguns modelos de antenas com polarização circular podem ser vistos nas Figs.2.32 e 2.33.



ANTENAS PARA TRANSMISSÃO FM

Figura 2.32: Antenas de transmissão FM com polarização circular de onda [8]



ANTENAS PARA DRONES FPV

Figura 2.33: Antenas de drones com polarização circular de onda [8]

2.3 Antena de Banda Larga

Antenas de banda larga são antenas que operam satisfatoriamente bem uma ampla faixa de frequência e o critério adotado é a frequência superior de operação é pelo menos o dobro da frequência inferior, ou seja, uma antena que opere bem entre 1GHz e 2GHz é considerada uma antena de banda larga que é ilustrada na Fig.2.34.

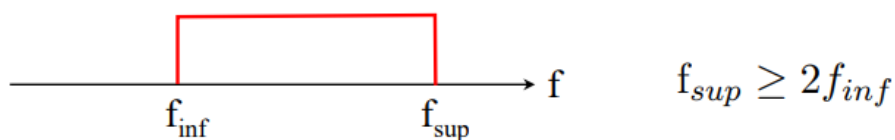


Figura 2.34: Frequência da antena banda larga [8]

Neste trabalho apenas a antena log-periódica será explorada, mas existem vários tipos de antenas de banda larga, como por exemplo:

- Log-periódicas
- Espirais
- Bicônicas
- Fractais

2.3.1 Antena Log-Periódica

Esta antena também é conhecida como antena “espinha de peixe”, é bastante utilizada para o recebimento do sinal de televisão e apresenta um conjunto de vários dipolos (todos excitados). Além disso, os comprimentos dos elementos assim como o espaçamento entre eles obedecem uma progressão geométrica. Ademais, pesquisas recentes mostram a possibilidade do encurvamento dos elementos resultando em antenas mais eficientes que atingem com menos elementos, ganhos superiores as tradicionais mostrada na Fig.2.35 [13].



Figura 2.35: Antena Log-Periódica [8]

Ademais, a largura de banda desta antena é

$$f_{inf} \approx \frac{c}{2l_{maior}} \quad (2.40)$$

$$f_{sup} \approx \frac{c}{2l_{menor}} \quad (2.41)$$

Esta antena também é uma antena diretiva como pode ser mostrado na Fig.2.36.

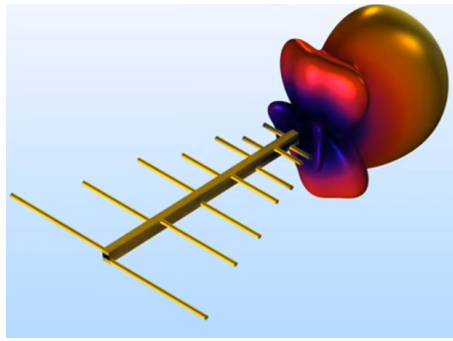


Figura 2.36: Diagrama de irradiação da Antena Log-Periódica [8]

Além disso, esta antena log-periódica recebe este nome pois ela tem características que são aproximadamente periódicas em função do logaritmo da frequência.

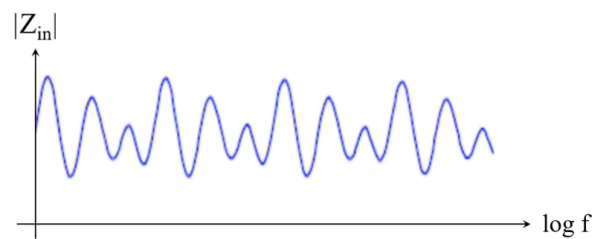


Figura 2.37: Gráfico do módulo da impedância de entrada em função da frequência em uma escala logarítmica [8]

Capítulo 3

Demonstração matemática de ondas eletromagnéticas

Neste capítulo as equações de Maxwell serão utilizadas na forma fasorial, apenas por preferência e sem perda de generalidade, mas existem outras formas de notação. Além disso, em algumas referências, os vetores são denotados por meio do uso do negrito, mas neste trabalho as setas serão utilizadas.

3.1 Interpretações físicas do Gradiente, Divergente e Rotacional

A fim de se ter uma melhor compreensão das equações de Maxwell, que são imprescindíveis para o entendimento da Teoria do Eletromagnetismo, os operadores diferenciais Gradiente, Divergente e Rotacional serão discutidos não só por terem importante papel nos principais Teoremas do Cálculo Vetorial, mas também pela simplificação que é feita com a utilização dos mesmos na complexidade da notação de análise vetorial [11, 14].

Estas três operações têm importantes interpretações físicas em campos escalares e vetoriais que serão comentadas a seguir e são denotadas pelo operador “nabla” ou “del” que é simbolizado por “ ∇ ”. A expressão de definição de ∇ apresenta um espaço em branco no numerador da fração (3.1). Este espaço será preenchido com a função a ser derivada em cada caso, conforme será visto mais à frente. Para o estudo do eletromagnetismo e as análises que serão feitas em \mathbb{R}^3 , ∇ é definido como [11]:

$$\nabla = \frac{\partial}{\partial x} \hat{x} + \frac{\partial}{\partial y} \hat{y} + \frac{\partial}{\partial z} \hat{z} \quad (3.1)$$

3.1.1 Gradiente

O gradiente é a generalização mais imediata da derivada para várias dimensões e determina um plano tangente ao ponto. Além disso, é um vetor cujas coordenadas são suas derivadas parciais que a partir de um ponto determina a direção da taxa de variação máxima de uma função escalar.

Por exemplo, a função escalar T representa a temperatura, então ∇T é o gradiente de temperatura, ou taxa de variação da temperatura de acordo com a distância. Vale a pena destacar que embora a temperatura T seja uma grandeza escalar, que é definida apenas pelo módulo (valor numérico), o gradiente de temperatura ∇T é uma grandeza vetorial e sua direção “aponta” para o local onde a temperatura muda mais rapidamente. Sendo as coordenadas deste vetor na direção x , y e z , respectivamente, $\frac{\partial T}{\partial x}$, $\frac{\partial T}{\partial y}$, $\frac{\partial T}{\partial z}$. Dito isso, a resultante do gradiente de temperatura é a soma vetorial dessas três componentes [15]:

$$\nabla T = \frac{\partial T}{\partial x} \hat{x} + \frac{\partial T}{\partial y} \hat{y} + \frac{\partial T}{\partial z} \hat{z} \quad (3.2)$$

A topografia vista na Fig.3.1 também é utilizada para entender o conceito do gradiente, visto que é possível fazer uma analogia do gradiente como sendo o vetor (caminho) que fará uma pessoa chegar mais rapidamente ao topo de uma montanha.

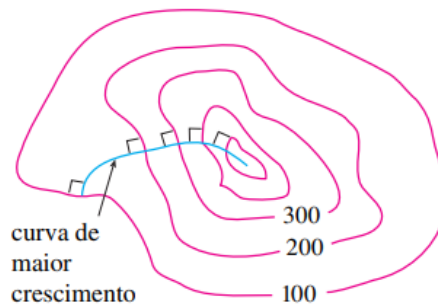


Figura 3.1: Curvas de nível [10]

3.1.2 Divergente

O divergente, simbolizado por “ $\nabla \cdot$ ”, é uma ferramenta matemática muito importante na análise vetorial, principalmente nas abordagens de fluxos com aplicações em mecânica dos fluidos e eletromagnetismo [10]. Uma vez que este operador é essencialmente uma derivada e seu conceito pode ser entendido como um medidor de criação (fonte) ou sumidouro de um fluxo. Seja \vec{F} , um vetor, o $\nabla \cdot \vec{F}$ é dado por:

$$\nabla \cdot \vec{F} = \frac{\partial F_x}{\partial x} + \frac{\partial F_y}{\partial y} + \frac{\partial F_z}{\partial z} \quad (3.3)$$

Além disso, o divergente de um campo vetorial indica o “quanto” ele se “espalha” (diverge) a partir de um dado ponto P no espaço como é visto na Fig.3.2 [16].

- Divergente nulo: indica que não há nem acúmulo nem dispersão de fluido no ponto considerado. As linhas de campo de velocidade entram e saem do ponto de maneira equilibrada como visto na Fig.3.2(a)
- Divergente positivo: indica que há uma dispersão do fluido a partir do ponto considerado. Isso sugere que o fluido está se afastando ou se espalhando na região em torno do ponto, mostrado na Fig.3.2(b)
- Divergente negativo: indica uma acumulação de fluido no ponto considerado. Neste caso, as linhas de campo de velocidade convergem para o ponto, sugerindo que há uma região de acúmulo de fluido como visto na Fig.3.2(c)

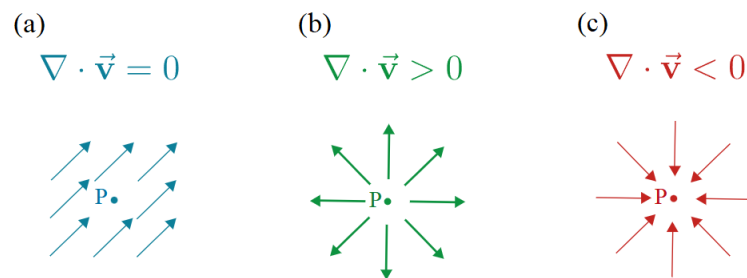


Figura 3.2: Representações para diferentes casos do divergente

Com o objetivo de se ter uma melhor compreensão do que representa a diferença do valor positivo e negativo do divergente, dois exemplos serão feitos, utilizando a nascente de um rio e o ralo de uma pia. Dito isso, a nascente de um rio (representada pelo ponto P) é uma fonte de água, que “cria” matéria, sendo assim, o divergente é positivo pois a água seria os vetores que “saem” da nascente. Por outro lado, o ralo de uma pia (representado pelo ponto P) que é um sumidouro para água, tem um divergente negativo, uma vez que a água seria os vetores que “entram” no ralo. Vale a pena destacar que estes exemplos foram feitos de uma maneira elementar, apenas para facilitar o entendimento do divergente e torná-lo menos abstrato

Ademais, é comum utilizar fluidos em movimento para um melhor entendimento do divergente. Considere primeiro o fluxo de um fluido incompressível (água é um exemplo de fluido quase incompressível), mostrado na Fig.3.3, o paralelepípedo retangular Δx , Δy , Δz , é um elemento de volume infinitesimal (extremamente pequeno) dentro de um fluido [15].

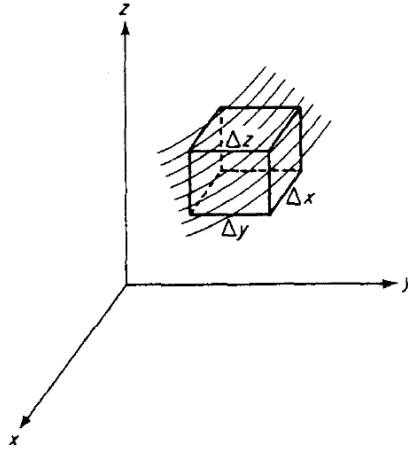


Figura 3.3: Paralelepípedo retangular de volume infinitesimal [15]

Sendo ρ_m a densidade de massa do fluido, o fluxo no volume pelo lado esquerdo é $\rho_m v_y \Delta x \Delta z$, com v_y representando a média da componente y da velocidade do fluido que atravessa o lado esquerdo da face do paralelepípedo. A velocidade correspondente do fluido através da face direita será dada por $[v_y + \frac{\partial v_y}{\partial y} \Delta y]$ para que o fluxo através desta face seja [15]:

$$\left[\rho_m v_y + \frac{\partial(\rho_m v_y)}{\partial y} \Delta y \right] \Delta x \Delta z \quad (3.4)$$

O fluxo líquido para fora na direção y é, portanto,

$$\frac{\partial(\rho_m v_y)}{\partial y} \Delta x \Delta y \Delta z \quad (3.5)$$

Da mesma forma, o fluxo líquido para fora na direção z é

$$\frac{\partial(\rho_m v_z)}{\partial z} \Delta x \Delta y \Delta z \quad (3.6)$$

E na direção x é:

$$\frac{\partial(\rho_m v_x)}{\partial x} \Delta x \Delta y \Delta z \quad (3.7)$$

O fluxo líquido total para fora, considerando todas as três direções, é então:

$$\left[\frac{\partial(\rho_m v_x)}{\partial x} + \frac{\partial(\rho_m v_y)}{\partial y} + \frac{\partial(\rho_m v_z)}{\partial z} \right] \Delta x \Delta y \Delta z \quad (3.8)$$

O fluxo líquido de saída por unidade de volume é:

$$\frac{\partial(\rho_m v_x)}{\partial x} + \frac{\partial(\rho_m v_y)}{\partial y} + \frac{\partial(\rho_m v_z)}{\partial z} = \text{div}(\rho_m \mathbf{v}) = \nabla \cdot (\rho_m \mathbf{v}) \quad (3.9)$$

Este é o divergente do fluido nos pontos x, y, z . Evidentemente, $\nabla \cdot (\rho_m \mathbf{v})$ é sempre zero para um fluido incompressível pois este fluido não pode divergir de, nem convergir para, um ponto P como mostrado na Fig. 3.2(a) [15].

3.1.3 Rotacional

Da mesma forma que o divergente, o rotacional, representado por “ $\nabla \times$ ” ou rot, também é um operador vetorial utilizado em problemas de fluxo, tanto de mecânica de fluidos quanto de eletromagnetismo. Além disso, o nome “rotacional” foi adotado porque num certo sentido, $\nabla \times \vec{F}(x, y, z)$ descreve a rotação do campo \vec{F} no ponto (x, y, z) e pode ser interpretado como uma medida do movimento angular de um fluido. Quando $\nabla \times \vec{F} = 0$, significa que \vec{F} é irrotacional [17], ou seja, o rotacional mede localmente a tendência de rotação entorno do próprio ponto, por exemplo quando um objeto dimensional é colocado no campo vetorial, o rotacional mede a (componente/tensão) de rotação em torno de si. É bom frisar que este operador mensura a trajetória de rotação local, apenas no ponto [18]. Sendo $\vec{F} = (x\hat{x} + y\hat{y} + z\hat{z})$ um campo vetorial em \mathbb{R}^3 e as derivadas parciais de x, y e z existem, então o rotacional de \vec{F} é o campo vetorial em \mathbb{R}^3 definido por [10]:

$$\text{rot } \vec{F} = \left(\frac{\partial A_z}{\partial y} - \frac{\partial A_y}{\partial z} \right) \hat{x} + \left(\frac{\partial A_x}{\partial z} - \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) \hat{y} + \left(\frac{\partial A_y}{\partial x} - \frac{\partial A_x}{\partial y} \right) \hat{z} \quad (3.10)$$

O rotacional em coordenadas retangulares também pode ser obtido a partir de um determinante três por três [14]:

$$\nabla \times \mathbf{F} = \begin{vmatrix} \hat{x} & \hat{y} & \hat{z} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ A_x & A_y & A_z \end{vmatrix} = \text{rot } \vec{F} \quad (3.11)$$

Os símbolos $\frac{\partial}{\partial x}, \frac{\partial}{\partial y}, \frac{\partial}{\partial z}$, presentes no determinante da equação (3.11) não apresentam a função que está sendo derivada e podem ser entendidos como indicadores de derivação que acontecerá logo mais [18]. Além disso, a verificação que as equações (3.10) e (3.11) são iguais pode ser feita desenvolvendo o determinante pela Regra de Sarrus ou pelo Teorema de Laplace. Vale a pena destacar que determinar a forma do rotacional em outros sistemas de coordenadas é ligeiramente mais complicado [14], precisando utilizar o Jacobiano que é um fator de correção de área que não será abordado neste trabalho.

Dito isso, o rotacional pode ser entendido como um medidor de rotação de um ponto em torno de si mesmo, para assimilar melhor esta explicação, um exemplo será feito, como mostra a Fig.3.4 mostra uma folha que flutua em uma superfície com fluxo e ilustrado na Fig.3.5 mostra a folha no plano $x-y$ que também pode ser entendido como sendo a vista superior da folha na superfície.

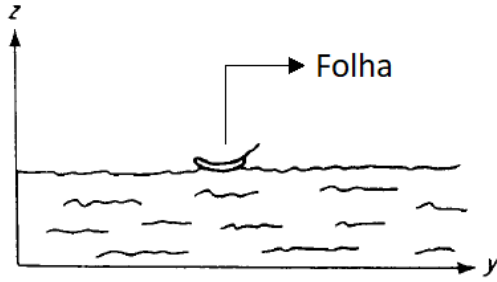


Figura 3.4: Folha sobre superfície com fluxo

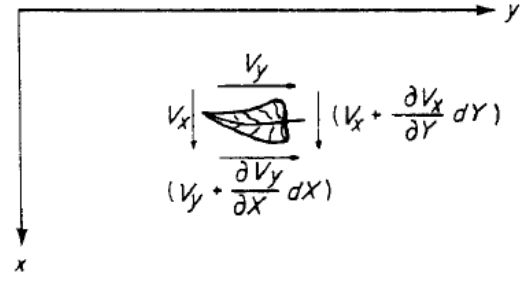


Figura 3.5: Folha no plano x - y [15]

Se a velocidade na superfície estiver inteiramente na direção y e for uniforme sobre a superfície, não haverá movimento rotacional da folha, mas apenas um movimento de translação rio abaixo. No entanto, se houver redemoinhos ou vórtices neste rio, haverá um movimento rotacional e translacional. A taxa de rotação ou velocidade angular em qualquer ponto é mensurada pelo rotacional a partir da velocidade da água neste ponto. Com a rotação ocorrendo em torno do eixo z , o rotacional de v está na direção z e é designado por $(\nabla \times v)_z$. Um valor positivo de $(\nabla \times v)_z$ denota uma rotação de x para y , ou seja, uma rotação no sentido anti-horário. Da figura 3.5 é visto que um valor positivo para $\frac{\partial v_y}{\partial x}$ tenderá a girar a folha em uma direção anti-horária, enquanto um valor positivo para $\frac{\partial v_x}{\partial y}$ tenderá a produzir um rotação no sentido horário. Desta forma, taxa de rotação no eixo z é portanto, proporcional a diferença entre essas duas quantidades. Utilizando a definição do rotacional em coordenadas retangulares [15]:

$$(\nabla \times v)_z = \frac{\partial v_y}{\partial x} - \frac{\partial v_x}{\partial y} \quad (3.12)$$

Uma vez que o rotacional mede a tendência de rotação em qualquer ponto do fluido, é necessário contabilizar as possíveis rotações existentes nos outros eixos. Dito isso, as componentes do rotacional no eixos x e y são dadas, respectivamente, por:

$$(\nabla \times v)_x = \frac{\partial v_z}{\partial y} - \frac{\partial v_y}{\partial z} \quad (3.13)$$

$$(\nabla \times v)_y = \frac{\partial v_x}{\partial z} - \frac{\partial v_z}{\partial x} \quad (3.14)$$

Uma rotação em torno de qualquer eixo sempre pode ser expressa como o somatório das componentes de rotação nos eixos x , y e z . Visto que as rotações tem direção e magnitude, o rotacional será uma soma vetorial e a taxa de rotação ou velocidade angular resultante será proporcional a:

$$(\nabla \times v) = \left(\frac{\partial v_z}{\partial y} - \frac{\partial v_y}{\partial z} \right) \hat{x} + \left(\frac{\partial v_x}{\partial z} - \frac{\partial v_z}{\partial x} \right) \hat{y} + \left(\frac{\partial v_y}{\partial x} - \frac{\partial v_x}{\partial y} \right) \hat{z} \quad (3.15)$$

A direção do rotacional resultante é o eixo de rotação. Deve-se observar que não é necessário ter movimentos circulares ou redemoinhos para o rotacional ter um valor. No caso das Figs.3.4 e 3.5, se v_x fosse zero em todos os lugares, mas v_y fosse maior no meio do curso do que perto

da margem (ou seja, v_y varia na direção x), a folha tenderia a girar e haveria um valor para o rotacional dado por [15]:

$$(\nabla \times \mathbf{v})_z = \frac{\partial v_y}{\partial x} \quad (3.16)$$

3.2 Fundamentos do Eletromagnetismo

Primordialmente, o entendimento acerca do enunciado das leis físicas é fundamental, uma vez que a teoria eletromagnética pode ser resumida nas quatro equações de Maxwell. Dito isso, as leis físicas fundamentais são representadas a partir da taxa de variação de uma grandeza em termos do agente gerador desta mudança [19].

$$\text{taxa de variação de } C = kG \quad (3.17)$$

Em (3.17) a presença da grandeza física G origina a grandeza física C e a lei física estabelece uma relação entre a taxa de variação da nova grandeza C e a grandeza física G multiplicada por uma constante k . Por exemplo, a segunda lei de Newton diz que a presença de uma força agindo sobre um corpo dá origem a uma variação da velocidade [19].

$$\frac{d\vec{v}}{dt} = \frac{\vec{F}}{m} \quad (3.18)$$

Observando em (3.18), \vec{F} é a grandeza física que leva o surgimento da taxa de variação da velocidade $\left(\frac{d\vec{v}}{dt}\right)$ e a constante da equação é $\left(\frac{1}{m}\right)$. Todas as leis do eletromagnetismo e as equações de Maxwell podem ser representadas em termos de taxa de variação [19]:

Visto que uma breve introdução sobre as leis físicas foi feita, as equações de Maxwell serão abordadas a seguir e vale a pena destacar que estas equações advêm de importantes contribuições de Ampère, Gauss e Faraday [20].

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\vec{B} \quad (3.19)$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\vec{D} + \vec{J}_T \quad (3.20)$$

Sendo $\vec{J}_T = \sigma\vec{E} + \vec{J}$ [A/m²]. E sendo \vec{E} a intensidade do campo elétrico [V/m] e \vec{D} a densidade do fluxo elétrico [C/m²]. É importante ressaltar que o termo $j\omega\vec{D}$, corrente de deslocamento, foi uma contribuição direta de Maxwell que adicionou este termo após encontrar uma inconsistência matemática na Lei de Ampère para campos variantes no tempo [14, 15]. Além disso:

$$\vec{D} = \epsilon\vec{E} \quad \text{com } \epsilon = \epsilon_r\epsilon_0 \quad \text{com } \epsilon_0 = 8,854 \times 10^{-12} \quad (3.21)$$

Sendo ϵ a permissividade elétrica [F/m] que quantifica como um campo elétrico afeta e é afetado por um meio. Uma alta desta permissividade indica menos campos periféricos, ou campos mais concentrados.

Lembrando que \vec{H} é a intensidade do campo magnético [A/m] e \vec{B} a densidade do fluxo magnético [Wb/m²]:

$$\vec{B} = \mu\vec{H} \quad \text{com } \mu = \mu_r\mu_0 \quad \text{com } \mu_0 = 4\pi 10^{-7} \quad (3.22)$$

Sendo μ a permeabilidade magnética [H/m] que descreve a capacidade de um material para permitir a passagem de linhas de fluxo magnético. Ou seja, um μ alto indica menos campos periféricos ou campos mais concentrados.

As outras equações de Maxwell são:

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho_T \quad (3.23)$$

Lembrando da seção 3.1.2, “ $\nabla \cdot$ ” é lido como o divergente e pode ser entendido como a fonte ou origem. Dito isso, a equação (3.23) pode ser entendida como as cargas elétricas sendo a origem do fluxo de densidade elétrica, com o campo elétrico tendo início e fim nas cargas elétricas e a densidade da carga elétrica volumétrica sendo dada em [C/m³]:

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (3.24)$$

A equação acima pode ser interpretada como: a origem do campo magnético \vec{B} é zero por não existir carga magnética. Além disso, não há pontos ou quantidades discretas determinando o início e o fim dos campos magnéticos:

$$\nabla \cdot \vec{J}_T = -j\omega\rho_T \quad (3.25)$$

A derivada do tempo ($\frac{\partial}{\partial t}$) foi substituída pelo termo $j\omega$ pois as equações estão sendo utilizadas na forma fasorial. (ω é a frequência angular em radianos, $\omega = 2\pi f$ que também é relacionado ao número de onda β a partir de $(\frac{\beta}{\sqrt{\mu\epsilon}})$ e também o comprimento de onda que pode ser determinado pela equação ($v = \lambda f$).

Utilizando as equações (3.21) e (3.22) e considerando que as questões que envolvem as antenas são solucionadas para os campos no ar ao redor da antena onde $\sigma = 0$, (constante de permissividade do vácuo) e utilizando as equações de (3.19) até (3.25), resultam em:

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad (3.26)$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\epsilon\vec{E} + \vec{J} \quad (3.27)$$

$$\nabla \cdot \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon} \quad (3.28)$$

$$\nabla \cdot \vec{H} = 0 \quad (3.29)$$

$$\nabla \cdot \vec{J} = -j\omega\rho \quad (3.30)$$

Às vezes, é conveniente introduzir uma densidade de corrente magnética fictícia \vec{M} que funciona como uma fonte equivalente, substituindo distribuições de campo elétrico mais complexas. Então (3.26) torna-se:

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} - \vec{M} \quad (3.31)$$

Equação de Maxwell	Significado
$\nabla \cdot \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon}$	Cargas elétricas geram fluxo de campo elétrico
$\nabla \cdot \vec{H} = 0$	Não existem cargas magnéticas isoladas ou monopolos magnéticos
$\nabla \times \vec{H} = j\omega\epsilon\vec{E} + \vec{J}$	Campo magnético circula em torno de corrente elétrica e de variação de fluxo de densidade de campo elétrico
$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H}$	Campo elétrico circula em torno da variação de fluxo de campo magnético

Tabela 3.1: Equações de Maxwell e seus respectivos significados

3.3 Solução das equações de Maxwell para problemas de irradiação com ($\sigma = 0$)

Utilizando tanto a equação (3.24) quanto a (3.29) combinadas com a identidade vetorial, $\nabla \cdot (\nabla \times \vec{A}) = 0$, resultam:

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \quad (3.32)$$

Sendo \vec{A} o potencial do vetor magnético. Substituindo (3.32) em (3.26) tem-se:

$$\begin{aligned} \nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \quad \Rightarrow \quad \nabla \times \vec{E} = -j\omega \nabla \times \vec{A} \\ \nabla \times (\vec{E} + j\omega\vec{A}) = 0 \end{aligned} \quad (3.33)$$

Utilizando a identidade vetorial, $\nabla \times (-\nabla\Phi) = 0$, o sinal negativo é utilizado apenas por conveniência, a partir disso, é possível concluir de (3.33)

$$\vec{E} + j\omega\vec{A} = -\nabla\Phi \quad \text{ou} \quad \vec{E} = -j\omega\vec{A} - \nabla\Phi \quad (3.34)$$

Sendo (Φ) o potencial elétrico escalar. É possível notar que da equação (3.32) até a (3.34) que tanto o campo elétrico quanto o campo magnético estão escritos em termos de potenciais escalares e vetoriais. Uma vez que as funções potenciais são determinadas, os campos podem ser calculados [9].

Utilizando a equação (3.32) com a segunda equação de Maxwell (3.27), tem-se:

$$\frac{1}{\mu} \nabla \times \nabla \times \vec{A} = j\omega\epsilon\vec{E} + \vec{J} \quad (3.35)$$

Utilizando o identidade vetorial, $\nabla \times \nabla \times \vec{A} = \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - \nabla^2 \vec{A}$, com a equação (3.35), obtém-se :

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

Substituindo o campo elétrico pelo resultado obtido em (3.34) é obtido:

$$\nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - \nabla^2 \vec{A} = j\omega\mu\epsilon(-j\omega\vec{A} - \nabla\Phi) + \mu\vec{J} \quad (3.36)$$

Que pode ser organizada da seguinte forma:

$$\begin{aligned}\nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - \nabla^2 \vec{A} &= \omega\mu\epsilon\vec{A} - j\omega\mu\epsilon\nabla\Phi + \mu\vec{J} \\ \nabla^2 \vec{A} + \omega^2\mu\epsilon\vec{A} - \nabla(j\omega\mu\epsilon\Phi + \nabla \cdot \vec{A}) &= -\mu\vec{J}\end{aligned}\quad (3.37)$$

Ainda resta, no entanto, um grau de liberdade: a divergência do potencial do vetor magnético ainda não foi especificada (qualquer vetor é completamente definido por sua curvatura e divergência). Para simplificar (3.37) é conveniente especificar a divergência de forma que o termo entre parênteses cancele [9]:

$$\nabla \cdot \vec{A} = -j\omega\mu\epsilon\Phi \quad (3.38)$$

Que é conhecida como condição de Lorentz. Com as equações (3.37) (3.38) se reduz à equação de onda vetorial:

$$\nabla^2 \vec{A} + \omega^2\mu\epsilon\vec{A} = -\mu\vec{J} \quad (3.39)$$

A equação (3.39) é uma equação diferencial que pode ser resolvida uma vez que as correntes sejam conhecidas (fonte). O campo magnético pode então ser calculado a partir de (3.32) e utilizando (3.34) e (3.38):

$$\vec{E} = -j\omega\vec{A} - j\frac{\nabla(\nabla \cdot \vec{A})}{\omega\mu\epsilon} \quad (3.40)$$

Normalmente é mais fácil encontrar o campo elétrico diretamente da equação (3.27) usando o campo magnético calculado na expressão (3.32).

A equação diferencial em (3.39) pode ser dividida em três equações diferenciais escalares independentes, idênticas, decompondo o vetor \vec{A} em seus três componentes retangulares A_x , A_y e A_z . O mesmo deve ser feito com \vec{J} e só é possível em coordenadas retangulares. Uma vez que qualquer uma das equações seja resolvida, as outras duas soluções seguem facilmente.

Dentro deste contexto, escolhendo qualquer uma das três equações escalares e representar o componente por ψ . Além disso, considerando que a corrente da fonte é uma fonte unitária pontual na origem (impulso). Assim:

$$\nabla^2\psi + \beta\psi = -\delta(x)\delta(y)\delta(z) \quad (3.41)$$

$$\nabla^2\psi + \beta\psi = 0 \quad (3.42)$$

Onde $\beta^2 = \omega^2\mu\epsilon$ ou $\beta = \omega\sqrt{\mu\epsilon}$. Fora da origem, os termos do lado direito de (3.41) são zero, o que leva a uma conhecida equação diferencial de segunda ordem chamada equação de Helmholtz (3.42). A solução fisicamente significativa representa uma onda esférica se propagando para longe da fonte pontual e dada pela função de Green de espaço livre:

$$\beta = \omega\sqrt{\mu\epsilon} \quad (3.43)$$

$$\psi = \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \quad \Rightarrow \quad \psi = \frac{e^{-j\beta R}}{4\pi R} \quad (\text{se a fonte pontual não estiver na origem}) \quad (3.44)$$

Vale a pena destacar que “R” é a distância do observador ao ponto “P”. Visto que a equação (3.44) representa uma onda eletromagnética esférica se propagando da origem ao infinito é necessário fazer um aprofundamento acerca dela devido a sua importância.

- O termo $e^{-j\beta r}$ representa a parte oscilante da onda. O termo β está relacionado à frequência da onda e $e^{-j\beta r}$ demonstra matematicamente a existência de ondas eletromagnéticas senoidais que se propagam esféricamente. Isto pode ser melhor compreendido transformando a exponencial complexa para o domínio do tempo (uma maneira é usando Euler [1]) e depois plotando-se a função cosenoidal resultante em intervalos de 0 a 2λ em uma direção arbitrária parametricamente em vários instantes distintos de tempo.
- Em relação ao termo $\frac{1}{4\pi r}$ é uma correção devido à natureza esférica da propagação. $\frac{1}{r}$ reflete o fato de que a intensidade da onda é distribuída em uma superfície esférica de área $4\pi r^2$. Portanto, à medida que a onda se expande, a mesma quantidade de energia é distribuída em uma área cada vez maior, resultando em uma diminuição da intensidade.

Desta forma, a combinação desses termos descreve uma onda que se propaga de maneira isotrópica (em todas as direções) a partir da fonte, espalhando-se em uma esfera tridimensional. A atenuação exponencial e a correção esférica são características fundamentais do comportamento de ondas eletromagnéticas que se afastam de uma fonte puntiforme. Essa é uma representação física e matemática importante para entender como as ondas eletromagnéticas se propagam no espaço.

Se, em vez de uma fonte pontual unitária, tivermos uma matriz discreta de fontes pontuais não unitárias, ψ pode ser determinado resolvendo uma soma ponderada das funções de Green (3.44), onde os pesos são as excitações complexas de cada fonte pontual (ou seja, amplitude e fase da fonte pontual). Quando a matriz discreta de fontes pontuais se aproxima de uma distribuição de corrente contínua, a soma ponderada torna-se uma integral. Se considerarmos a situação vetorial tridimensional genérica, ψ retorna para \vec{A} (antes da decomposição) e:

$$\vec{A} = \iiint_{v'} (\mu \vec{J}) \frac{e^{-j\beta R}}{4\pi R} dv' \quad (3.45)$$

Observe que (3.45) é genérico, nenhuma aproximação ou restrição foi feita. Como já apontado antes, uma vez que (3.45) seja resolvida, o campo magnético pode ser calculado a partir de (3.32) e, em seguida, o campo elétrico pode ser determinado a partir da equação de Maxwell (3.27) .

3.4 Ondas Retangulares e separação de variáveis: solução analítica para Modos TE

Nesta seção serão discutidos os guias de ondas retangulares, dispositivo úteis na alimentação de cornetas de alta potência, ou mesmo como antenas (guia de onda com uma fenda ao longo de seu comprimento), especialmente nos modos principais como o TE₁₀.

Assumindo que as paredes do guia de ondas estão ao longo do eixo z e são feitas por condutores perfeitos ($\sigma = \infty$), o campo elétrico será perpendicular às paredes ($E_z = 0$) e o campo magnético será tangencial às paredes ($H_z \neq 0$ mas, onde é o componente do vetor normal às paredes). A equação escalar homogênea (sem fontes) é determinada a partir de (3.41) e (3.42)

$$\nabla^2 \psi + \gamma^2 \psi = 0 \quad \text{ou} \quad \frac{\partial^2 \psi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \psi}{\partial y^2} + \gamma^2 \psi = 0 \quad (3.46)$$

Onde um sistema cartesiano/retangular foi empregado e $\gamma^2 = \omega^2 \mu \epsilon$. Empregando a técnica de separação de variáveis:

$$\psi = X(x)Y(y) \quad (3.47)$$

Onde a solução foi assumida como um produto de duas funções, cada uma uma função de apenas um componente cartesiano/retangular. [9]

$$\text{jutando (3.47) em (3.46) :} \quad X''Y + XY'' + \gamma^2 XY = 0$$

$$\text{dividindo a equação acima pelo termo } XY : \quad \frac{X''}{X} + \frac{Y''}{Y} + \gamma^2 = 0$$

Observando que, conforme (X) muda o segundo e o último termo na expressão acima permanecem constantes, o primeiro termo também deve ser igual a uma constante, embora seja uma função de (X):

$$\frac{X''}{X} + \frac{Y''}{Y} + \gamma^2 = -\lambda^2 \quad (3.48)$$

Onde λ^2 é uma constante (não o comprimento de onda) e foi escolhido como negativo apenas por conveniência. O primeiro e o último termos em (3.48), resultam:

$$X'' + \lambda^2 X = 0$$

Que, juntamente com as condições de contorno para $H_z(\text{TE})$, $X'(0) = X'(a) = 0$, constituem um sistema *Sturm-Liouville regular*. A partir de “equações diferenciais”, isso significa que as soluções relacionadas aos autovalores inteiros λ constituem um conjunto completo de funções ortogonais (ou seja, modos de guia de onda). Além disso, a fim de satisfazer as condições de contorno, as soluções devem ser oscilatórias (autofunções ou funções características), assim [9]:

$$\Rightarrow \lambda^2 \geq 0$$

Usando Laplace, a derivada de segunda ordem é substituída por s^2 e:

$$s^2 X + \lambda^2 X = 0 \quad \Rightarrow \quad s_{1,2} = \pm j\lambda$$

que dá a seguinte solução “padrão”:

$$X(x) = Ae^{0x} \cos(\lambda x) + Be^{0x} \sin(\lambda x) = A \cos(\lambda x) + B \sin(\lambda x)$$

Aplicando as condições de contorno para $H_z(\text{TE})$:

$$X'(x) = -A\lambda\text{sen}(\lambda x) + B\lambda\text{cos}(\lambda x)$$

1. $X'(0) = 0 = B$. Com isso:

$$X(x) = A\text{cos}(\lambda x) \quad \text{e} \quad X'(x) = -A\lambda\text{sen}(\lambda x)$$

2. $X'(a) = 0 = -A\lambda\text{sen}(\lambda a)$. Para uma solução não trivial:

$$\text{sen}(\lambda a) = 0 \quad \Rightarrow \quad \lambda a = m\pi \quad \Rightarrow \quad \lambda = \frac{m\pi}{a}$$

Assim, a expressão final para $X(x)$ é dada por:

$$X_m(x) = A_m \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right)$$

Do segundo e último termos em (3.48):

$$-\frac{Y''}{Y} - \gamma = -\lambda^2 = -\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 \quad \Rightarrow \quad \frac{Y''}{Y} = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \gamma = -\alpha^2$$

onde α^2 é uma constante e foi escolhido como negativo apenas por conveniência. Como antes, as equações abaixo constituem um sistema *Sturm-Liouville regular*, com a seguinte solução:

$$\omega_{10}^2 = (2\pi\mu\epsilon f_{10})^2 = \left(\frac{1\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{0\pi}{b}\right)^2 \Rightarrow f_{10} = \frac{\pi}{a\sqrt{\mu\epsilon}}$$

A solução completa é, portanto, dada por

$$\psi_{mn} = X_m(x)Y_n(y) = C_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right)$$

Onde os coeficientes foram combinados como $C_{mn} = A_m C_n$. A solução final para H_z (modos TE_{mn}) é dada no domínio do tempo por:

$$H_z = H_0 \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{j(-\beta_{mn}z)}$$

Onde $\beta_{mn}^2 = \omega^2\mu\epsilon - \gamma_{mn}^2$ e:

$$\begin{aligned} \beta_{mn}^2 = 0 & \Rightarrow \text{frequência de corte do modo } \text{TE}_{mn} \\ \beta_{mn}^2 \geq 0 & \Rightarrow B_{mn} \in \mathbb{R} \quad \Rightarrow \text{propagação} \\ \beta_{mn}^2 \leq 0 & \Rightarrow B_{mn} \in \mathbb{C} \quad \Rightarrow \text{modo evanescente (reativo)} \end{aligned}$$

Capítulo 4

Mecanismo de Irradiação de Antenas

Uma vez que neste trabalho foram abordadas equações matemáticas, teoria do eletromagnetismo e explicações acerca de antenas, agora, o mecanismo de irradiação de antenas será discutido, este processo de irradiação inicia-se com a geração de um sinal elétrico em dispositivos específicos, como transmissores de rádio ou roteadores. Esse sinal é então conduzido por meio de cabos até a antena como visto na Fig.4.1 [21].

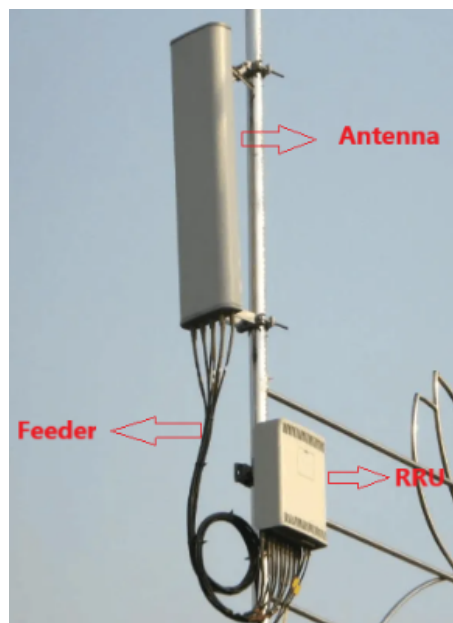


Figura 4.1: Antena conectada por cabo com a RRU [21]

No momento em que uma corrente elétrica flui pela antena, ocorre uma variação no campo elétrico ao seu redor e essa variação gera um campo magnético correspondente e a interação entre esses campos resulta na propagação de ondas eletromagnéticas no espaço, que carregam a informação do sinal, ou seja, os pacotes de energia se desprendem da antena.

Em antenas de fio simples a corrente flui pelos fios condutores que são materiais que têm como característica principal a livre movimentação de cargas elétricas, desta forma criando um fluxo

de corrente. Considerando que a densidade volumétrica de carga elétrica, representada por q_v (Coulombs/ m^3), esteja uniformemente distribuída em um fio cilíndrico de seção reta A e volume V , como mostrado na Fig.4.2. A carga total Q no interior do volume V se move na direção z com velocidade uniforme v_z (metros/segundo). Pode ser mostrado que a densidade de corrente J_z (Ampères/ m^2) através da seção reta do fio é dada por:

$$J_z = q_v v_z \quad (4.1)$$

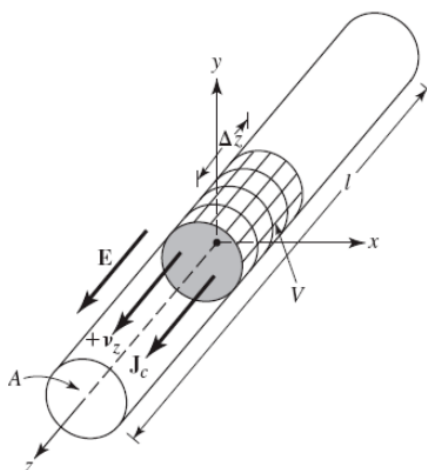


Figura 4.2: Carga uniformemente distribuída em um fio cilíndrico de seção reta circular [7]

Se o fio for constituído de um condutor elétrico perfeito, existe uma densidade de corrente J_s (ampères/m) na superfície do fio, sendo dada por:

$$J_s = q_s v_z \quad (4.2)$$

Em que q_s (Coulombs/ m^2) é a densidade superficial de carga. Caso o fio seja muito fino (idealmente, com raio nulo), então a corrente no fio pode ser representada por:

$$I_z = q_l v_z \quad (4.3)$$

Onde q_l (Coulombs/m) é a carga por unidade de comprimento.

Para simplificação do estudo das três densidades de corrente, será inicialmente analisado o caso do fio muito fino. As considerações se aplicam a todos os três casos. Se a corrente variar no tempo, então a derivada da corrente em (4.3) pode ser escrita como:

$$\frac{dI_z}{dt} = q_l \frac{dv_z}{dt} = q_l a_z \quad (4.4)$$

Onde $dv_z/dt = a_z$ (metros/segundo²) é a aceleração. Se o fio tiver comprimento l , então (4.4) pode ser escrita como:

$$l \frac{dI_z}{dt} = l q_l \frac{dv_z}{dt} = l q_l a_z \quad (4.5)$$

A Equação (4.5) é a relação básica entre carga e corrente, e também representa a relação fundamental da irradiação eletromagnética. Essa relação diz que para criar irradiação deve existir uma corrente variante no tempo, ou aceleração ou desaceleração de carga, o chamado efeito “Bremsstrahlung” [22], do ponto de vista da física, uma irradiação significativa ocorre quando os elétrons desaceleram na extremidade do fio.

No geral, observa-se que as correntes são frequentemente abordadas em contextos nos quais há variação harmônica no tempo (padrões repetitivos com intervalos regulares), enquanto a carga elétrica é mais comumente mencionada em situações associadas a transientes (eventos de curta duração, perturbações que não persistem de forma contínua [7]). Para criar aceleração ou desaceleração de carga, o fio deve ser curvo, vergado, terminado ou descontínuo como visto na Fig.4.3. A aceleração (ou desaceleração) periódica de carga ou corrente com variação periódica no tempo também é criada quando a carga oscila em movimento harmônico no tempo. Portanto algumas afirmações podem ser feitas:

1. Se a carga não está em movimento, corrente não é criada e não há irradiação.
2. Se a carga está em movimento com velocidade uniforme:
 - a. Não há irradiação se o fio for reto e de comprimento infinito.
 - b. Há irradiação se o fio for curvo, vergado, descontínuo, terminado ou truncado, como mostrado na Fig.4.3.
3. Se a carga oscila em movimento temporal, há irradiação, mesmo que o fio seja reto.

Um entendimento qualitativo do mecanismo de irradiação pode ser obtido considerando uma fonte de pulsos conectada a um fio truncado, que pode ser conectado à terra através de uma carga concentrada, como mostrado na Fig.4.5(d). Quando o fio é inicialmente energizado, as cargas (elétrons livres) no fio são colocadas em movimento pelas linhas de força elétrica criadas pela fonte. Logo que as cargas são aceleradas na extremidade do fio próxima à fonte e desaceleradas (aceleração negativa em relação ao movimento original) durante a reflexão na outra extremidade, campos de irradiação são produzidos em cada extremidade e ao longo do comprimento do fio. Quando os pulsos são mais curtos ou de menor duração ocorre uma irradiação mais intensa e com espectro de frequência mais largo, enquanto uma carga com oscilação contínua e harmônica no tempo produz, idealmente, a irradiação em uma única frequência, determinada pela frequência da oscilação. Esses princípios de irradiação são essenciais para se fazer o planejamento de capacidade e cobertura de certas áreas [7].

Uma fonte externa acelera as cargas, em que forças colocam as cargas em movimento e produzem o campo de irradiação correspondente. A desaceleração das cargas na extremidade do fio é efetuada por forças internas associadas ao campo induzido pelo aumento da concentração de cargas nas extremidades do fio, as forças internas recebem energia da concentração de cargas à medida que sua velocidade é reduzida a zero nas extremidades do fio. Portanto, aceleração de cargas por um campo

elétrico de excitação e desaceleração devido a descontinuidades de impedâncias ou curvaturas suaves do fio são mecanismos responsáveis pela irradiação eletromagnética. Embora densidade de corrente (J_c) e densidade de carga (q_v) apareçam ambas como termos de fontes nas equações de Maxwell, a carga é vista como uma quantidade mais fundamental, especialmente no caso de campos transientes. Essa interpretação, apesar de ser usada principalmente em situações transitórias, também pode ser aplicada para entender a irradiação em situações de estado estacionário [1, 7].

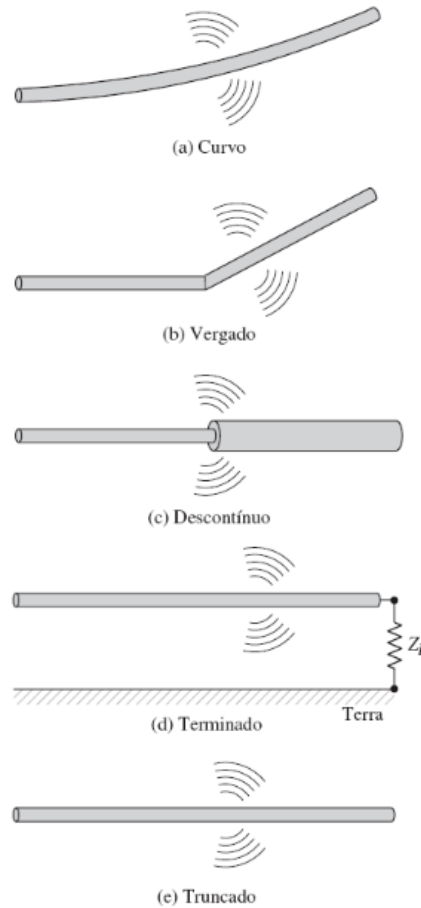


Figura 4.3: Configurações de fios para irradiação [7]

Agora, imaginando uma carga elétrica que se move em linha reta na direção z como é mostrado na Fig.4.4. No início, ela está parada e antes de chegar ao ponto A, as linhas do campo elétrico se estendem radialmente da carga até o infinito, acompanhando a carga. No momento em que a carga chega ao ponto A, ela começa a acelerar, ou seja, sua velocidade aumenta, e continua assim até o ponto B após um certo tempo.

O campo elétrico fora do círculo de raio r_A é formado enquanto a carga está em A. O círculo de raio r_B , formado quando a carga está em B, tem linhas de campo se estendendo radialmente. A distância entre esses círculos é a distância que a luz percorre em um determinado tempo. Essa perturbação causada pela aceleração da carga se propaga para fora a uma velocidade muito rápida, próxima à velocidade da luz [7].

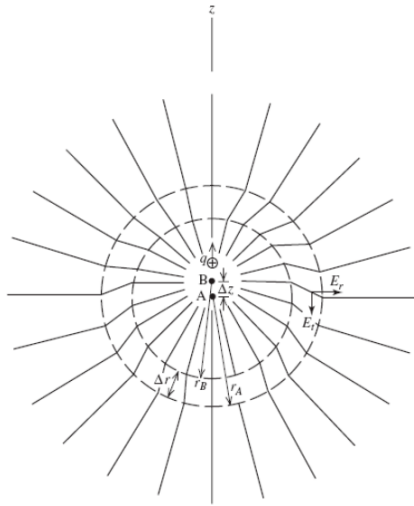


Figura 4.4: Ilustração de como uma partícula carregada acelerada irradia [1].

O ponto chave aqui é que cargas aceleradas emitem irradiação e isso ocorre nas antenas quando as cargas oscilam para frente e para trás em um fio devido a um sinal variante no tempo e essa oscilação cria ondas eletromagnéticas, que são a irradiação. Uma vez criadas, essas ondas se afastam da fonte original, análogo à ondas criadas por uma pedra jogada em um lago calmo que se propagam radialmente, afastando-se do ponto de perturbação, depois do impacto da pedra [1].

Cargas aceleradas são necessárias para começar o processo, mas depois que as ondas são criadas, elas continuam por conta própria, propagando-se à velocidade da luz para longe da fonte original. Desta forma, a irradiação de uma antena ocorre quando as cargas estão em movimento e a máxima perturbação ocorre perpendicularmente à direção da aceleração das cargas, se as cargas oscilam para frente e para trás, a irradiação será mais forte na direção perpendicular à esta oscilação como visto na Fig.4.4.

Agora, imaginando um par de cargas oscilando em um padrão senoidal, a frequência dessas oscilações determina a frequência da onda irradiada. Quando as cargas oscilam em fase, isso cria o que é chamado de "dipolo ideal", um caminho para a corrente fluir entre as extremidades da antena.

Os campos criados por esse dipolo oscilatório de cargas são ilustrados na Fig.4.5, para alguns instantes de tempo. Uma antena dipolo filamentar também é mostrada para indicar que a irradiação é igual à de uma antena dipolo curto. O dipolo cria um caminho para a corrente, possibilitando que as cargas se movam entre as extremidades do fio. Na Fig.4.5, uma corrente oscilatória, de frequência f (e período $T = 1/f$), foi ligada um quarto de período antes de $t = 0$. A corrente que flui para cima cria um excesso de cargas na metade superior do dipolo e um déficit de cargas na metade inferior. O pico do acúmulo de carga ocorre em $t = 0$, como mostrado na figura abaixo e produz uma tensão entre as metades do dipolo. As cargas positivas na parte de cima são atraídas pelas cargas negativas na parte de baixo do dipolo, criando uma corrente. A corrente é máxima em $t = T/4$, como indicado na Fig.4.5(b); nesse instante de tempo, as cargas foram neutralizadas e não há mais carga para terminar as linhas de campo, que, nas proximidades

do dipolo, formam curvas fechadas. Durante o próximo quarto de período, cargas negativas se acumulam na extremidade superior do dipolo, como mostrado na Fig.4.5(c) [1].

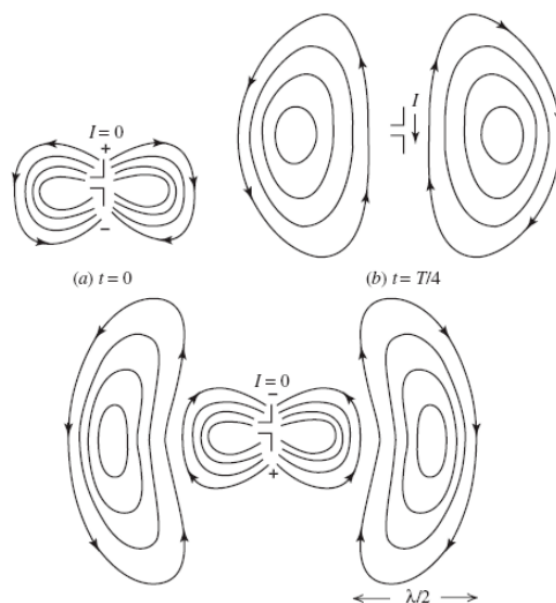


Figura 4.5: Campos de um dipolo de cargas oscilatórias, em vários instantes de tempo [7]

Nas proximidades do dipolo, os campos são mais intensos na direção perpendicular às cargas oscilatórias no dipolo, como foi concluído no caso da carga isolada acelerada e dito anteriormente na seção 2.1.2. À medida em que o tempo avança, as linhas de campo elétrico se desprendem do dipolo, formando curvas fechadas no espaço, que se espalham e se afastam do dipolo. Em termos de corrente, a corrente de condução na antena é convertida em corrente de deslocamento no espaço, que, nas proximidades da antena, consiste em campos longitudinais e, distante da antena, em campos solenoidais (como os criados por espiras de fios), dessa forma, a continuidade é satisfeita.

A corrente oscilante gera uma variação de carga na antena, criando campos elétricos que se desprendem da antena, formando ondas eletromagnéticas. Essas ondas carregam informações, como em uma transmissão de rádio, e se espalham pelo espaço.

A ideia geral é que se as cargas em uma antena estão oscilando ou sendo aceleradas, isso cria uma perturbação contínua, resultando em irradiação e as antenas são projetadas para permitir oscilações de cargas em trajetórias que permitam que os campos gerados se fechem neles mesmos, destacando-se das estruturas

Além disso, Maxwell descobriu que uma linha de transmissão serve como guia para ondas, direcionando e controlando a propagação de ondas eletromagnéticas. Em termos simples, uma antena é projetada para fazer com que as ondas se espalhem pelo espaço ao seu redor, em vez de ficarem presas [7].

Para exemplificar, imagine uma linha de transmissão terminando em circuito aberto Fig.4.6. Isso cria reflexões que interagem com a onda incidente, gerando um padrão de onda estacionária. Em certos pontos ao longo da linha de transmissão, a corrente é zero, repetindo-se a cada meio

comprimento de onda. Nas linhas de transmissão, os condutores guiam as ondas, concentrando a potência em torno deles. Os campos elétricos se originam ou terminam nas cargas dos fios, e os campos magnéticos envolvem os fios, principalmente quando o espaçamento entre os fios é muito menor do que o comprimento de onda. Ao dobrar as extremidades dos fios para fora, como visto na Fig.4.7, os campos reforçados entre os fios são expostos ao espaço livre, criando perturbações que se propagam para longe do fio, assim como no caso da carga acelerada [1].

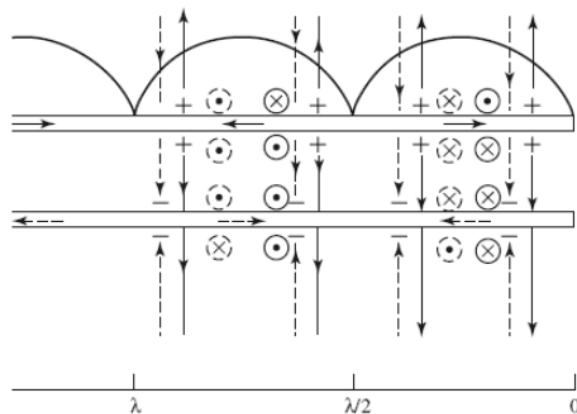


Figura 4.6: Linha de transmissão terminada em circuito aberto, mostrando correntes, cargas e campos [1]

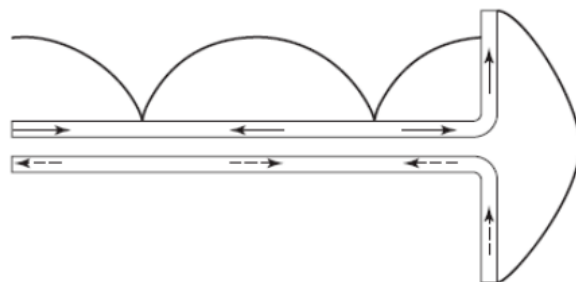


Figura 4.7: Correntes e campos máximos de um dipolo de meia-onda criado ao dobrar as extremidades da linha de transmissão [1]

No momento em que uma tensão é aplicada a uma antena de dois fios, um campo elétrico é gerado entre os condutores. Associadas ao campo elétrico há linhas de força elétrica, a ele tangenciais em cada ponto e cuja intensidade é proporcional à do campo elétrico. As linhas de força elétrica tendem a agir sobre os elétrons livres que são (facilmente separáveis do átomo) associados a cada condutor e a deslocá-los. O movimento de cargas cria uma corrente que, por sua vez, cria uma intensidade de campo magnético. Associadas à intensidade de campo magnético há linhas de força magnética, que são tangenciais ao campo magnético [7].

Por convenção, as linhas de força elétrica têm origem em cargas positivas e terminam em cargas negativas. Elas podem também começar em uma carga positiva e seguir até o infinito, começar do infinito e terminar em uma carga negativa, ou formar curvas fechadas sem iniciar ou terminar em

qualquer carga específica. Linhas de força magnética sempre se fecham em torno de condutores que transportam corrente, visto que cargas magnéticas não existem fisicamente.

Em algumas formulações matemáticas, é muitas vezes conveniente introduzir cargas e correntes magnéticas equivalentes, estabelecendo assim uma simetria entre soluções envolvendo fontes elétricas e magnéticas. As linhas de força elétrica representadas entre os dois condutores auxiliam a visualizar a distribuição de cargas. Se considerarmos que a fonte de tensão é senoidal é esperado que o campo elétrico entre os dois condutores também tenha um padrão senoidal, com um período igual ao da fonte de tensão aplicada.

A amplitude relativa da intensidade de campo elétrico é indicada pela densidade (agrupamento) das linhas de força, com as setas indicando a orientação relativa (positiva ou negativa). A criação, entre os condutores, de campos elétrico e magnético variantes no tempo forma ondas eletromagnéticas que se propagam ao longo da linha de transmissão, como mostrado na Fig.4.8(a).

As ondas eletromagnéticas penetram na antena e têm, associadas a elas, cargas elétricas e as correspondentes correntes. Se parte da estrutura da antena for removida, como mostrado na Fig.4.8(b), ondas de espaço livre podem ser formadas pela “conexão” das extremidades abertas das linhas de força elétrica que são linhas tracejadas. As ondas de espaço livre também são periódicas, mas um ponto de fase constante P_0 se afasta da antena à velocidade da luz e viaja uma distância de $\lambda/2$ (até P_1) em um intervalo de tempo igual a meio período. Foi mostrado que, nas proximidades da antena, o ponto de fase constante P_0 se move com velocidade maior que a da luz, mas sua velocidade se aproxima da velocidade da luz em pontos distantes da antena (analogamente à velocidade de fase em um guia de onda retangular).

A Figura 4.8 ilustra a criação e o deslocamento de ondas de espaço livre de um esferóide prolato de distância interfocal de $\lambda/2$, sendo λ o comprimento de onda. As ondas de espaço livre geradas por um dipolo de $\lambda/2$ alimentado pelo centro são, exceto nas proximidades da antena, essencialmente idênticas àquelas geradas pelo esferóide prolato.

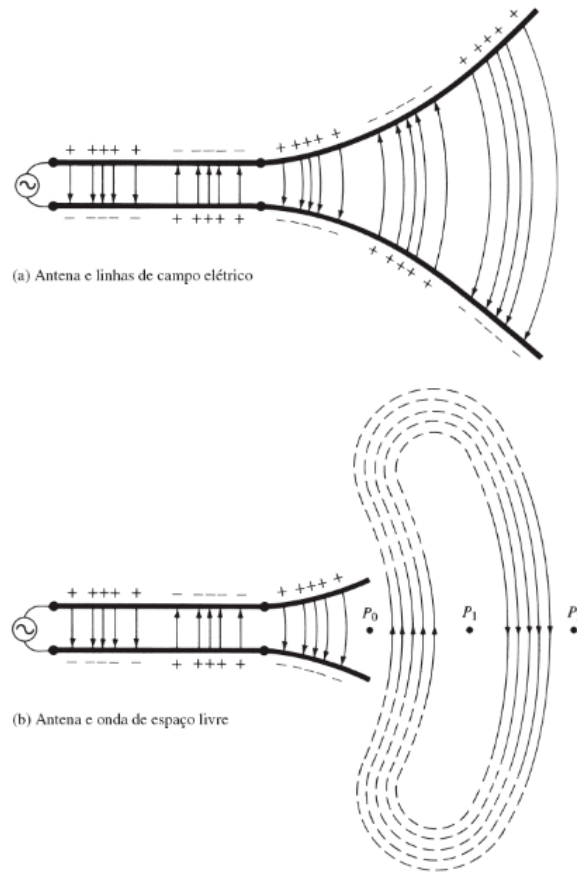


Figura 4.8: Fonte, linha de transmissão, antena e desprendimento de linhas de campo elétrico [7]

A pergunta ainda não respondida é como as ondas guiadas se desprendem da antena para criar as ondas de espaço livre, ilustradas como curvas fechadas nas Figuras 4.8 e 4.9. Na Eletrostática os campos são definidos e representam todas as possíveis trajetórias que uma carga de teste pode escrever quando inserida e liberada neste ambiente como visto na Fig.4.5. No momento em que as cargas estáticas passam a se mover em trajetórias projetadas (antenas) os campos se fecham neles mesmos e se desprendem da estrutura. Este desprendimento leva à propagação das ondas eletromagnéticas, ou então haveria um acúmulo crescente de energia em um mesmo volume.

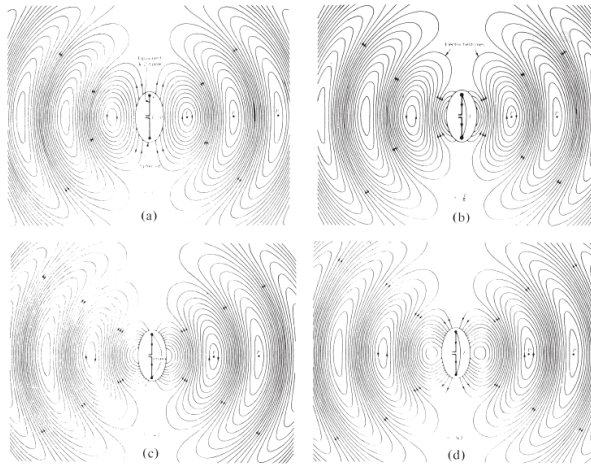


Figura 4.9: Linhas de campo elétrico de ondas de espaço livre para uma antena de $\lambda/2$ em $t = 0$, $T/8$, $T/4$ e $3T/8$ [7]

Um conceito muito importante que existe é o de entropia que refere-se à medida da desordem ou aleatoriedade em um sistema. De acordo a segunda lei da termodinâmica, a entropia de um sistema isolado tende a aumentar ao longo do tempo, o que implica uma tendência natural para a desordem.

A natureza, de certa forma, “promove” ações para manter o equilíbrio através da evolução em direção a estados de maior entropia. Em sistemas físicos, essa tendência é associada ao aumento da desordem molecular. Por exemplo, ao se esquentar uma ponta de uma chapa metálica, o calor se espalhará por toda a estrutura e isto pode ser entendido como a natureza agindo para obter um “novo equilíbrio” no sistema.

Desta forma, o ambiente busca nivelar as variáveis aumentando a entropia do sistema. Esse processo reflete a propensão dos sistemas naturais em direção a estados mais prováveis e menos organizados. Dito isso, o desprendimento de ondas eletromagnéticas pode ser explicado por meio do conceito da entropia, uma vez que há uma perturbação do sistema devido ao acúmulo crescente de energia na antena e a natureza buscando manter o equilíbrio no sistema fará o espalhamento desta energia e desta forma haverá a propagação das ondas eletromagnéticas.

Vale a pena relembrar a comparação feita com a propagação ondas eletromagnéticas no espaço livre e as ondas aquáticas geradas pela queda de uma pequena pedra em um lago em repouso. Assim que a água for perturbada, ondas começam a se formar e se movimentar para fora. Mesmo se a perturbação for interrompida, as ondas não param ou desaparecem sozinhas, continuam seguindo o seu percurso.

Caso a perturbação persista, novas ondas serão continuamente criadas, as quais se deslocam uma atrás da outra. O mesmo se passa com ondas eletromagnéticas criadas por uma perturbação elétrica. Se a perturbação elétrica inicial devido à fonte for de curta duração, as ondas eletromagnéticas geradas viajarão no interior da linha de transmissão, penetrarão na antena e, finalmente, serão irradiadas como ondas de espaço livre, mesmo que a fonte elétrica tenha deixado de existir

(como as ondas aquáticas e a perturbação que as gerou). Caso a perturbação elétrica seja de natureza contínua, as ondas eletromagnéticas existirão continuamente e seguirão, em seu deslocamento, atrás das outras.

Isso é mostrado na Fig.4.10 para uma antena bicônica. No momento em que as ondas eletromagnéticas estão na linha de transmissão e da antena, sua existência está associada à presença de cargas no interior dos condutores. Entretanto, quando as ondas são irradiadas formam curvas fechadas e não há cargas para sustentar sua existência. Desta forma concluí-se que cargas elétricas são essenciais para iniciar os campos, mas não para mantê-los; os campos podem persistir mesmo na ausência delas [7].

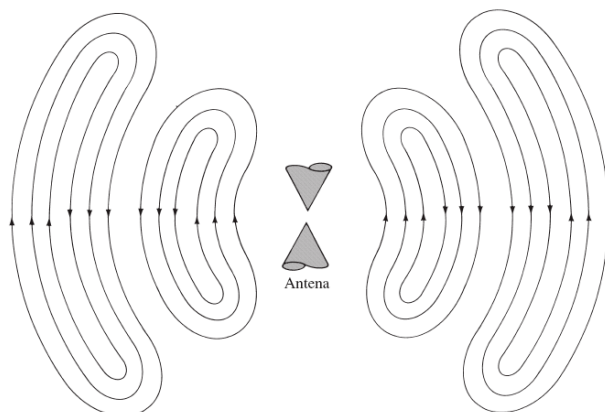


Figura 4.10: Linhas de campo elétrico de ondas de espaço livre para antena bicônica [7]

Agora é necessário explicar o mecanismo pelo qual as linhas de força elétrica se desprendem da antena para formar as ondas de espaço livre. Isto será, novamente, ilustrado pelo exemplo de uma pequena antena dipolo, considerando desprezível o tempo que a onda leva para percorrê-la. Esta hipótese é aplicada apenas para dar uma melhor interpretação física ao desprendimento das linhas de força. Embora corresponda a um mecanismo um tanto simplificado, o exemplo permite que visualizemos a criação das ondas de espaço livre. A Figura 4.11 ilustra as linhas de força criadas entre os braços de um dipolo curto alimentado pelo centro no primeiro quarto do período, intervalo de tempo em que as cargas atingem seu valor máximo (assumindo uma variação senoidal com o tempo) e as linhas de força se afastam, radialmente, a uma distância de $\lambda/4$ da antena.

Supondo que neste exemplo três linhas de força são formadas. Durante o próximo quarto de período as três linhas de força originais viajam uma distância adicional de $\lambda/4$ (um total de $\lambda/2$ desde o ponto inicial), e a densidade de carga nos condutores começa a diminuir. Isto pode ser visto como resultado da introdução de cargas opostas que, ao final da primeira metade do período, neutralizam as cargas nos condutores. As linhas de força criadas pelas cargas opostas são três e viajam uma distância $\lambda/4$ durante o segundo quarto da primeira metade do período, sendo mostradas como linhas tracejadas na Fig.4.11(b). O resultado final é que há três linhas de força apontando para cima ao longo da distância inicial de $\lambda/4$, e o mesmo número de linhas de força apontando para baixo na distância de $\lambda/4$ seguinte. Uma vez que não há carga líquida na antena, as linhas de força são obrigadas a se desprender dos condutores e a se unir, formando curvas fechadas.

Isto é mostrado na Fig.4.11(c). Na segunda metade do período o mesmo procedimento é seguido, mas as linhas de força são orientadas no sentido oposto. Depois disso, o processo é repetido e continua indefinidamente, formando padrões de campo elétrico similares àqueles da Fig.4.9.

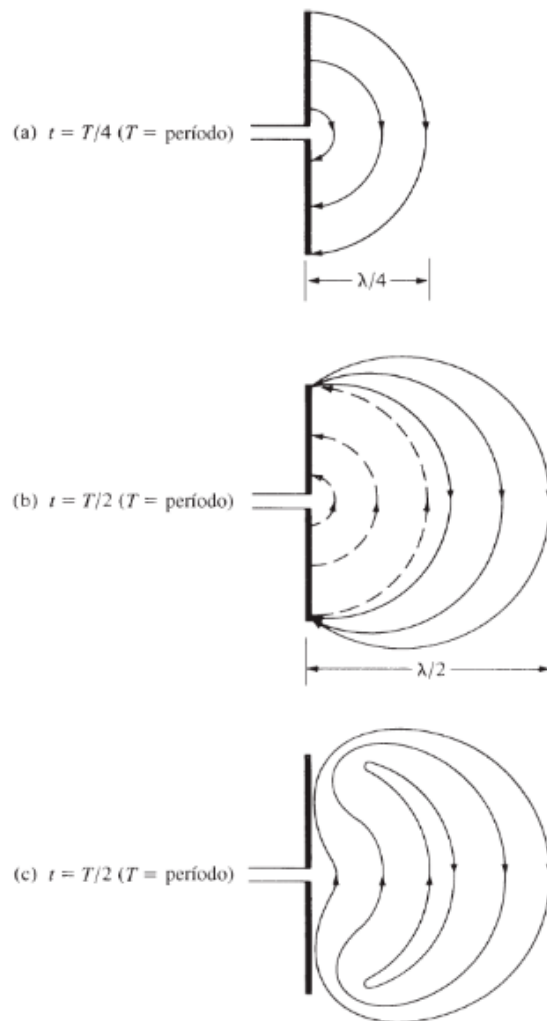


Figura 4.11: Formação e desprendimento de linhas de campo elétrico para dipolo curto [7]

Capítulo 5

Simulações Computacionais: Antenas Refletoras e Radioastronomia

Antenas refletoras têm sido de grande importância por décadas em diversas áreas da engenharia elétrica, abrangendo desde telecomunicações e radares até exploração espacial profunda e radioastronomia. Isso se deve à característica de alto ganho das antenas refletoras, geralmente acima de 30 dBi em amplas faixas de frequência, bem como à sua capacidade de acomodar níveis elevados de potência. Se o conceito de uma antena refletora for estendido para um espelho refletor, e o olho humano for considerado como uma antena em modo de recepção. Espelhos refletores têm sido utilizados por astrônomos ópticos em telescópios para aprimorar a visibilidade de estrelas, planetas e outros corpos celestes [23].

O princípio básico de funcionamento de um refletor parabólico é que todos os raios que se propagam radialmente a partir de uma fonte pontual localizada no ponto focal são refletidos como um feixe concentrado de raios paralelos, capazes de se propagar por longas distâncias sem uma atenuação excessiva. Por outro lado, raios incidentes paralelos ao eixo de simetria do parabolóide são todos refletidos em direção ao seu ponto focal, concentrando o sinal recebido em um único ponto. Nesse caso, se o olho humano ou uma câmera for posicionado um pouco atrás do ponto focal do refletor como mostra a Fig.5.1.

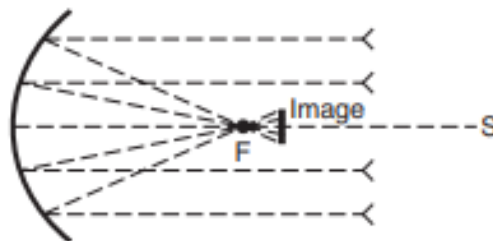


Figura 5.1: Princípio básico de operação de um espelho refletor parabólico. A superfície parabolóide é formada ao girar a curva parabólica em relação ao seu eixo de simetria (eixo “s”) [23]

No entanto, antenas refletoras são dispositivos de banda larga por natureza, não se limitando

apenas a operar em frequências cobertas pelo espectro da luz visível. Telescópios de rádio, por exemplo, buscam por fontes celestiais de rádio em uma ampla faixa de frequências (por exemplo, 300 MHz a 40 GHz). Nesse caso, as fontes de rádio e as frequências correspondentes são marcadas em gráficos de acordo com suas localizações físicas no céu, formando mapas semelhantes aos elaborados por astrônomos ópticos e assemelhando-se a medidas de antenas artificiais. As antenas de alimentação são utilizadas para receber os sinais das fontes celestiais de rádio em diferentes larguras de banda. O Very Large Array (VLA) no Novo México, por exemplo, é um conjunto de 27 antenas refletoras duplas em forma de 25m amplamente utilizadas em radioastronomia, como visto na Fig.5.2.



Figura 5.2: The Very Large Array (VLA) radiotelescópio no Novo México [23]

Uma das primeiras antenas refletoras a operar em radiofrequências foi construída por Hertz em 1888 e consistia em uma folha de zinco de aproximadamente 2x1,2m, moldada como um cilindro parabólico e iluminada por uma antena dipolo. Desde então, a tecnologia de antenas refletoras tem evoluído gradualmente, com o objetivo de aprimorar o desempenho elétrico e/ou simplificar a estrutura mecânica visto na Fig.5.3. A forma mais básica é o refletor parabólico simples e axisimétrico mostrado na Figura 3a, que ainda é amplamente utilizado, principalmente em baixas frequências e em aplicações de baixo custo. Refletores grandes frequentemente utilizam um sistema refletor duplo axisimétrico com um refletor principal parabólico, conforme mostrado na Fig.5.3(b). Os subrefletores são hiperbólicos (sistema Cassegrain) ou elípticos (sistema Gregoriano). Esses sistemas oferecem um trajeto mais curto para a linha de transmissão ou guia de ondas até a antena de alimentação e são frequentemente usados como antenas de terminais terrestres em redes de comunicação via satélite.

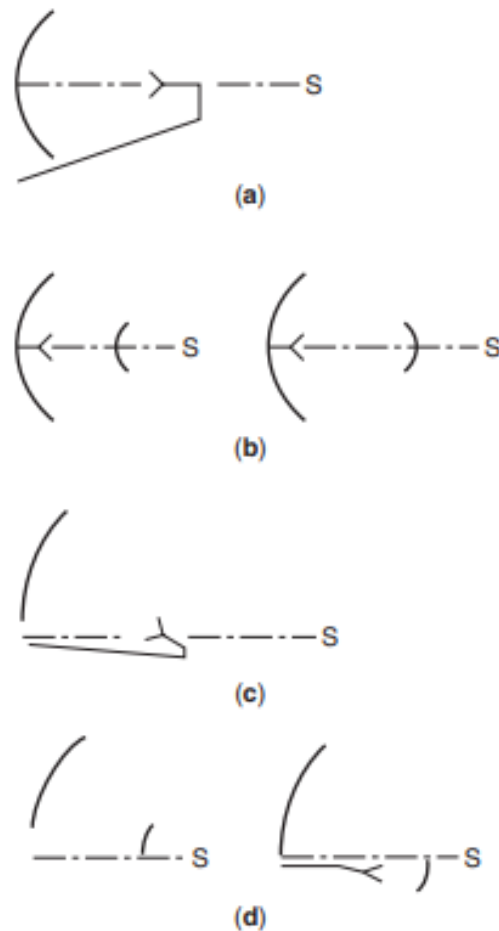


Figura 5.3: A evolução dos sistemas de antenas refletoras: (a) refletor único e axissimétrico; (b) refletor duplo e axissimétrico; (c) refletor único deslocado; (d) refletor duplo deslocado. Os refletores principais são parabólicos [23]

Refletores axisimétricos únicos e duplos sofrem com bloqueio de abertura devido à presença de alimentadores/subrefletores e estruturas mecânicas de suporte na frente da abertura do refletor principal. Esse problema é resolvido ao usar um sistema de *offset* com um refletor principal que é uma seção de um refletor principal maior, normalmente um parabolóide de revolução, como mostrado nas Figs. 5.3(c) e (d). O modelo e a construção de refletores *offset* são mais elaborados do que seus equivalentes simétricos. Avanços tecnológicos notáveis foram alcançados durante a Segunda Guerra Mundial, uma vez que os refletores eram amplamente utilizados em sistemas de radar e comunicação. No entanto, foi apenas com a proliferação de computadores digitais no final da década de 1960 que os algoritmos mais precisos de análise e síntese foram desenvolvidos, especialmente aqueles relacionados às configurações nas Figs. 5.3(c) e (d). Algoritmos de análise em forma fechada geralmente são aplicados apenas a refletores simétricos.

Além disso, melhorias substanciais no desempenho elétrico de configurações de refletores duplos axisimétricos e de *offset* foram obtidas com algoritmos de modelagem, que possível apenas com processamento numérico eficiente combinado com um sólido conhecimento de geometria diferencial e eletromagnetismo. O refletor axisimétrico de dupla forma foi introduzido na década de 1970 e

é popular para antenas de estações terrestres grandes. Como consequência, a análise e o design de antenas refletoras são agora uma área especializada e única em eletromagnetismo aplicado, responsável por muitas posições destacadas na indústria e no meio acadêmico.

Por um longo período as antenas refletoras foram aplicadas principalmente nas áreas de comunicações por satélite e redes sem fio, exploração espacial profunda e defesa eletrônica [23]. Além dos padrões específicos aplicados a fins únicos, como radiotelescópios e espaçonaves, as antenas refletoras estão atualmente sendo produzidas em grande escala para aplicações comerciais sem fio, apoiando a transferência e o armazenamento de dados na nuvem digital por meio de projetos de engenharia com altos valores agregados. Os grandes operadores internacionais de satélites, como Intelsat e Inmarsat, permitem que muitos países em desenvolvimento tenham ligações de comunicação adequadas com o resto do mundo. Assim, as antenas refletoras também têm um impacto social importante, conectando pessoas em todo o mundo, mesmo aquelas localizadas em áreas extremamente remotas da Terra, como tribos indianas, locais de exploração e navios. Em particular, os sistemas VSAT (terminal de antena muito pequeno) têm se proliferado no mundo nas últimas décadas, conectando filiais de grandes corporações, como redes de megalojas, bancos e fabricantes de automóveis. O mercado de VSAT deve continuar experimentando um crescimento substancial, não apenas com sistemas satelitais multifeixe Ka, mas ainda também em frequências mais baixas, com configurações VSAT de banda única e multibanda para as populares bandas de frequência C e Ku [23].

Outros exemplos de impactos sociais e econômicos substanciais são os sistemas de comunicação via satélite de banda larga, como os sistemas baseados em cobertura multifeixe da Inmarsat, e os sistemas de TV via satélite DTH (direct-to-home), como DirecTV, Dish, Astra, Sky e outros, que empregam pequenas antenas parabólicas de *offset* para receber os sinais de satélite em nossas casas. Além disso, novos sistemas de satélite com cobertura global para serviços de banda larga estão sendo planejados e implantados, como o sistema Starlink de baixa órbita da SpaceX, que já implantou seus primeiros 60 satélites a partir de um único lançamento do Falcon 9, esperando atingir até 12.000 satélites divididos em até 72 órbitas a 550 km de altitude. As antenas refletoras estão presentes direta ou indiretamente na vida das pessoas como nos principais portais para a troca de informações e também, em sistemas de defesa responsáveis por sustentar a integridade física e bem-estar da população. As antenas refletoras podem, portanto, ser consideradas um dos dispositivos elétricos mais bem-sucedidos de todos os tempos, especialmente devido à sua importância significativa em muitos sistemas e aplicações de engenharia modernos, como comunicações sem fio, TV via satélite e defesa eletrônica, bem como na exploração da galáxia e além [23].

5.1 O Programa Sul-Africano de Radioastronomia e o Square Kilometer Array (SKA)

Conforme mencionado anteriormente, os radiotelescópios foram abordados dentro dos parâmetros tradicionais da engenharia, sem explorar os dados resultantes de sua utilização.. Nesta seção, a mesma abordagem é mantida de maneira coesa, uma vez que os radiotelescópios são dispositivos

de engenharia de ponta, neste caso, antenas refletoras, mas resultados astronômicos também são apresentados e discutidos como uma ilustração da pesquisa e desenvolvimento realizados com a operação das antenas. Sugere-se que algumas medidas de radioastronomia possuam semelhanças com aquelas obtidas nos testes de antenas artificiais [23].

O programa de radioastronomia sul-africano inclui o radiotelescópio KAT-7 (Karoo Array Radio Telescope), composto por um conjunto de sete antenas refletoras únicas e axisimétricas de 12 metros, parcialmente mostradas na Fig.5.4. O arranjo axisimétrico foi escolhido para manter os níveis lineares de polarização cruzada (XPOL) ao mínimo. É interessante observar que medições astronômicas normalmente requerem períodos prolongados, como durante janelas de visibilidade ao longo de semanas, sendo posteriormente processadas de diversas maneiras para produzir os resultados finais. Diferentes condições durante as medições podem resultar em uma ampla gama de variações, aumentando substancialmente a complexidade dos algoritmos de pós-processamento. Essas diferenças estão sempre sujeitas a investigação adicional com pesquisa e desenvolvimento pois podem indicar variações reais das fontes de rádio, em vez de efeitos das antenas e do ambiente de teste, neste caso, tanto da Terra quanto do universo.



Figura 5.4: Radiotelescópio KAT-7 [23]

Embora o conjunto KAT-7 tenha sido construído como preparação para radiotelescópios mais avançados baseados em antenas refletoras, ele é amplamente utilizado por astrônomos ao redor do mundo devido à sua precisão e desempenho. O projeto KAT-7 serviu como base tecnológica para o radiotelescópio MeerKAT, um conjunto de 64 antenas refletoras duplas *offset* gregorianas de 13,5 metros cada, mostrado na Fig.5.5. O conjunto MeerKAT já está atraindo pesquisadores em todo o mundo e fará parte do projeto SKA, que adicionará progressivamente até 2030 mais antenas refletoras na África do Sul e antenas de abertura na Austrália (não necessariamente antenas refletoras) [23].

A antena SKA quando estiver totalmente operacional terá uma abertura equivalente a um quilômetro quadrado. Além disso, espera-se que o SKA seja 50 vezes mais sensível e 10.000 vezes mais rápido do que qualquer outro radiotelescópio existente, seja na Terra ou em órbita, para medições de fontes celestiais localizadas a bilhões de anos-luz de distância em frequências que

variam de 340 MHz a 15,4 GHz. O projeto é conduzido pela Organização SKA, formada por vários países, incluindo, mas não se limitando à África do Sul, Austrália, Holanda, Alemanha, China e Índia.



Figura 5.5: O radiotelescópio MeerKAT, um conjunto de 64 antenas de 13,5 metros [23]

Medições astronômicas geralmente empregam coordenadas galácticas em longitude e latitude e/ou coordenadas globais; ou seja, a ascensão reta (RA) no eixo x e a declinação no eixo y . A RA é fornecida em horas e minutos a partir do equinócio vernal para cada ciclo da Terra ao redor do Sol (direção entre o centro da Terra e o ponto projetado na linha do Equador em que o Sol cruza do sul para o norte a cada ano, marcando o início da primavera no hemisfério norte). A declinação é dada em graus, sendo zero na linha do Equador e positiva para o norte. Em cada ponto de coordenada galáctica ou coordenada global, a densidade espectral de potência é medida por feixe de antena na unidade jy (Janskys) $= 10^{-26} \text{ W m}^{-2} \text{ Hz}^{-1}$.

A Figura 5.6 ilustra as medições astronômicas de um buraco negro no espaço profundo de 0,9 a 1,67 GHz, tanto com os radiotelescópios KAT-7 quanto MeerKAT, durante fases intermediárias de teste e implantação (MeerKAT com 4 e 16 antenas refletoras). Embora não mostrados, mapas de contorno são frequentemente gerados a partir das medições de corpos celestes, de maneira semelhante aos mapas de contorno uv de antenas artificiais.

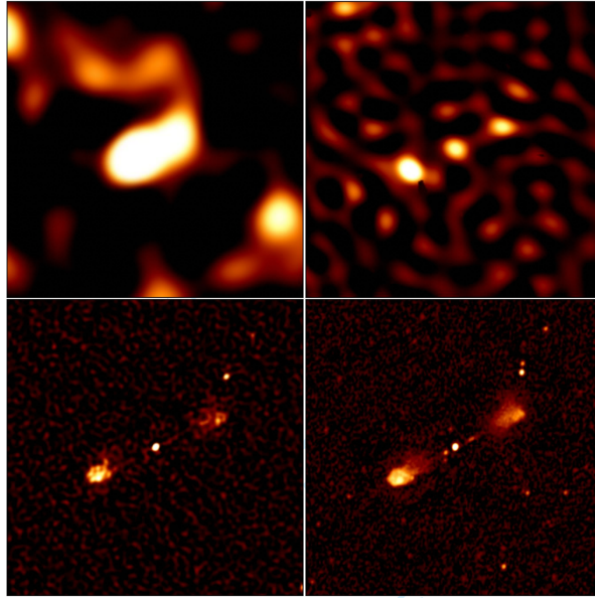


Figura 5.6: KAT-7 e as medições do MeerKAT em diferentes fases de implantação de um buraco negro no espaço profundo de 0,9 a 1,67 GHz. Observe o aumento de detalhes na imagem das emissões de radiofrequência, inicialmente mostradas no canto superior esquerdo, medidas pelo KAT-7, e no canto superior direito e inferior pelo MeerKAT, respectivamente, com 4 e 16 antenas refletoras (as imagens inferiores geradas com cerca de um ano de diferença) [23]

5.2 Simulações

Nesta seção será abordada a simulação do radiotelescópio KAT-7 (Karoo Array Radio Telescope) localizado na África do Sul e que foi testado em março de 2012 para verificar as emissões e rotação (Doppler) da galáxia NGC 3109 mostrada na Fig.5.7 na constelação de Hydra que fica a 4,3 milhões de anos-luz de distância, com uma resolução de 10 km/s que vem evoluindo. Vale a pena destacar que a Fig.5.8 exibe a galáxia NGC 3109 em contornos verdes que representa o gás de hidrogênio sobreposto a uma imagem óptica [23].

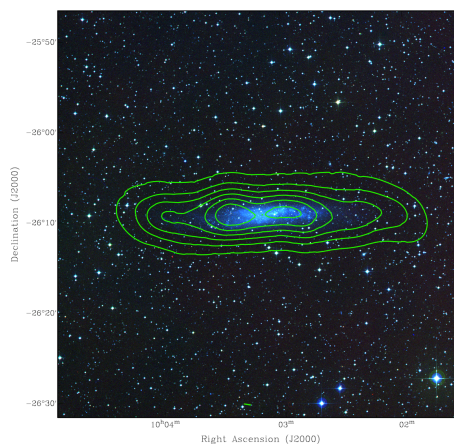


Figura 5.7: Galáxia NGC 3109 [22]

Vale a pena destacar que as irradiações verificadas pelo KAT-7 são na linha do hidrogênio, caracterizada por emissões de banda estreita, em uma frequência de 1,42 GHz, correspondente a um comprimento de onda de 21 centímetros. Esta linha é utilizada para medições Doppler que tem como objetivo detectar a velocidade de rotação e as distâncias das galáxias, incluindo a Via Láctea. É importante ressaltar que a emissão ocorre durante a transição da orientação do dipolo magnético do elétron (spin) de fase (estado de energia mais elevado para o átomo) para fora de fase em relação ao núcleo do hidrogênio. Embora essa inversão do spin tenha uma probabilidade muito baixa de ocorrer, as emissões de rádio nessa frequência específica acontecem o tempo todo devido à abundância de hidrogênio no universo.

No momento em que o KAT-7 identifica uma variação na frequência de 1,42 GHz isto denota que galáxia está rodando, uma vez que em azul indica uma aproximação e em vermelho indica um afastamento da galáxia em relação ao observador, como visto na Fig.5.8. E os sete refletores simétricos, teoricamente sem polarização cruzada dos refletores, que funcionam como uma antena de conjunto de fase. Esses refletores são construídos com uma malha metálica embutida em uma resina composta.

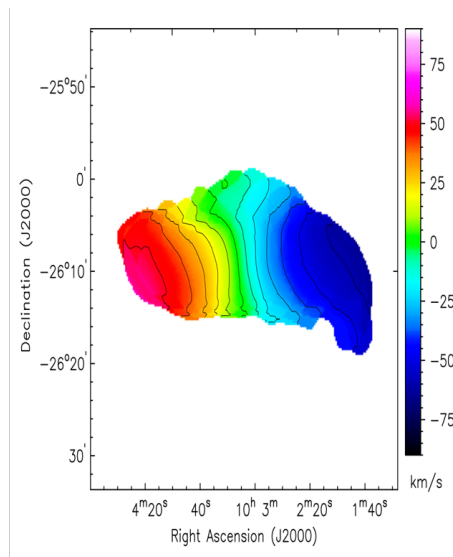


Figura 5.8: Galáxia NGC 3109 captada pelo KAT-7 [22]

A fim de se ilustrar o funcionamento da antena conforme escrito acima e discutido nos capítulos anteriores, é mostrada a simulação, com valores que definem, uma das antenas do KAT-7 efetuada com o programa PRAC (Parabolic Reflector Analysis Code) como visto nas Figs.5.9 e 5.10 [23, 24].

WebPRAC - Parabolic Reflector Analysis Code for the Web

WebPRAC - Parabolic Reflector Analysis Code for Web

Frequency (GHz):	<input type="text" value="1.42"/>	Feed Type:	<input type="text" value="Cos^q"/>
Dimension Unit:	<input type="text" value="Centimeters"/>	Feed Pointing Angle:	<input type="text" value="0"/>
D:	<input type="text" value="1200"/>	Feed Taper (dB):	<input type="text" value="16.3"/>
H:	<input type="text" value="0"/>	Feed Taper Angle (deg):	<input type="text" value="66"/>
F/Dp Ratio:	<input type="text" value="0.38"/>	Feed Polarization:	<input type="text" value="Xf-Polarized"/>
phi:	<input type="text" value="45"/>	Feed Position:	
Inicial Theta:	<input type="text" value="-4"/>	Xf: <input type="text" value="0"/>	Yf: <input type="text" value="0"/>
Theta Increments:	<input type="text" value="0.02"/>	Zf: <input type="text" value="0"/>	
No. of theta values:	<input type="text" value="400"/>	<input type="button" value="Run and Plot"/> <input type="button" value="Run Table"/>	

Status: idle.

University of Brasilia, Brazil
 Software developed by Marco Terada and translated to Applet Java by Rafael Rabelo
 If the applet java doesn't start, update your Java Virtual Machine: [Click here!](#)

Figura 5.9: Entrada de dados para o plano de 45 graus (onde a polarização cruzada é teoricamente máxima, mas neste caso, abaixo do range visível plotado)

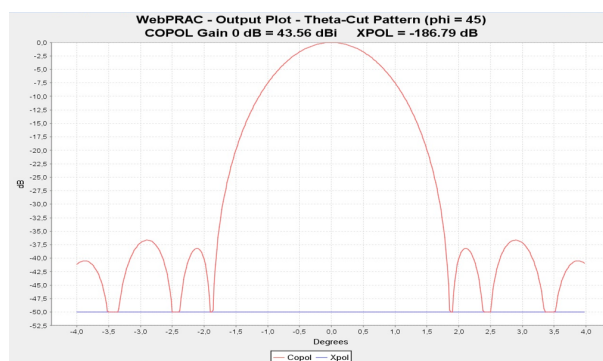


Figura 5.10: Diagrama de Irradiação: resultado computacional

Os resultados da simulação denotam a geometria específica de cada um dos refletores integrantes do KAT-7 [23, 24, 25]. Visando um maior entendimento acerca dos parâmetros da vistos na Fig.5.9 tem-se uma geometria genérica mostrada Fig.5.11 que indica o que cada variável representa numa antena refletora.

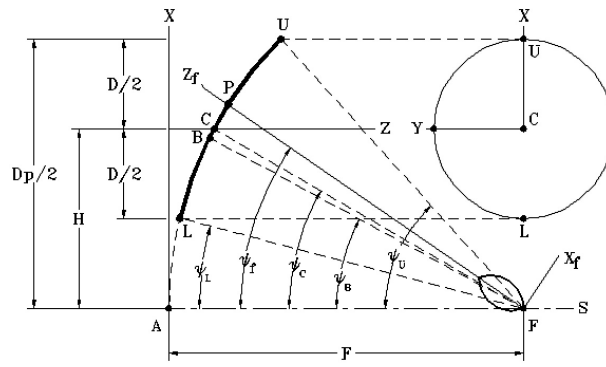


Figura 5.11: Parâmetros de uma geometria genérica de um refletor [23]

A iluminação nas bordas do refletor é intencionalmente baixa para minimizar o “spillover” (energia proveniente do alimentador que não atinge o refletor), o que leva ao comportamento não-convencional dos lóbulos laterais [24].

Capítulo 6

Conclusão

Em síntese, a discussão aprofundada acerca do mecanismo de irradiação em antenas proporcionou uma compreensão abrangente sobre estes dispositivos fundamentais no cenário de telecomunicações. Ao explorar os fundamentos teóricos, a partir de uma ampla revisão bibliográfica, explicações, analogias e análises práticas com simulações, foi possível não apenas entender o panorama atual da tecnologia, mas também informar a sociedade que a irradiação feita pelas antenas, nas faixas corretas de frequência, não causam malefícios à saúde e este controle é feito pela Anatel.

A análise teórica estabeleceu uma base sólida, esclarecendo conceitos essenciais como polarização, diretividade e padrões de irradiação. O entendimento destes tópicos facilita a compreensão do mecanismo de irradiação de antenas e de como as ondas eletromagnéticas são propagadas. A revisão bibliográfica permitiu contextualizar o estudo ao longo do tempo, mostrando lacunas e consolidando avanços tecnológicos. Ao compreender os desafios enfrentados por pesquisadores e profissionais no passado, foi possível construir uma abordagem mais informada e contextualizada no presente e este trabalho torna-se um meio de combate às *fakenews* e informações infundadas.

Explorar as aplicações práticas do mecanismo de irradiação em antenas proporcionou uma imersão nas operações cotidianas e nos dilemas de segurança enfrentados pela indústria e sociedade, as análises de casos reais no contexto de radioastronomia e também dos obstáculos superados ofereceram contribuições significativas, capazes não apenas de otimizar o desempenho atual, mas também de orientar futuros desenvolvimentos.

Por fim, ao alcançar os objetivos estabelecidos neste trabalho, busca-se não apenas enriquecer o conhecimento já existente, mas também promover novas pesquisas e aprimoramentos práticos. Além disso, com os tópicos abordados neste projeto foi possível mostrar o embasamento matemático para a irradiação de antenas e desta forma afastar rumores sem fundamentos e *fake news*. Além disso, a Anatel também fiscaliza as faixas de frequência das irradiações para garantir que não haja nenhum malefício à saúde da população causado por essas irradiações.

Referências Bibliográficas

- [1] STUTZMAN, W. L.; THIELE, G. A. *Antenna theory and design*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012.
- [2] Anatel. *5G x Coronavírus*. Acessado em 14 de junho de 2023. Disponível em: <<https://www.gov.br/anatel/pt-br/assuntos/noticias/5g-x-coronavirus>>.
- [3] G1. *É FAKE que redes 5G disseminam o novo coronavírus*. Acessado em 11 de novembro de 2021. Disponível em: <<https://g1.globo.com/fato-ou-fake/coronavirus/noticia/2020/04/08/e-fake-que-redes-5g-disseminam-o-novo-coronavirus.ghtm>>.
- [4] Congresso Nacional . *LEI Nº 11.934, DE 5 DE MAIO DE 2009*. Acessado em 14 de junho de 2023. Disponível em: <https://www.planalto.gov.br/ccivil_03/ato2007-2010/2009/lei/l11934.htm>.
- [5] Anatel. *Anatel*. Acessado em 14 de junho de 2023. Disponível em: <<https://www.gov.br/anatel/pt-br>>.
- [6] Acel. *Cartilhas*. Acessado em 14 de junho de 2023. Disponível em: <[64](https://www.acel.org.br/component/docman/cat_view/10-cartilhas?Itemid=)

- [14] JOHN, R. R.; FREDERICK, J. M.; ROBERT, W. C. *Fundamentos da teoria eletromagnética*. [S.l.]: Ed. Campus, Rio de Janeiro, 1982.
- [15] JORDAN, E. C.; BALMAIN, K. G. *Electromagnetic waves and radiating systems*. [S.l.: s.n.], 1968.
- [16] VANNUCCI, A. *Eletromagnetismo Prof. Alvaro Vannucci, do Instituto de Física, USP*. [S.l.: s.n.].
- [17] Instituto Tecnológico de Aeronáutica. *Cálculo Vetorial, ITA*. [S.l.: s.n.].
- [18] POSSANI, C. *Cálculo Diferencial e Integral para Engenharia Prof. Claudio Possani, do Departamento de Matemática, USP*. [S.l.: s.n.].
- [19] MARQUES, G. d. C. *Eletromagnetismo Avançado Prof. Gil da Costa Marques, do Instituto de Física, USP*. [S.l.: s.n.].
- [20] PAUL, C. R. *Electromagnetics for engineers: with applications to digital systems and electromagnetic interference*. [S.l.]: John Wiley & Sons Incorporated, 2004.
- [21] Huawei. *Differences Between AAU and RRU*. Acessado em 11 de novembro de 2021. Disponível em: <<https://forum.huawei.com/enterprise/en/differences-between-aau-and-rru/thread/886817-10030>>.
- [22] JACKSON, J. D. *Classical Electrodynamics*. [S.l.]: John Wiley and Sons, 1998.
- [23] TERADA, M. A. B. *Wiley Encyclopedia of RF and Microwave Engineering 2nd ed*. [S.l.]: John Wiley and Sons.
- [24] LEHMENSIEK, R.; THERON, I. *L-Band Feed Horn and Orthogonal Mode Transducer for the KAT-7 Radio Telescope*,. [S.l.]: IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 59, NO. 6, pp. 1894-1901, 2011.
- [25] YOUNG A; TERADA, M.; VILLIERS, D. de; DAVIDSON, D. *Assessment of the Sensitivity of the South African KAT-7 and MeerKAT/SKA Radio Telescope Reflector Antennas*. [S.l.]: IEEE 2012 ICEAA, v.1, pp. 486-489, 2024 (em impressão).