

# Práticas de Antenas

Fernando J. S. Moreira



GAPTEM - Grupo de Antenas, Propagação e Teoria Eletromagnética  
Departamento de Engenharia Eletrônica  
Universidade Federal de Minas Gerais

28 de setembro de 2022



# Sumário

<b>1</b>	<b>Revisão de Sistemas de Coordenadas</b>	<b>5</b>
1.1	Objetivos . . . . .	5
1.2	Coordenadas Cartesianas . . . . .	5
1.3	Coordenadas Cilíndricas . . . . .	7
1.4	Coordenadas Esféricas . . . . .	11
<b>2</b>	<b>Análise de um Dipolo (Parte I)</b>	<b>15</b>
2.1	Objetivos . . . . .	15
2.2	Observações Iniciais . . . . .	15
2.3	Prática . . . . .	15
<b>3</b>	<b>Análise de um Dipolo (Parte II)</b>	<b>21</b>
3.1	Objetivos . . . . .	21
3.2	Observações Iniciais . . . . .	21
3.3	Prática . . . . .	21
<b>4</b>	<b>Fórmula de Friis</b>	<b>25</b>
4.1	Objetivos . . . . .	25
4.2	Prática . . . . .	25
<b>5</b>	<b>Polarização</b>	<b>29</b>
5.1	Objetivos . . . . .	29
5.2	Prática . . . . .	29
<b>6</b>	<b>Variação da Eficiência de uma Antena com a Frequência</b>	<b>33</b>
6.1	Objetivos . . . . .	33
6.2	Observações Iniciais . . . . .	33
6.3	Prática . . . . .	33
<b>7</b>	<b>Acoplamento Mútuo entre Dipolos de Meia Onda</b>	<b>37</b>
7.1	Objetivos . . . . .	37
7.2	Observações Iniciais . . . . .	37

---

7.3	Prática . . . . .	37
<b>8</b>	<b>Casamento de Impedância</b>	<b>41</b>
8.1	Objetivos . . . . .	41
8.2	Observações Iniciais . . . . .	41
8.3	Prática . . . . .	41
<b>9</b>	<b>Antena Yagi-Uda</b>	<b>43</b>
9.1	Objetivos . . . . .	43
9.2	Prática . . . . .	43
<b>10</b>	<b>Antena Helicoidal</b>	<b>47</b>
10.1	Objetivos . . . . .	47
10.2	Observações Iniciais . . . . .	47
10.3	Prática . . . . .	47
<b>11</b>	<b>Refletor Parabólico Simétrico</b>	<b>49</b>
11.1	Objetivos . . . . .	49
11.2	Observações Iniciais . . . . .	49
11.3	Prática . . . . .	49
<b>12</b>	<b>Projeto de uma Antena Refletora Parabólica Simétrica</b>	<b>53</b>
12.1	Objetivos . . . . .	53
12.2	Observações Iniciais . . . . .	53
12.3	Prática . . . . .	53

# Capítulo 1

## Revisão de Sistemas de Coordenadas

### 1.1 Objetivos

- Revisão de coordenadas Cartesianas, cilíndricas (polares) e esféricas.
- Revisão de cálculo vetorial.
- Revisão de integrais de linha, superfície e volume.

### 1.2 Coordenadas Cartesianas

Em *Antenas* é fundamental saber manipular com vetores, já que o campo eletromagnético e a fonte de corrente são grandezas vetoriais. Além disso, o campo é geralmente obtido através da integração sobre uma dada distribuição de corrente, exigindo uma parametrização espacial desta distribuição antes de se avaliar a integral.

Em geral, lida-se com quatro grandezas vetoriais distintas: o campo eletromagnético, a fonte de corrente (elétrica ou magnética), o vetor posição que define a localização da fonte de corrente ( $\vec{r}'$ ) e o vetor posição que define o ponto de observação no qual o campo é calculado ( $\vec{r}$ ). Tal quantidade de vetores exige um cuidado especial no momento de realizar os cálculos. Em particular, deve-se tomar cuidado para que dois vetores estejam representados na mesma base vetorial antes de operá-los.

Um certo vetor, por exemplo, campo elétrico é função da posição  $\vec{r}$  e possui três componentes vetoriais. Numa base Cartesiana, estas componentes

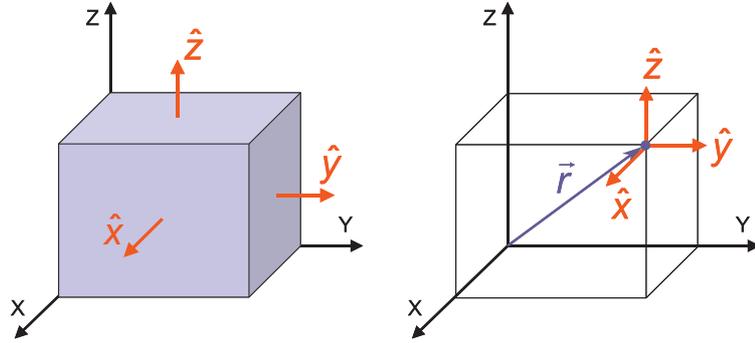


Figura 1.1: Definição da base vetorial Cartesiana num dado ponto  $\vec{r}$ .

são definidas por:

$$\vec{E}(\vec{r}) = E_x(\vec{r}) \hat{x} + E_y(\vec{r}) \hat{y} + E_z(\vec{r}) \hat{z} ,$$

onde  $E_x$ ,  $E_y$  e  $E_z$  são as componentes Cartesianas do vetor  $\vec{E}$  e  $\hat{x}$ ,  $\hat{y}$  e  $\hat{z}$  representam os vetores unitários (e constantes) da base Cartesiana. O vetor posição  $\vec{r}$ , por sua vez, é definido por:

$$\vec{r} = x \hat{x} + y \hat{y} + z \hat{z} ,$$

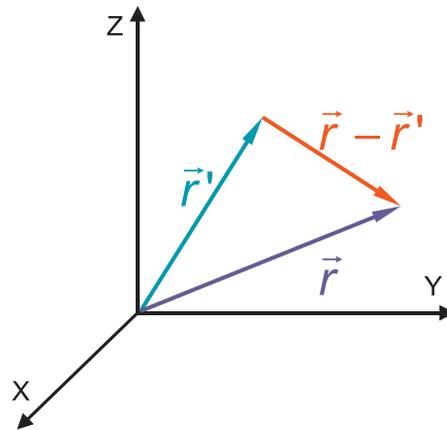
onde  $x$ ,  $y$  e  $z$  são as componentes Cartesianas de  $\vec{r}$ , neste caso chamadas de coordenadas Cartesianas do ponto localizado por  $\vec{r}$ . A definição da base Cartesiana é dada pelas direções normais às superfícies onde uma das coordenadas é constante. Por exemplo,  $\hat{z}$  é a normal unitária à superfície (neste caso, ao plano)  $z$ -constante, apontando na direção de  $z$  crescente. No presente sistema Cartesiano tais superfícies são planos, como ilustrado na Fig. 1.1.

O vetor  $\vec{r} - \vec{r}'$  aparece constantemente em operações para o cálculo do campo radiado e é um exemplo de operação onde deve-se tomar o cuidado em ter os vetores envolvidos expressos na mesma base vetorial. No caso particular do sistema Cartesiano, como a base  $\hat{x}$ ,  $\hat{y}$  e  $\hat{z}$  é constante (ou seja, não muda com a posição), a operação  $\vec{r} - \vec{r}'$  torna-se muito simples:

$$\vec{r} - \vec{r}' = (x\hat{x} + y\hat{y} + z\hat{z}) - (x'\hat{x} + y'\hat{y} + z'\hat{z}) = (x - x')\hat{x} + (y - y')\hat{y} + (z - z')\hat{z} ,$$

onde  $x'$ ,  $y'$  e  $z'$  são as componentes Cartesianas do vetor posição  $\vec{r}'$ , geralmente diferentes das de  $\vec{r}$  (veja a Fig. 1.2).

Quando a distribuição de corrente é linear, o cálculo do campo radiado é dado por uma integral de linha. Seja então uma curva (linha) parametrizada

Figura 1.2: Definição do vetor  $\vec{r} - \vec{r}'$ .

por:

$$\begin{cases} x = f(\alpha) \\ y = g(\alpha) \\ z = h(\alpha) \end{cases} \implies \begin{cases} dx = (df/d\alpha)d\alpha \\ dy = (dg/d\alpha)d\alpha \\ dz = (dh/d\alpha)d\alpha \end{cases}.$$

Neste caso, o infinitésimo de arco  $d\ell$  sobre tal curva é dado por:

$$d\ell = \sqrt{dx^2 + dy^2 + dz^2} = \sqrt{(df/d\alpha)^2 + (dg/d\alpha)^2 + (dh/d\alpha)^2} d\alpha.$$

Por exemplo, se a integração for sobre o eixo  $z$ , então  $x$  e  $y$  são constantes. Consequentemente,  $dx = dy = 0$  e a melhor escolha é definir  $z = \alpha$ . Neste caso, observe que  $d\ell = dz$ .

No caso de uma integral de superfície não há uma regra geral para a determinação do infinitésimo de área  $ds$ . Alguns casos de interesse são aqueles onde a integral ocorre sobre um plano. Por exemplo, se for sobre um plano onde  $z$  é constante, em coordenadas Cartesianas teremos  $ds = dx dy$ . Se for num plano  $y$  constante,  $ds = dx dz$ , e assim por diante. Para uma integral volumétrica, o infinitésimo de volume é simplesmente dado por  $dv = dx dy dz$ .

**Antes de prosseguir, note e compreenda as diferenças entre: i) coordenadas de um ponto, ii) base vetorial definida num ponto e iii) componentes de um vetor numa dada base vetorial.**

### 1.3 Coordenadas Cilíndricas

Quem determina o sistema de coordenadas a ser utilizado numa integral de radiação é a geometria da distribuição de corrente. Por exemplo, se a

#### Práticas de Antenas

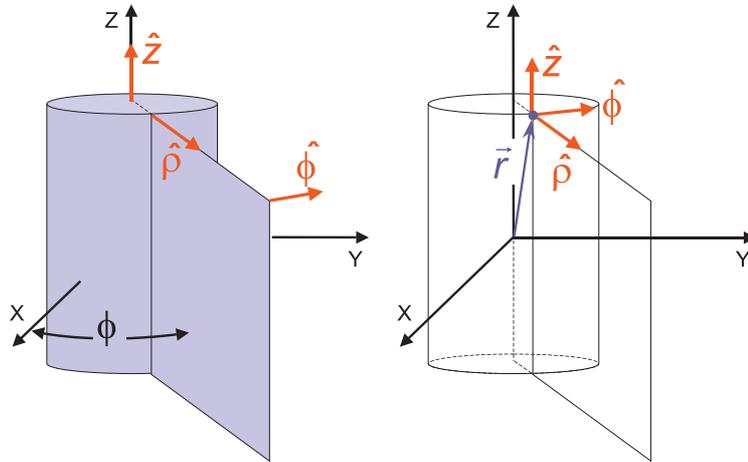


Figura 1.3: Definição da base vetorial cilíndrica.

distribuição de corrente for cilíndrica, é conveniente utilizar as coordenadas cilíndricas  $\rho$ ,  $\phi$  e  $z$  por causa dos limites da integração. Porém, deve-se tomar cuidado com a base vetorial cilíndrica, já que ela muda com a posição.

A base vetorial cilíndrica, de maneira semelhante à Cartesiana, é definida pelas normais das superfícies onde uma das coordenadas  $\rho$ ,  $\phi$  ou  $z$  é constante, como indicado pela Fig. 1.3. A superfície onde  $\rho$  é constante é um cilindro de raio  $\rho$  com eixo sobre o eixo da coordenada  $z$ . A superfície  $\phi$  constante é um semi-plano limitado pelo eixo  $z$ . O plano  $z$  constante possui a mesma definição apresentada nas coordenadas Cartesianas. Logo, observe com o auxílio da Fig. 1.3 que para posições com diferentes ângulos  $\phi$ , as direções unitárias  $\hat{\rho}$  e  $\hat{\phi}$  mudam.

Um certo campo vetorial  $\vec{E}$  na posição  $\vec{r}$  pode ser representado pelas suas três componentes cilíndricas:

$$\vec{E}(\vec{r}) = E_{\rho}(\vec{r}) \hat{\rho} + E_{\phi}(\vec{r}) \hat{\phi} + E_z(\vec{r}) \hat{z} ,$$

onde  $E_{\rho}$ ,  $E_{\phi}$  e  $E_z$  são as componentes cilíndricas de  $\vec{E}$  e  $\hat{\rho}$ ,  $\hat{\phi}$  e  $\hat{z}$  representam os vetores unitários da base cilíndrica no ponto  $\vec{r}$ , conforme a Fig. 1.3. O vetor posição  $\vec{r}$ , por sua vez, é definido por:

$$\vec{r} = \rho \hat{\rho} + z \hat{z} ,$$

onde  $\rho$  e  $z$  são as componentes cilíndricas de  $\vec{r}$ . Note que não há componente na direção  $\hat{\phi}$ , já que o vetor  $\vec{r}$  encontra-se sobre o plano  $\phi$  constante (veja a Fig. 1.3). A informação sobre o ângulo  $\phi$  está implícita em  $\hat{\rho}$ , já que tal direção depende de  $\phi$ .

Talvez a melhor forma de compreender a base cilíndrica seja através da representação em base Cartesiana. Neste caso (verifique):

$$\begin{aligned} \begin{cases} x = \rho \cos \phi \\ y = \rho \sin \phi \\ z = z \end{cases} &\implies \begin{cases} dx = \cos \phi d\rho - \sin \phi \rho d\phi \\ dy = \sin \phi d\rho + \cos \phi \rho d\phi \\ dz = dz \end{cases} \\ &\implies \begin{cases} \hat{x} = \cos \phi \hat{\rho} - \sin \phi \hat{\phi} \\ \hat{y} = \sin \phi \hat{\rho} + \cos \phi \hat{\phi} \\ \hat{z} = \hat{z} \end{cases} \\ &\implies \begin{cases} \hat{\rho} = \cos \phi \hat{x} + \sin \phi \hat{y} \\ \hat{\phi} = -\sin \phi \hat{x} + \cos \phi \hat{y} \\ \hat{z} = \hat{z} \end{cases} \end{aligned}$$

Neste caso:

$$\vec{r} = \rho \hat{\rho} + z \hat{z} = \rho (\cos \phi \hat{x} + \sin \phi \hat{y}) + z \hat{z} = x \hat{x} + y \hat{y} + z \hat{z} ,$$

como esperado. Porém, na manipulação do vetor  $\vec{r} - \vec{r}'$  deve-se tomar cuidado:

$$\vec{r} - \vec{r}' = (\rho \hat{\rho} + z \hat{z}) - (\rho' \hat{\rho}' + z' \hat{z}) ,$$

onde as coordenadas primas referem-se à posição  $\vec{r}'$  (veja a Fig. 1.4). Como  $\hat{\rho}$  e  $\hat{\rho}'$  em geral não coincidem, a melhor maneira de lidar com a diferença acima é representar todos os vetores na base Cartesiana, que é constante e independente da posição (ou seja,  $\hat{x}' = \hat{x}$ ,  $\hat{y}' = \hat{y}$  e  $\hat{z}' = \hat{z}$ ). Logo:

$$\begin{aligned} \vec{r} - \vec{r}' &= (\rho \hat{\rho} + z \hat{z}) - (\rho' \hat{\rho}' + z' \hat{z}) \\ &= \rho (\cos \phi \hat{x} + \sin \phi \hat{y}) + z \hat{z} - \rho' (\cos \phi' \hat{x} + \sin \phi' \hat{y}) - z' \hat{z} \\ &= (\rho \cos \phi - \rho' \cos \phi') \hat{x} + (\rho \sin \phi - \rho' \sin \phi') \hat{y} + (z - z') \hat{z} \\ &= (x - x') \hat{x} + (y - y') \hat{y} + (z - z') \hat{z} , \end{aligned}$$

como esperado. Apesar de parecer mais trabalhoso, é geralmente a forma mais prática de se lidar com o problema.

Para uma integral de linha, o infinitésimo  $d\ell$  é obtido por:

$$\begin{aligned} d\ell &= \sqrt{dx^2 + dy^2 + dz^2} \\ &= \sqrt{(\cos \phi d\rho - \rho \sin \phi d\phi)^2 + (\sin \phi d\rho + \rho \cos \phi d\phi)^2 + (dz)^2} \\ &= \sqrt{(d\rho)^2 + (\rho d\phi)^2 + (dz)^2} . \end{aligned}$$

Por exemplo, se a integral de linha for sobre o perímetro de um círculo de raio  $\rho$  e localizado sobre um plano  $z$  constante, teremos  $dz = d\rho = 0$  e  $d\ell = \rho d\phi$ , como esperado. Se a integral for sobre a área do círculo (integral de superfície), então  $ds = (d\rho)(\rho d\phi) = \rho d\rho d\phi$ . Para integrais de volume em coordenadas cilíndricas,  $dv = (d\rho)(\rho d\phi)(dz) = \rho d\rho d\phi dz$ .

## Práticas de Antenas

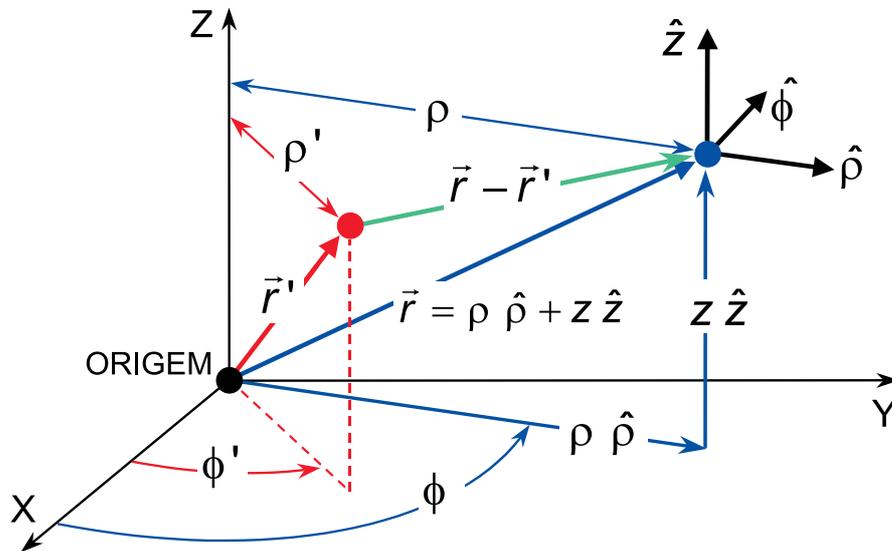


Figura 1.4: Definição do vetor  $\vec{r} - \vec{r}'$  em coordenadas cilíndricas.

**Exemplo:**

Seja  $\vec{E} = \hat{x} + \hat{y} + \hat{z}$  definido no ponto  $\vec{r} = \hat{x} + 2\hat{y} + 3\hat{z}$ . Descreva  $\vec{E}$  em componentes da base cilíndrica em  $\vec{r}$ .

Solução: inicialmente determina-se a coordenada  $\phi$  através de  $\vec{r}$ :  $\tan \phi = y/x = 2/1 \Rightarrow \phi = 63,43^\circ$ . Conseqüentemente,  $\hat{x} = 0,4472 \hat{\rho} - 0,8944 \hat{\phi}$  e  $\hat{y} = 0,8944 \hat{\rho} + 0,4472 \hat{\phi}$ . Substituindo em  $\vec{E}$ :  $\vec{E} = 1,3416 \hat{\rho} - 0,4472 \hat{\phi} + \hat{z}$ .

Nestas situações é mais eficiente uma abordagem matricial. Seja,  $\vec{E}(\vec{r}) = E_x(\vec{r}) \hat{x} + E_y(\vec{r}) \hat{y} + E_z(\vec{r}) \hat{z} = E_\rho(\vec{r}) \hat{\rho} + E_\phi(\vec{r}) \hat{\phi} + E_z(\vec{r}) \hat{z}$ . Então:

$$\begin{bmatrix} E_x(\vec{r}) \\ E_y(\vec{r}) \\ E_z(\vec{r}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \phi & -\sin \phi & 0 \\ \sin \phi & \cos \phi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_\rho(\vec{r}) \\ E_\phi(\vec{r}) \\ E_z(\vec{r}) \end{bmatrix}, \text{ ou,} \\ \begin{bmatrix} E_\rho(\vec{r}) \\ E_\phi(\vec{r}) \\ E_z(\vec{r}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \phi & \sin \phi & 0 \\ -\sin \phi & \cos \phi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_x(\vec{r}) \\ E_y(\vec{r}) \\ E_z(\vec{r}) \end{bmatrix}.$$

Refaça o problema anterior utilizando a notação matricial.

**Exemplo:**

Seja uma corrente anular dada por  $\vec{I} = f(\phi') \hat{\phi}'$  sobre um círculo de raio  $\rho' = a$  no plano  $z = 0$ . Determine  $\vec{F} = \int_0^{2\pi} \vec{I} d\ell'$ .

Solução: inicialmente note que  $d\ell' = \rho'd\phi' = a d\phi'$ . Como  $\hat{\phi}'$  depende da variável de integração  $\phi'$  então deve-se tomar cuidado com tal vetor. A forma mais prática de solução é utilizar  $\hat{\phi}' = -\sin\phi' \hat{x} + \cos\phi' \hat{y}$ . Como  $\hat{x}$  e  $\hat{y}$  são constantes:

$$\begin{aligned}\vec{F} &= \int_0^{2\pi} f(\phi')(-\sin\phi' \hat{x} + \cos\phi' \hat{y}) a d\phi' \\ &= -a \hat{x} \int_0^{2\pi} \sin\phi' f(\phi') d\phi' + a \hat{y} \int_0^{2\pi} \cos\phi' f(\phi') d\phi' .\end{aligned}$$

Por exemplo, se  $f(\phi')$  for constante, então  $\vec{F} = 0$ .

## 1.4 Coordenadas Esféricas

A base esférica é representada pelos vetores unitários  $\hat{r}$ ,  $\hat{\theta}$  e  $\hat{\phi}$ , sendo este último idêntico àquele do sistema de coordenadas cilíndricas. Tais unitários são definidos pelas normais às superfícies onde uma das coordenadas esféricas ( $r$ ,  $\theta$  ou  $\phi$ ) é constante, como ilustrado pela Fig. 1.5. A superfície onde  $r$  é constante é dada por uma esfera de raio  $r$  e centrada na origem. A superfície de  $\theta$  constante é um cone com vértice na origem, eixo coincidindo com o eixo da coordenada  $z$  e com semi-ângulo  $\theta$ . Finalmente, a superfície de  $\phi$  constante é o mesmo semi-plano já definido no sistema cilíndrico.

As relações entre as coordenadas Cartesianas e esféricas são facilmente obtidas através de conceitos geométricos e são dadas por:

$$\begin{aligned}\begin{cases} x = r \sin\theta \cos\phi \\ y = r \sin\theta \sin\phi \\ z = r \cos\theta \end{cases} &\implies \begin{cases} \hat{x} = \sin\theta \cos\phi \hat{r} + \cos\theta \cos\phi \hat{\theta} - \sin\phi \hat{\phi} \\ \hat{y} = \sin\theta \sin\phi \hat{r} + \cos\theta \sin\phi \hat{\theta} + \cos\phi \hat{\phi} \\ \hat{z} = \cos\theta \hat{r} - \sin\theta \hat{\theta} \end{cases} \\ &\implies \begin{cases} \hat{r} = \sin\theta \cos\phi \hat{x} + \sin\theta \sin\phi \hat{y} + \cos\theta \hat{z} \\ \hat{\theta} = \cos\theta \cos\phi \hat{x} + \cos\theta \sin\phi \hat{y} - \sin\theta \hat{z} \\ \hat{\phi} = -\sin\phi \hat{x} + \cos\phi \hat{y} \end{cases}\end{aligned}$$

de onde podemos observar claramente que a base esférica depende das coordenadas  $\theta$  e  $\phi$ , ou seja, depende da direção do ponto onde ela é definida.

Um certo campo vetorial  $\vec{E}$  em um dado ponto  $\vec{r}$  pode ser representado em componentes esféricas por:

$$\vec{E}(\vec{r}) = E_r(\vec{r}) \hat{r} + E_\theta(\vec{r}) \hat{\theta} + E_\phi(\vec{r}) \hat{\phi} ,$$

onde  $E_r$ ,  $E_\theta$  e  $E_\phi$  são as componentes esféricas de  $\vec{E}$  e  $\hat{r}$ ,  $\hat{\theta}$  e  $\hat{\phi}$  representam os vetores unitários da base esférica no ponto  $\vec{r}$ , conforme indica a Fig. 1.5.

### Práticas de Antenas

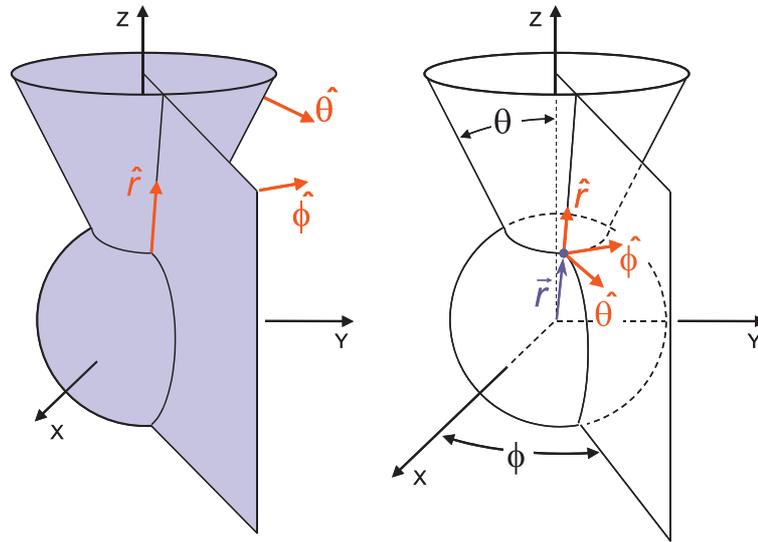


Figura 1.5: Definição da base vetorial esférica.

O vetor posição  $\vec{r}$ , na base esférica, é simplesmente dado por:

$$\vec{r} = r \hat{r} ,$$

estando a informação sobre  $\theta$  e  $\phi$  implícita em  $\hat{r}$  (veja a Fig. 1.6). O vetor diferença  $\vec{r} - \vec{r}'$  é dado por:

$$\vec{r} - \vec{r}' = r \hat{r} - r' \hat{r}' .$$

Porém, como as direções  $\hat{r}$  e  $\hat{r}'$  geralmente não coincidem (veja Fig. 1.6), a maneira mais prática de operar tal diferença é através da base vetorial Cartesiana:

$$\begin{aligned} \vec{r} - \vec{r}' &= r \hat{r} - r' \hat{r}' \\ &= r (\sin \theta \cos \phi \hat{x} + \sin \theta \sin \phi \hat{y} + \cos \theta \hat{z}) \\ &\quad - r' (\sin \theta' \cos \phi' \hat{x} + \sin \theta' \sin \phi' \hat{y} + \cos \theta' \hat{z}) \\ &= (r \sin \theta \cos \phi - r' \sin \theta' \cos \phi') \hat{x} \\ &\quad + (r \sin \theta \sin \phi - r' \sin \theta' \sin \phi') \hat{y} \\ &\quad + (r \cos \theta - r' \cos \theta') \hat{z} \\ &= (x - x') \hat{x} + (y - y') \hat{y} + (z - z') \hat{z} , \end{aligned}$$

como esperado.

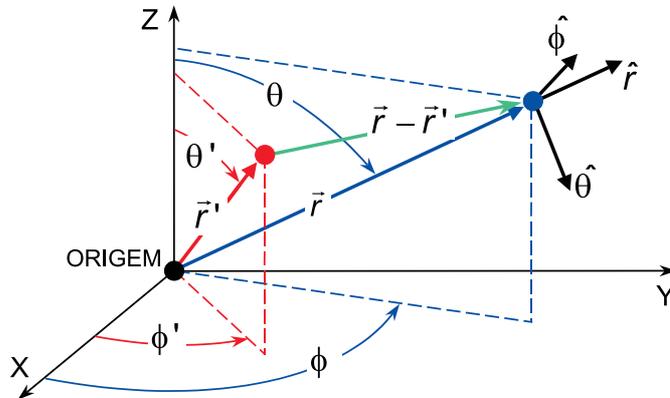


Figura 1.6: Definição do vetor  $\vec{r} - \vec{r}'$  em coordenadas esféricas.

Numa integral de volume em coordenadas esféricas,  $dv = (dr)(r d\theta)(r \sin \theta d\phi) = r^2 \sin \theta dr d\theta d\phi$ . Se a integral for sobre uma superfície esférica de raio  $r$ ,  $ds = (r d\theta)(r \sin \theta d\phi) = r^2 \sin \theta d\theta d\phi$ . Para uma integral de linha, utiliza-se a relação

$$dl = \sqrt{(dr)^2 + (r d\theta)^2 + (r \sin \theta d\phi)^2}.$$

**Exemplo:**

Seja  $\vec{E} = \hat{x} + \hat{y} + \hat{z}$  um vetor definido no ponto  $\vec{r} = \hat{x} + 2\hat{y} + 3\hat{z}$ . Descreva  $\vec{E}$  em componentes esféricas.

Solução: inicialmente são determinadas as coordenadas  $\theta$  e  $\phi$  através de  $\vec{r}$ :  $\cos \theta = z/r = 3/\sqrt{14} \Rightarrow \theta = 36,70^\circ$  e  $\tan \phi = y/x = 2 \Rightarrow \phi = 63,43^\circ$ . Consequentemente,  $\hat{x} = 0,2673 \hat{r} + 0,3586 \hat{\theta} - 0,8944 \hat{\phi}$ ,  $\hat{y} = 0,5345 \hat{r} + 0,7171 \hat{\theta} + 0,4472 \hat{\phi}$  e  $\hat{z} = 0,8018 \hat{r} - 0,5976 \hat{\theta}$ . Substituindo em  $\vec{E}$ :  $\vec{E} = 1,6036 \hat{r} + 0,4781 \hat{\theta} - 0,4472 \hat{\phi}$ . Através de uma notação matricial:

$$\begin{bmatrix} E_x(\vec{r}) \\ E_y(\vec{r}) \\ E_z(\vec{r}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta \cos \phi & \cos \theta \cos \phi & -\sin \phi \\ \sin \theta \sin \phi & \cos \theta \sin \phi & \cos \phi \\ \cos \theta & -\sin \theta & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_r(\vec{r}) \\ E_\theta(\vec{r}) \\ E_\phi(\vec{r}) \end{bmatrix}, \text{ ou,}$$

$$\begin{bmatrix} E_r(\vec{r}) \\ E_\theta(\vec{r}) \\ E_\phi(\vec{r}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta \cos \phi & \sin \theta \sin \phi & \cos \theta \\ \cos \theta \cos \phi & \cos \theta \sin \phi & -\sin \theta \\ -\sin \phi & \cos \phi & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_x(\vec{r}) \\ E_y(\vec{r}) \\ E_z(\vec{r}) \end{bmatrix}.$$

Refaça o problema anterior através da notação fasorial.

**Práticas de Antenas**

**Exemplo:**

Seja uma densidade superficial de corrente  $\vec{J}$  sobre uma esfera de raio  $a$  centrada na origem. Determine  $\vec{F} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \vec{J} ds'$  para  $\vec{J} = f(\theta', \phi') \hat{z}$ .

Solução: inicialmente note que  $ds' = (r')^2 \sin \theta' d\theta' d\phi' = a^2 \sin \theta' d\theta' d\phi'$ . Como  $\hat{z}$  é constante:

$$\vec{F} = a^2 \hat{z} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi f(\theta', \phi') \sin \theta' d\theta' d\phi' .$$

Se, por exemplo,  $\vec{J} = f(\theta', \phi') \hat{\theta}'$ , então seria melhor utilizar uma representação em componentes Cartesianas da forma  $\vec{J} = f(\theta', \phi') (\cos \theta' \cos \phi' \hat{x} + \cos \theta' \sin \phi' \hat{y} - \sin \theta' \hat{z})$ , podendo então passar a base Cartesiana para fora da integral dupla:

$$\begin{aligned} \vec{F} &= a^2 \hat{x} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi f(\theta', \phi') \cos \theta' \cos \phi' \sin \theta' d\theta' d\phi' \\ &+ a^2 \hat{y} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi f(\theta', \phi') \cos \theta' \sin \phi' \sin \theta' d\theta' d\phi' \\ &- a^2 \hat{z} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi f(\theta', \phi') \sin^2 \theta' d\theta' d\phi' . \end{aligned}$$

# Capítulo 2

## Análise de um Dipolo (Parte I)

### 2.1 Objetivos

- Noções sobre as características básicas de antenas.
- Análise das características elétricas do dipolo.
- Contato inicial com uma ferramenta computacional (4NEC2 - *software* disponibilizado gratuitamente na Internet por Arie Voors), capaz de análises mais precisas.
- Verificação da precisão das aproximações feitas em aula com os resultados numéricos.

### 2.2 Observações Iniciais

Ao trabalhar com o 4NEC2, crie um diretório temporário dentro do diretório *Turma de Antenas*. Todos os arquivos a serem gerados pelo 4NEC2 devem ser colocados neste diretório. O 4NEC2 trás alguns exemplos já prontos. Pode-se utilizar um desses exemplos para iniciar um novo projeto. Procure não alterar os arquivos originais.

### 2.3 Prática

- a) **Definição da Geometria:** A janela para a definição da geometria é aberta pela tecla F6 (Fig. 2.2). Defina um dipolo de meio comprimento de onda na frequência de 860 MHz. Faça-o de tal forma que ele esteja alinhado sobre o eixo  $z$  e centrado na origem. O dipolo será definido

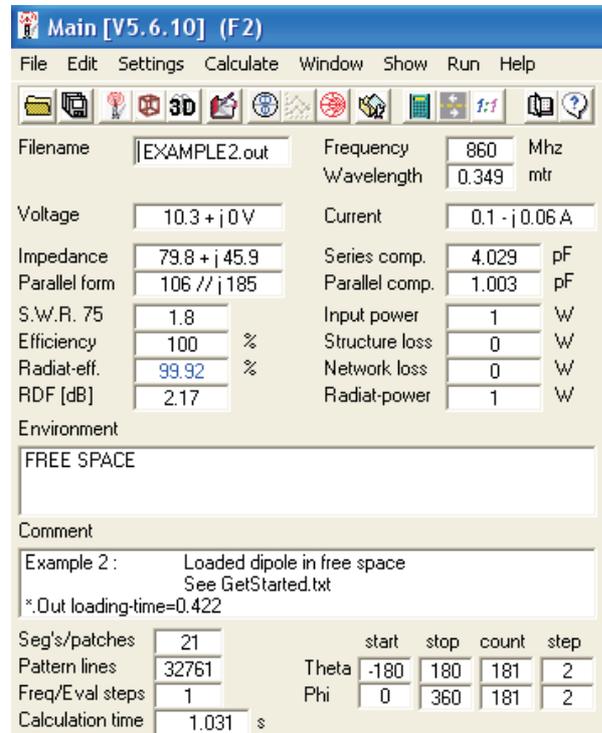


Figura 2.1: Janela principal do 4NEC2.

como um único fio (*wire*), indo do ponto com coordenadas  $(X_1, Y_1, Z_1)$  até o ponto  $(X_2, Y_2, Z_2)$ . O raio do dipolo deve ser suficientemente pequeno (cerca de  $0,001\lambda$ ). O fio que representa o dipolo deve ser subdividido em segmentos para a correta análise através do *Método dos Momentos*, que é a técnica utilizada pelo 4NEC2 para simular as características elétricas da antena. Costuma-se utilizar pelo menos 40 segmentos por comprimento de onda para uma análise acurada. No presente caso, utiliza-se um número ímpar de segmentos (veja o item (b) abaixo). Uma vez definida a geometria, ela pode ser observada em *três dimensões* na janela “Geometry” (tecla F3), ou “Viewer” (F9) para uma visualização 3D (Fig. 2.3).

- b) **Definição dos Dados Elétricos:** Na mesma janela onde a geometria é definida (tecla F6, Fig. 2.2), define-se também a frequência de operação em 860 MHz. O programa permite realizar uma varredura em frequência (ou seja, analisar a antena para várias frequências diferentes). Mas aqui só analisaremos em uma única frequência. Na mesma janela (F6), pode-se definir a tensão com a qual o dipolo será excitado

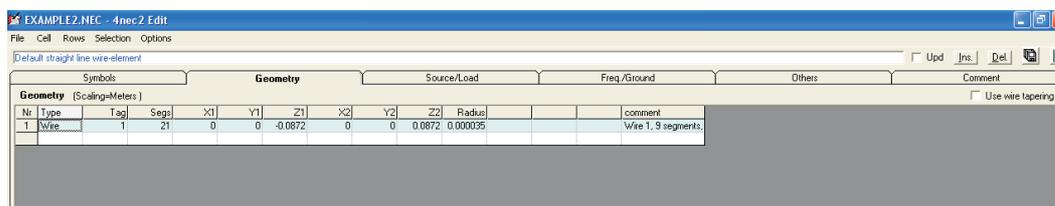


Figura 2.2: Janela para definição da geometria e dados elétricos da antena.

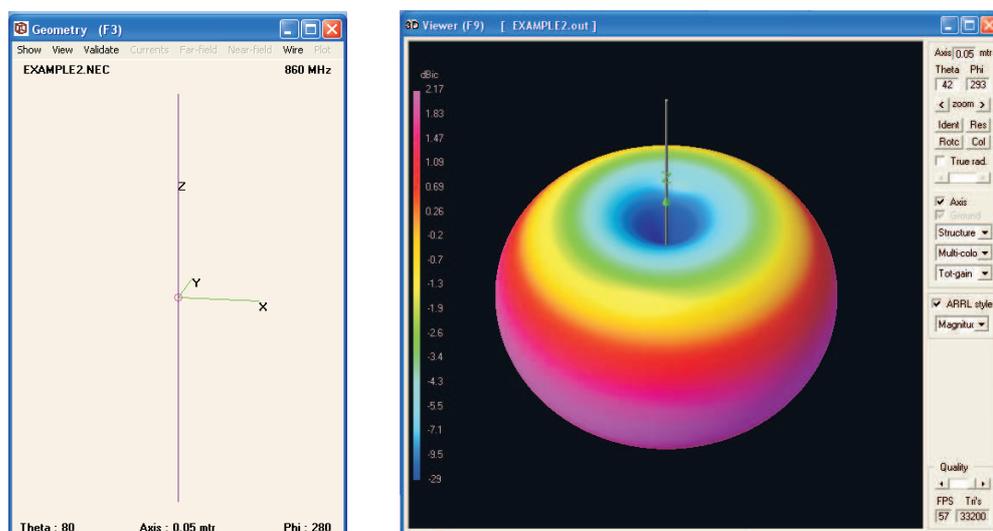


Figura 2.3: Janelas “Geometry” (tecla F3) e “Viewer” (F9).

(por exemplo, 1 V). Esta fonte de tensão virtual será colocada exatamente no centro do dipolo. Como o 4NEC2 define a fonte no centro de um segmento, o fio que representa o dipolo será descrito por um número ímpar de segmentos e o segmento central será aquele que conterá a fonte. Utilizando  $2N + 1$  segmentos para descrever o dipolo, o central será o segmento  $N + 1$ . Para verificar se a fonte foi colocada no lugar certo, verifique a geometria na janela “Geometry” (tecla F3) ou “Viewer” (F9, Fig. 2.3).

- c) **Diagnóstico:** Antes de iniciar o cálculo, utilize a *validação* da geometria que se encontra na janela “Geometry” (tecla F3). Para acioná-la clique “Validate” → “Run geometry check”. Nesta mesma janela você pode verificar as principais dimensões da antena clicando com o mouse em cima do fio que descreve o dipolo.

## Práticas de Antenas

Um erro bastante comum é a divisão do fio (*wire*) em um número excessivo de segmentos. A técnica de análise utilizada não permite que um dado segmento tenha uma razão *comprimento/raio* pequena.

- d) **Análise:** A janela que define a análise a ser conduzida é acionada pela tecla F7 (“Generate”). No presente momento estamos interessados na análise na região de campo distante (“Far Field”) para a obtenção do diagrama de radiação do dipolo. Como a antena é simples e apresenta um diagrama de radiação com um único lóbulo, podemos optar por uma análise varrendo todas as direções de observação (“Full”). Isto permitirá uma visualização 3D do diagrama na janela “Viewer” (F9). Como o diagrama é simples, a análise pode ser realizada com espaçamento angular (resolução) de 2 graus.



Figura 2.4: Janela “Generate” (tecla F7).

- e) **Observação dos Resultados:** obtenha as seguintes características:
- Diagrama de radiação do dipolo de meia onda no *plano H* (neste caso, plano  $z = 0$  ou  $\theta = 90^\circ$ ). Observe que o diagrama é *omnidirecional*. O diagrama de radiação pode ser visualizado através da janela “Pattern”, tecla F4 (para diagrama polar), ou “Viewer”, F9 (para diagrama tridimensional).
  - Diagrama de radiação do dipolo de meia onda no *plano E* (perpendicular ao anterior). Observe que o diagrama tem o formato de uma *borboleta* (ou de um *toróide*, em três dimensões).

- Ganho em dBi (aproximadamente 2,156 dBi).
- Distribuição da corrente elétrica ao longo do dipolo. Observe o seu formato *quase* senoidal. Para visualização, utilize a janela “Viewer”, F9 (Fig. 2.5).

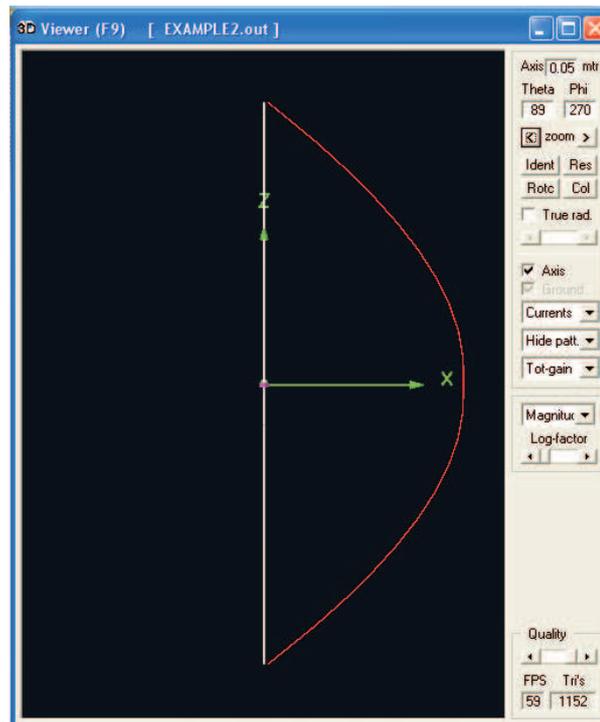


Figura 2.5: Janela “Viewer” (F9) ilustrando a distribuição de corrente (em vermelho).

- Impedância de entrada (aproximadamente  $73 + j42,5 \Omega$ ). Compare este valor com a razão  $V/I$  no nó correspondente à localização da fonte. Os valores podem ser obtidos na janela principal do programa (Fig. 2.1) ou através da listagem dos dados de saída (“View Output-Data”, tecla F8).
- A potência radiada. Verifique na calculadora se ela corresponde a  $P_{rad} = \Re\{Z_{in}\} \times (|I|^2/2) = \Re\{1/Z_{in}\} \times (|V|^2/2)$ . Compare o valor encontrado com aquele calculado pelo 4NEC2 (“View Output-Data”, tecla F8, RADIATED POWER em POWER BUDGET).
- Varie o raio do dipolo ( $0,0001\lambda$  e  $0,01\lambda$ ) e observe as consequências para o ganho e a impedância.

## Práticas de Antenas



## Capítulo 3

# Análise de um Dipolo (Parte II)

### 3.1 Objetivos

- Noções sobre as características básicas de antenas.
- Análise das características elétricas do dipolo, em especial os efeitos causados pela variação da frequência.
- Verificação da precisão das aproximações feitas em aula com os resultados numéricos.

### 3.2 Observações Iniciais

Lembre-se de que uma análise acurada baseada no *Método dos Momentos* necessita de aproximadamente 40 segmentos por comprimento de onda. Logo, ao analisar uma dada geometria para várias frequências simultaneamente, defina o número de segmentos de acordo com a frequência mais alta, ou seja, com o menor comprimento de onda.

Note também que, toda a vez que o número de segmentos (ou a geometria) for alterado no 4NEC2, a localização da fonte tem que ser redefinida, já que a numeração dos segmentos é alterada.

### 3.3 Prática

- a) **Definição da Geometria:** Defina um dipolo de meio comprimento de onda na frequência de 860 MHz (exatamente como no Capítulo 2). Faça-o de tal forma que este esteja alinhado com o eixo  $z$  e centrado na origem. O dipolo é excitado por uma fonte de tensão de 1 V (valor

de pico), localizada no centro do dipolo. Para isso o fio que representa o dipolo tem que ser segmentado em um número ímpar de segmentos (veja Capítulo 2). O raio do dipolo deve ser inicialmente definido com um valor muito pequeno (por exemplo,  $10^{-7} \lambda$  em 860 MHz).

- b) **Diagrama de Radiação e Correntes:** Obtenha o diagrama de radiação no *Plano E* e a distribuição de corrente ao longo do dipolo nas frequências onde o comprimento do dipolo corresponde a  $\lambda/2$ ,  $\lambda$ ,  $3\lambda/2$  e  $2\lambda$ .

Estas análises podem ser feitas uma única vez através de uma varredura na frequência, ajustada através da janela “Generate” (tecla F7, Fig. 2.4). Na janela “Generate”, escolha a opção “Frequency Sweep”. O domínio da varredura parte de 860 MHz (onde o tamanho da antena é de  $\lambda/2$ ) até 3440 MHz, com incremento (“step”) de 860 MHz. Se quiser analisar em mais frequências, ajuste os parâmetros acima. Mas não se esqueça de que o número de segmentos utilizados na discretização do dipolo deve ser de pelo menos 40 segmentos por comprimento de onda para todas as frequências. Antes da análise, certifique-se de que a fonte de tensão encontra-se no centro do dipolo.

Compare os diagramas de radiação nas diversas frequências. Para isso você deve especificar a opção “Vertical” na janela “Generate” (F7). Os diagramas polares são visualizados na janela “Pattern” (F4). Teclando as setas “direita” ou “esquerda”, os diagramas para as diferentes frequências são apresentados. Compare as diretividades obtidas para  $\theta = 90^\circ$  com os valores do gráfico da Figura 3.1 (os valores não estão em decibéis), obtido da formulação das notas de aula assumindo um raio muito pequeno para o dipolo.

Observe o comportamento *quase* senoidal da distribuição de corrente através das janelas “Geometry” (tecla F3) ou “Viewer” (F9). Aparentemente, a varredura em frequência não funciona para a visualização da corrente. Logo, você terá de repetir a análise para cada frequência (aquelas correspondendo a dipolos de  $\lambda/2$ ,  $\lambda$ ,  $3\lambda/2$  e  $2\lambda$ ).

Pergunta: observando a distribuição de corrente do dipolo de  $2\lambda$ , você consegue explicar o nulo que o diagrama de radiação desse dipolo apresenta em  $\theta = 90^\circ$ ?

- c) **Impedância de Entrada:** Através da janela “Generate” (tecla F7), varie a frequência de 860 MHz até 3,44 GHz (utilize cerca de 50 valores de frequência), de forma a levantar a curva da impedância de entrada  $Z_{in}$  (parte resistiva  $R_{in}$  e reativa  $X_{in}$ ) em função da frequência. Mais

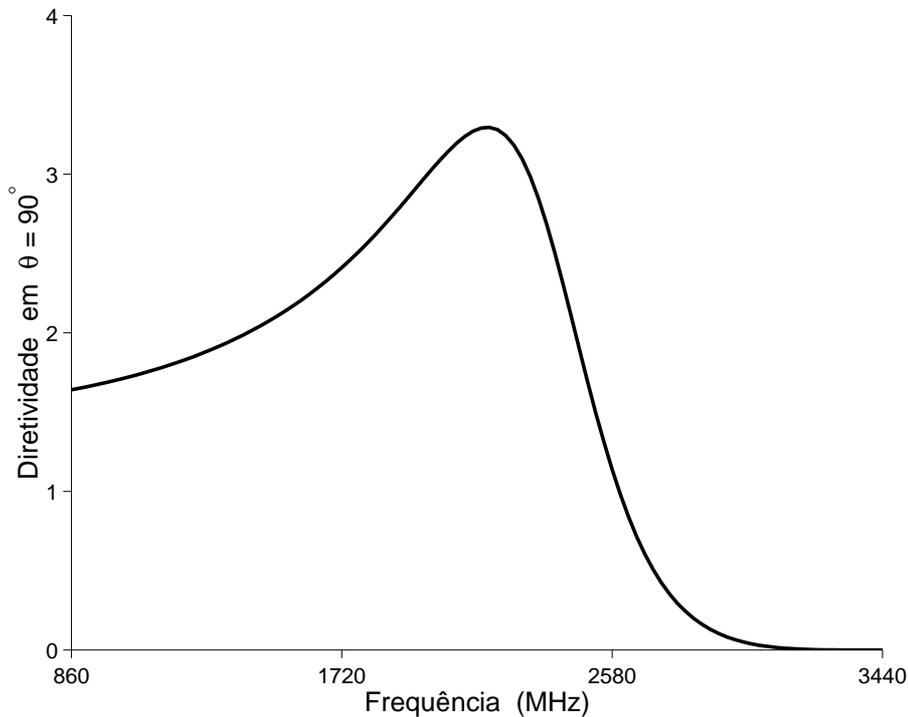


Figura 3.1: Diretividade do dipolo na direção  $\theta = 90^\circ$ .

uma vez, não se esqueça de que o número de segmentos utilizados na discretização do dipolo deve ser de pelo menos 40 segmentos por comprimento de onda para todas as frequências. Certifique-se de que a fonte de tensão encontra-se no centro do dipolo.

A curva de  $Z_{in}$  é visualizada através da janela “Imp./SWR/Gain” (tecla F5), escolhendo “Show”  $\rightarrow$  “Imped./Phase”. O comportamento da impedância também pode ser visualizado através do ábaco de Smith (tecla F11). Compare os resultados numéricos com os gráficos das Figuras 3.2 e 3.3, obtidos da formulação das notas de aula assumindo um raio muito pequeno para o dipolo.

- d) **Efeitos do Aumento do Raio do Dipolo:** repita os passos anteriores, onde agora o raio do dipolo é definido igual a  $0,01 \lambda$  em 860 MHz. Compare os resultados e curvas atuais com os anteriores.

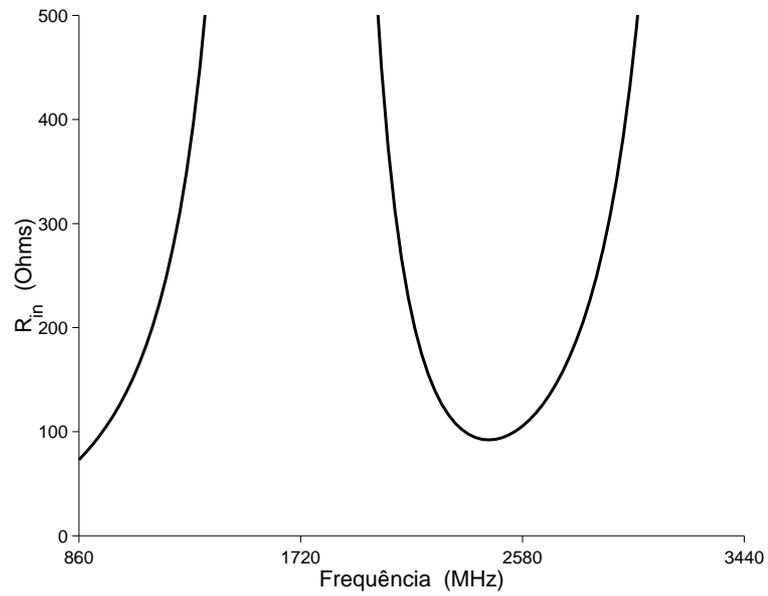


Figura 3.2: Resistência de entrada do dipolo.

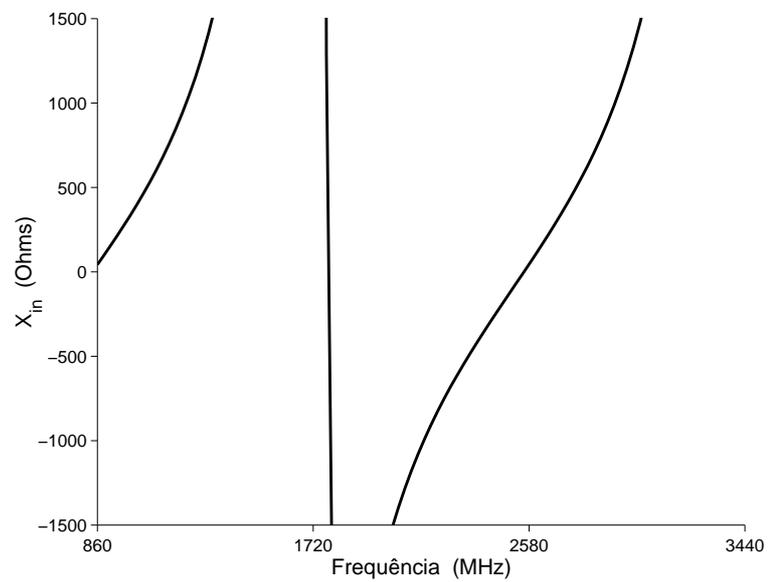


Figura 3.3: Reatância de entrada do dipolo.

# Capítulo 4

## Fórmula de Friis

### 4.1 Objetivos

- Noções sobre as características básicas de antenas.
- Verificação numérica da fórmula de Friis.

### 4.2 Prática

a) **Definição das Características Elétricas do Dipolo Transmissor:** defina, inicialmente, um dipolo de meio comprimento de onda na frequência de 860 MHz. Faça-o de tal forma que este esteja alinhado com o eixo  $z$  e centrado na origem. O raio do dipolo deve ser igual a  $0,001 \lambda$ . Divida o dipolo em 21 segmentos e excite-o com uma fonte de tensão de 1 V, localizada no centro do dipolo. Determine (sempre comparando os valores numéricos com aqueles obtidos das aproximações das notas de aula):

- o diagrama de radiação no *plano E*;
- a impedância de entrada;
- a diretividade ( $D_T$ );
- a área efetiva;
- a potência radiada.

b) **Definição da Geometria do Dipolo Receptor:** defina um segundo dipolo, geometricamente idêntico e paralelo ao anterior, cujo centro esteja localizado sobre o eixo  $x$  ou  $y$ . No seu centro, defina uma carga de

$50 \Omega$  (na janela da definição da geometria, em *Source/Load*, defina uma impedância sobre o segmento central do segundo dipolo). Inicialmente, defina a distância  $d$  entre os dipolos igual a  $1 \lambda$ .

- Utilizando os parâmetros obtidos no item anterior, determine a eficiência  $\epsilon_R$  do dipolo receptor.
- Utilizando os parâmetros obtidos anteriormente, determine a razão entre a potência entregue à carga de  $50 \Omega$  ( $P_{carga}$ ) e aquela radiada pelo transmissor ( $P_{radiada}$ ) através da fórmula de Friis:

$$\frac{P_{carga}}{P_{radiada}} = D_T (\epsilon_R D_R) \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \text{ PLF},$$

onde os índices  $T$  e  $R$  referem-se ao transmissor e ao receptor, respectivamente, e PLF é o fator de perda de polarização.

- Utilizando os valores das correntes e das impedâncias obtidos da análise numérica dos dois dipolos em conjunto, determine a razão entre  $P_{carga}$  e  $P_{radiada}$ . Estes valores também podem ser obtidos do arquivo de saída (“View Output-Data”, tecla F8, em POWER BUDGET, RADIATED POWER =  $P_{radiada}$  e STRUCTURE LOSS =  $P_{carga}$ ). Compare o resultado com o da fórmula de Friis.

Observe que na equação acima o valor de  $\epsilon_T$  não é considerado por estarmos lidando diretamente com a potência radiada pelo transmissor, e não com a potência disponível nos terminais do gerador (é como se  $\epsilon_T = 1$ ).

- c) **Varição da Distância:** repita a análise anterior para  $d = 10 \lambda$  e para  $d = 100 \lambda$ . Verifique e explique o que acontece com a precisão da fórmula de Friis (assumindo que os resultados numéricos são precisos) na medida em que a distância  $d$  aumenta.
- d) **Varição do PLF:** para  $d = 100 \lambda$ , rode o dipolo receptor de  $\varphi = 45^\circ$  e  $\varphi = 90^\circ$  (veja a figura), repetindo a análise anterior para cada caso.

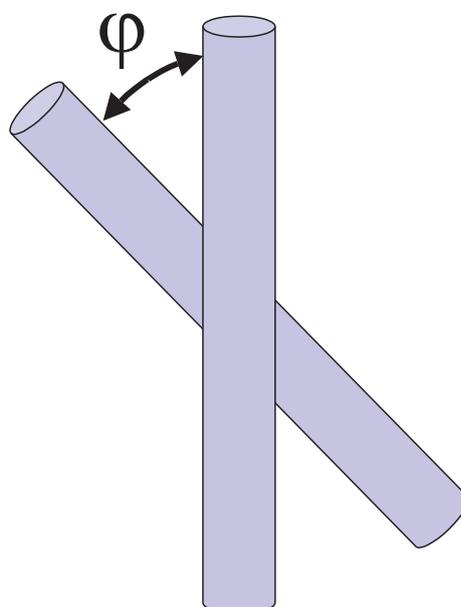


Figura 4.1: Orientação relativa do dipolo receptor.



# Capítulo 5

## Polarização

### 5.1 Objetivos

- Compreensão da polarização do campo radiado por antenas.
- Análise do dipolo curto e do *loop* circular eletricamente pequeno.

### 5.2 Prática

- a) **Geometria:** para o presente estudo, vamos utilizar um dipolo curto (comprimento  $\ell \ll \lambda$  e corrente central  $I_1$ ) e um *loop* circular pequeno (raio  $a \ll \lambda$  e corrente  $I_2$  aproximadamente constante), conforme a Fig. 5.1(a). Assuma  $f = 299,8$  MHz, de forma que  $\lambda \approx 1$  m.
- b) **Dipolo Curto:** inicialmente iremos estudar o dipolo curto. Defina o dipolo como de costume: alinhado ao longo do eixo  $z$ , centrado na origem, comprimento  $\ell = 0,01 \lambda$ , raio do segmento  $b = 10^{-6} \lambda$  e excitado no centro por uma fonte de corrente de forma que  $I_1 = 1$  A. Apesar de muito pequeno, divida-o em 11 segmentos. Analise a impedância de entrada do dipolo curto e verifique que

$$R_{in} \approx \frac{\pi\eta}{6} \left(\frac{\ell}{\lambda}\right)^2 \quad \text{e} \quad X_{in} \approx \frac{\eta}{\pi} \frac{\{1 - \ln[\ell/(2b)]\}}{(k\ell/2)}.$$

Estas equações são obtidas das expressões de  $R_{in}$  e  $X_{in}$  para o dipolo finito (desenvolvidas através do método da força eletromotriz induzida, como exemplificado no Capítulo 8 do livro texto), tomando o limite de  $\ell/\lambda \rightarrow 0$  e assumindo  $b \ll \ell$ .

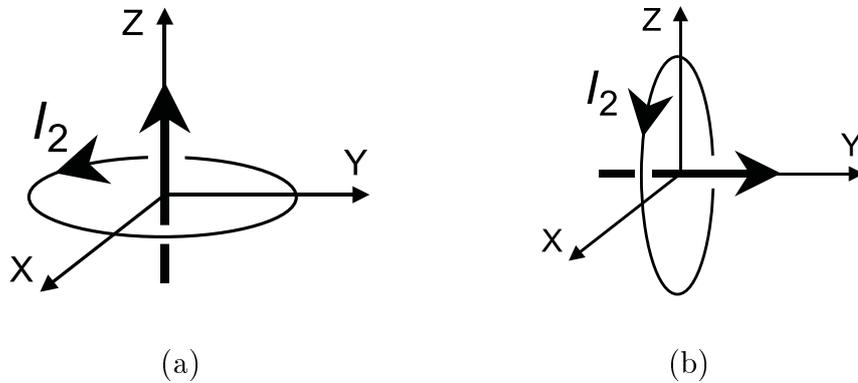


Figura 5.1: Conjunto formado por dipolo curto e *loop* circular pequeno: (a) configuração usual e (b) eixos rotacionados.

Verifique que a distribuição de corrente possui um formato aproximadamente triangular. Obtenha o diagrama de radiação no *plano E* e verifique que  $D_o \approx 1,5$  (cerca de 1,76 dB), como esperado.

- c) **Loop Circular:** vamos agora *remover* o dipolo e definir um *loop* circular de corrente elétrica. Para tal, note que o 4NEC2 pode definir *arcos* automaticamente (na janela para a definição da geometria, tecla F6, Fig. 2.2, defina o objeto como *Arc* ou invés de *Wire*). Só que tal arco é definido no plano  $x-z$ , ou seja, o eixo do *loop* ao longo da direção  $y$ . A melhor opção é gerar o arquivo de entrada com a geometria adequada através do “Editor de Geometrias” (*Run*  $\rightarrow$  *Geometry builder*).

Defina o arco com raio  $a = 0,01 \lambda$  indo de  $0^\circ$  até  $360^\circ$ . Utilize cerca de 20 segmentos, com raio (do segmento)  $b = 10^{-6} \lambda$  e sem subdivisões. Para tal, no “Editor de Geometrias”, defina uma hélice (*Helix*) com os seguintes parâmetros:  $L = 0$ ,  $R1 = 1$  cm,  $R2 = 1$  cm, número de voltas igual a 1, 20 segmentos por volta, 1 única hélice, e raio do fio igual a 0,001 mm. Desabilite a adição de conexões centrais e a auto-segmentação. Não rotacione os eixos. Uma vez gerado o arquivo, selve-o no diretório apropriado. Ele será o novo arquivo de entrada. Abra-o a seguir para iniciar a análise do *loop*.

Defina uma fonte de corrente  $I_2$  em qualquer segmento do *loop* (como  $a \ll \lambda$ , a distribuição de corrente será aproximadamente uniforme). Antes de analisar, certifique-se de que a geometria foi definida corretamente. A seguir, analise a antena e verifique que  $R_{in}$  é considerável-

mente baixa. Para o *loop* em questão, é possível mostrar que:

$$R_{in} \approx \frac{\pi\eta}{6} (ka)^4 \quad \text{e} \quad X_{in} \approx \eta(ka) \left[ \ln \left( \frac{16a}{b} \right) - 2 + \frac{\pi}{2} \right] .$$

Verifique também que a distribuição de corrente numericamente calculada ao longo do perímetro do *loop* é praticamente constante, como esperado. Analise o diagrama de radiação no *plano H* e verifique que a diretividade é semelhante à do dipolo curto.

- d) **Dipolo e Loop Juntos:** aproveite a geometria do *loop* anterior e adicione o dipolo curto analisado anteriormente. Tome cuidado com a numeração dos nós. Verifique exaustivamente sua geometria antes de começar a análise. Assumindo  $I_1 = 1$  A, determine o valor de  $I_2$  para que a polarização do campo distante seja (idealmente) RHCP. Verifique se isto ocorreu obtendo o campo distante  $\vec{E}$  em função de  $\theta$  (*zenith*). Para obter a amplitude e a fase das componentes de  $\vec{E}$ , utilize os valores em Volts/metro listados no arquivo de saída do 4NEC2. Posteriormente, mude a fase de  $I_2$  (ou de  $I_1$ ) de  $180^\circ$  e verifique se a polarização foi alterada para LHCP.

Para auxiliar na determinação da relação entre  $I_1$  e  $I_2$ , observe que o campo distante para o dipolo curto, de acordo com a Eq. (4.36) do Balanis (segunda edição), é dado por

$$E_\theta \approx j \frac{\eta k I_1 \ell}{8\pi} \sin \theta \frac{e^{-jkr}}{r} ,$$

enquanto que para o *loop*, de acordo com a Eq. (5.19),

$$E_\phi \approx \frac{\eta (ka)^2 I_2}{4} \sin \theta \frac{e^{-jkr}}{r} .$$

Se a polarização for circular, então

$$E_\theta \hat{\theta} + E_\phi \hat{\phi} \propto (\hat{\theta} \pm j \hat{\phi}) ,$$

onde o sinal positivo refere-se à polarização LHCP.

Note que as expressões do campo elétrico dadas acima assumem  $I_1$  orientado na direção  $+\hat{z}$  e  $I_2$  em  $+\hat{\phi}$  [veja a Fig. 5.1(a)]. No 4NEC2 tal orientação é estabelecida de acordo com a orientação adotada no momento em que os segmentos são definidos (do primeiro ponto ao último). Por exemplo, para que  $I_1$  tenha a orientação desejada ( $+\hat{z}$ ) você deve definir o segmento que representa o dipolo unindo o ponto inferior (primeiro ponto) ao superior (segundo), ao longo do eixo  $z$ .

- e) **Rotação da Geometria:** se houver tempo, analise a geometria da Fig. 5.1(b) e certifique-se de que a polarização não depende da orientação dos eixos do sistema de coordenadas. Para gerar o *loop* rotacionado como ilustrado na Fig. 5.1(b), utilize o “Editor de Geometrias” como anteriormente, agora com as opções *Rotate XYZ = 90, 0, 0*.

## Capítulo 6

# Variação da Eficiência de uma Antena com a Frequência

### 6.1 Objetivos

- Análise de linhas de transmissão (bifilares).
- Cálculo da eficiência de uma antena e sua variação ao longo da faixa de operação.

### 6.2 Observações Iniciais

Vamos utilizar o 4NEC2 para a análise da eficiência de um dipolo dobrado acoplado a um gerador através de uma linha de transmissão (LT) bifilar. Esta geometria foi escolhida por permitir uma análise numérica completa, através do 4NEC2. O dipolo dobrado foi escolhido por possuir uma impedância de entrada 4 vezes maior que a do dipolo comum, quando ambos forem de meia onda. Neste caso, a LT deverá ter uma impedância característica  $Z_o = 300 \Omega$  e sua geometria pode ser facilmente modelada pelo 4NEC2. A LT bifilar é aquela comumente utilizada em antenas de VHF e UHF para TV.

### 6.3 Prática

- a) **Análise da LT:** defina uma LT bifilar de forma que em 300 MHz ela possua um comprimento  $\ell = 1 \lambda$  (veja a Figura 6.1). O *diâmetro*  $2a$  dos fios e a distância  $d$  entre os respectivos centros deve ser tal que a

impedância característica da LT

$$Z_o = \frac{\eta}{\pi} \cosh^{-1} \left( \frac{d}{2a} \right) = 300 \Omega ,$$

onde  $\eta \approx 120\pi \Omega$  é a impedância do espaço livre. Repare que  $Z_o$  depende da frequência. Ajuste  $a$  para  $d = 1$  cm.

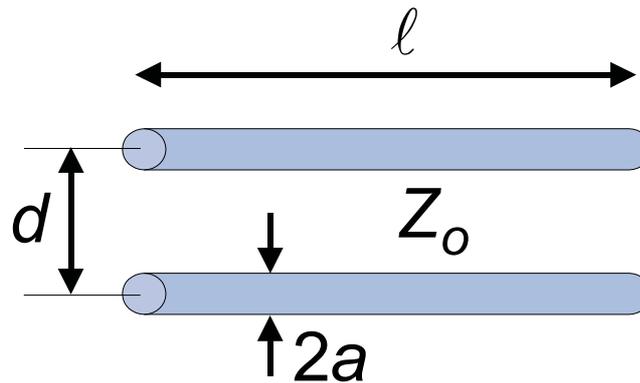


Figura 6.1: Geometria da LT bifilar.

Antes de pensarmos na antena, vamos analisar a LT. Para tal, além dos dois *fios* definindo a LT em si, una os extremos correspondentes por outros dois fios (use o mesmo raio  $a$ ). Divida os fios maiores em 50 segmentos e os menores em 5 (ignore possíveis mensagens de erro do 4NEC2. Estes erros não são fatais). No centro de um dos fios menores defina uma fonte de tensão de 1 V. Do lado oposto, defina uma carga  $Z_L = 300 \Omega$  no centro do fio. Analise a impedância *vista dos terminais do gerador* entre 250 e 350 MHz. Da teoria da LT sem perdas, a impedância é dada por:

$$Z(\ell) = Z_o \frac{Z_L + j Z_o \tan(k\ell)}{Z_o + j Z_L \tan(k\ell)} ,$$

onde  $k = 2\pi/\lambda$ . Verifique que  $Z(\ell) = Z_o$  para qualquer valor de  $\ell$  sempre que  $Z_L = Z_o$ . Logo, o resultado da análise numérica deverá indicar, idealmente, um valor próximo de  $300 \Omega$  em todas as frequências.

- b) **Análise do Dipolo Dobrado:** a geometria do dipolo dobrado é apresentada na Figura 6.2. Idealmente, o dipolo dobrado de meia onda ( $h = \lambda/2$ ) possui um diagrama de radiação semelhante ao do dipolo comum de mesmo tamanho. Porém, sua impedância de entrada é cerca

de 4 vezes maior (a explicação é encontrada na Seção 9.5 do Balanis). Teoricamente, como o dipolo de meia onda possui  $Z_{in} \approx 73 + j42,5 \Omega$ , então o dipolo dobrado de meia onda deveria ter  $Z_{in} \approx 292 + j170 \Omega$ . Defina a geometria de um dipolo dobrado onde  $h = \lambda/2$  em 300 MHz. Para tal, utilize 4 fios, onde o raio  $a$  dos fios e o espaçamento  $d$  entre os dois fios maiores sejam idênticos aos valores obtidos anteriormente para a LT. Defina uma fonte de tensão de 1 V no centro de um dos fios maiores (use 30 segmentos para definir os fios maiores e 4 para os menores, ignorando possíveis mensagens de erro do 4NEC2). Analise  $Z_{in}$  entre 250 e 350 MHz. Em 300 MHz, observe se o diagrama de radiação é semelhante ao do dipolo de meia onda comum e o valor de  $Z_{in}$  calculado da análise numérica.

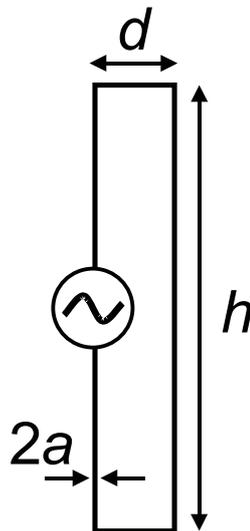


Figura 6.2: Geometria do dipolo dobrado.

- c) **Dipolo Dobrado Excitado pela LT Bifilar:** das análises anteriores deve ter ficado claro que enquanto o comportamento de  $Z(\ell)$  para a LT é aproximadamente estável [ $Z(\ell) \approx 300 \Omega$ ], o mesmo não ocorre para a  $Z_{in}$  da antena. Logo, é impossível termos uma eficiência máxima ( $\eta_e = 1$ ) em toda a faixa de operação, a não ser para alguma frequência específica (na melhor das hipóteses). Defina agora a geometria *conjunta* da LT e do dipolo, de acordo com a Figura 6.3. Utilize os valores usados anteriormente e tome cuidado com a junção LT/dipolo. Analise a impedância de entrada  $Z_{in}$  (na posição da fonte de tensão) entre 250 e 350 MHz. Para tal, use a *Carta de Smith*, não se esquecendo de

normalizar as impedâncias em relação a  $Z_o = 300 \Omega$ . Observe que o *casamento* entre a LT e o dipolo é mais eficiente em torno da frequência central, deteriorando-se rapidamente na medida em que a frequência se afasta deste valor central.

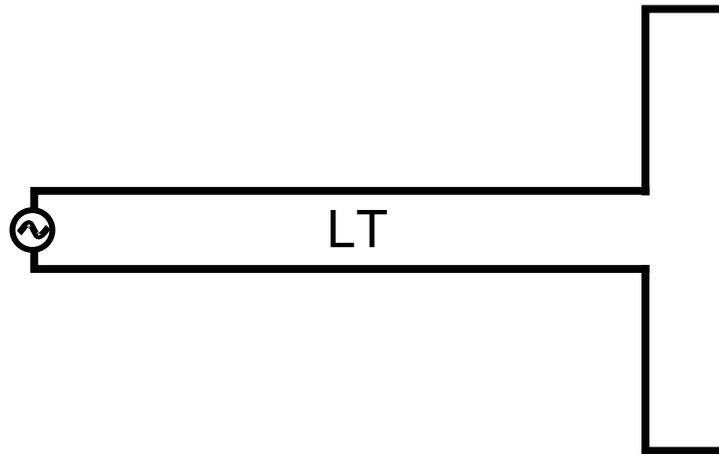


Figura 6.3: Geometria do dipolo dobrado alimentado pela LT.

## Capítulo 7

# Acoplamento Mútuo entre Dipolos de Meia Onda

### 7.1 Objetivos

- Análise do acoplamento mútuo.
- Cálculo das impedâncias mútuas e comparação com as aproximações analíticas obtidas através do método da Força Eletromotriz Induzida.

### 7.2 Observações Iniciais

Nesta prática, iremos variar a distância entre os dipolos de meia onda. Para tal, a geometria terá que ser alterada *no braço*. Mudar a frequência para alterar esta distância iria também alterar o comprimento elétrico dos dipolos. Mais uma vez será utilizado o 4NEC2.

### 7.3 Prática

- a) **Breve Discussão:** o acoplamento mútuo entre duas antenas pode ser estudado através do seguinte circuito equivalente (veja notas de aula e livro texto):

Assumindo que as antenas (dipolos) são idênticas ( $Z_{11} = Z_{22}$ ), podemos representar a relação entre tensões e correntes como:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{12} & Z_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} .$$

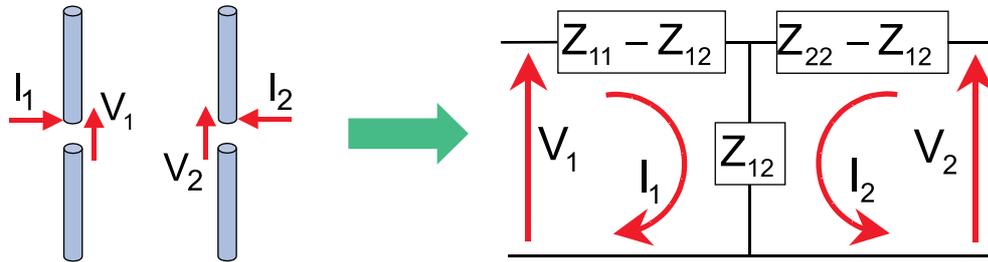


Figura 7.1: Circuito equivalente.

Nesta prática, queremos utilizar o 4NEC2 para obter  $Z_{12}$  entre dois dipolos de meia onda dispostos lado-a-lado e separados por uma distância  $d$ . Note que  $Z_{11}$  não é a impedância do dipolo sozinho, já que a proximidade do outro altera a distribuição da corrente no dipolo (embora a diferença não seja muito grande, especialmente para elevados valores de  $d/\lambda$ ). Logo, adota-se o seguinte procedimento. Se excitarmos ambos dipolos, nos respectivos centros, com fontes de corrente idênticas (mesma amplitude e fase), teremos  $I_1 = I_2$  e da equação anterior:

$$Z_{in} = V_1/I_1 = V_2/I_2 = Z_{11} + Z_{12} ,$$

onde  $Z_{in}$  é a impedância de entrada nos dipolos para a atual situação (facilmente obtida através do 4NEC2). Porém, falta ainda obter  $Z_{11}$  para o cálculo definitivo de  $Z_{12}$ . Sem alterar a geometria, retire uma das fontes de corrente e ponha no lugar uma carga elevada (por exemplo,  $Z_c = 10^6 \Omega$ ). Seja esta carga colocada no segundo dipolo. Neste caso,  $I_2 \approx 0$  e, conseqüentemente, a impedância de entrada vista dos terminais do primeiro dipolo será

$$Z_{in} = V_1/I_1 = Z_{11} .$$

Agora pode-se calcular  $Z_{12}$  através de simples subtração.

Antes de realizar as simulações, observe que a definição destas impedâncias atende às orientações das correntes conforme a Fig. 7.1. Logo, para que os resultados do 4NEC2 sejam compatíveis com a presente teoria, você deve definir os segmentos dos dois dipolos com o mesmo sentido (ambos de baixo para cima ou de cima para baixo).

- b) **Cálculo de  $Z_{12}$ :** defina dois dipolos de meia onda, posicionados lado-a-lado e separados por uma distância  $d$ . Divida cada um em 21 segmentos e utilize um raio bem pequeno para cada (por exemplo,  $0,001 \lambda$ ).

Proceda exatamente como explicado no item anterior, repetindo o procedimento para (pelo menos) os seguintes valores de  $d/\lambda$ : 0,1, 0,2, 0,5, 0,75, 1, 1,5 e 10. Compare os valores de  $Z_{12}$  obtidos do 4NEC2 com os do próximo gráfico, que foram obtidos do método da Força Eletromotriz Induzida (ler notas de aula e livro texto).

Note o seguinte:

- na medida em que  $d$  cresce,  $|Z_{12}|$  diminui e  $Z_{in} \approx Z_{11}$  tende para o valor da impedância de entrada do dipolo *sozinho*;
- o método da Força Eletromotriz Induzida é uma excelente aproximação para o cálculo do acoplamento mútuo (pelo menos entre dipolos).

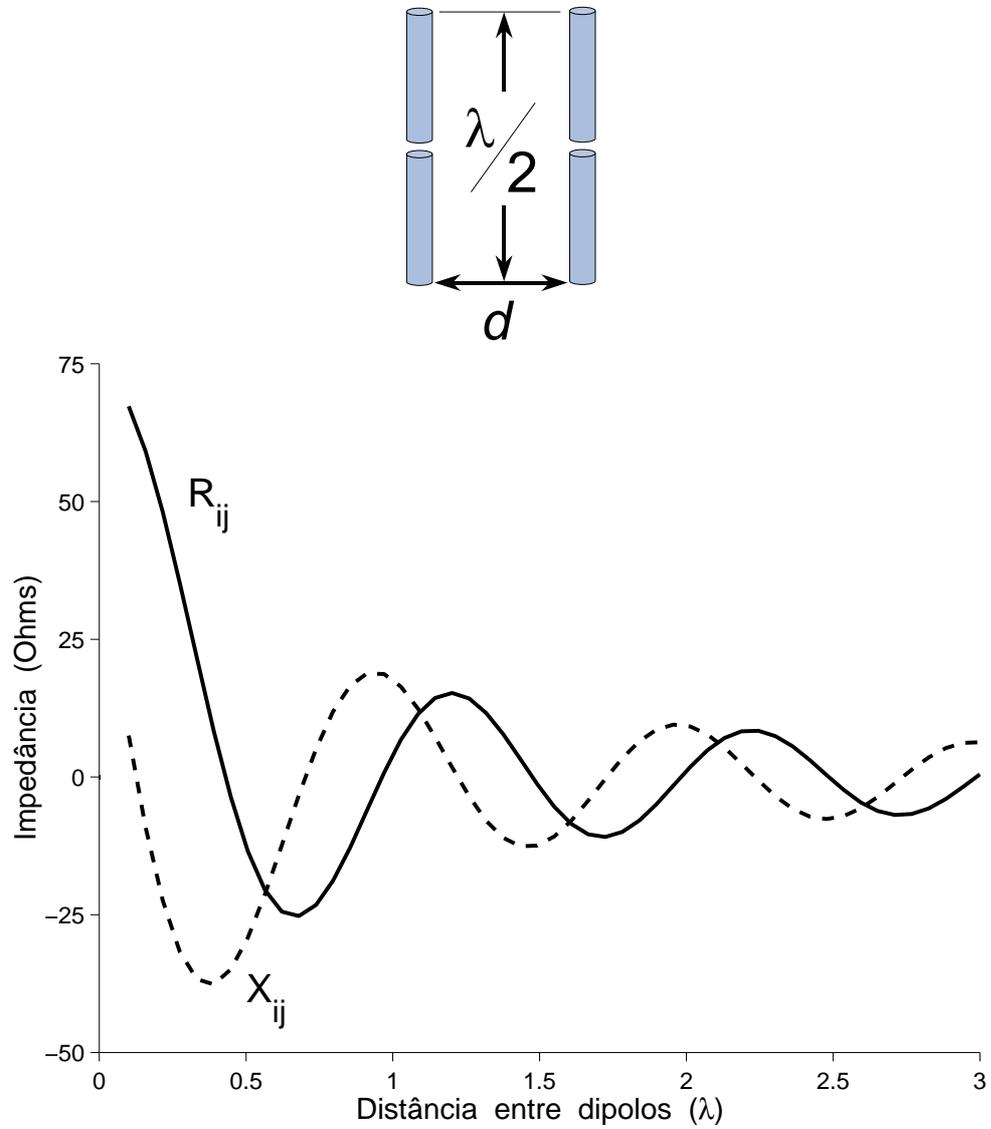


Figura 7.2: Impedância mútua  $Z_{12} = R_{12} + jX_{12}$  entre dois dipolos de meia onda lado-a-lado em função da distância  $d$  entre eles.

# Capítulo 8

## Casamento de Impedância

### 8.1 Objetivos

- Projeto e análise de um casador *gamma*.

### 8.2 Observações Iniciais

Antenas lineares são geralmente *alimentadas* através de linhas de transmissão bifilares ou coaxiais. As últimas são linhas não balanceadas; ou seja, podem acabar gerando uma distribuição de corrente assimétrica sobre o dipolo, alterando suas características elétricas. Casadores de impedância podem ser utilizados tanto para o casamento como para o balanceamento da corrente/tensão.

Nesta prática vamos investigar o casador do tipo *gamma* [veja a Fig. 8.1(a)], que é um dos mais simples. As dimensões são ajustadas de forma a transformar apropriadamente a resistência de entrada ( $R_{in}$ ). A reatância de entrada ( $X_{in}$ ) resultante é geralmente indutiva e seu efeito pode ser anulado através de um capacitor variável, como indicado na figura.

### 8.3 Prática

- Geometria do Dipolo:** defina um dipolo de meia onda com raio  $a = 10^{-3} \lambda$ . Analise suas diretividade e impedância de entrada ( $Z_{in}$ ).
- Geometria do Casador *gamma*:** a seguir, inclua o casador. Para facilitar a mudança do comprimento  $\ell'$  da linha de transmissão, defina a geometria através de 6 pontos, como exemplificado na Fig. 8.1(b). Assuma  $a' = a = 10^{-3} \lambda$ . Defina  $d$  de tal forma que a impedância

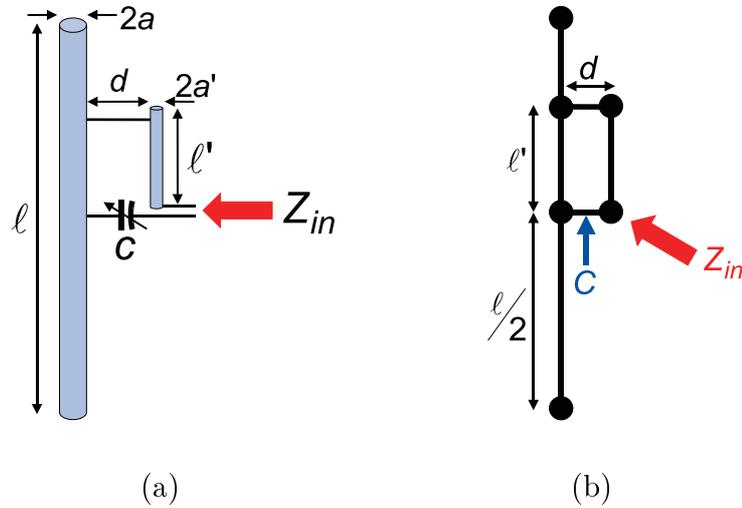


Figura 8.1: (a) Dipolo com um casador *gamma*. (b) Geometria adequada para a análise no 4NEC2.

característica da linha seja (existem muitas outras possibilidades, mas vamos nos ater à esta):

$$Z_o = \frac{\eta}{\pi} \cosh^{-1} \left( \frac{d}{2a} \right) = 500 \Omega .$$

O valor de  $\ell'$  será gradualmente variado (como explicado a seguir). Ao fazê-lo, não se esqueça de utilizar um número adequado de segmentos em cada fio. Antes de qualquer análise, verifique se a geometria foi modelada adequadamente.

- c) **Variação do Comprimento do Casador:** varie  $\ell'$  até obter  $R_{in} \approx 300 \Omega$  (dica: comece com  $\ell' \approx \ell/4$ ). Observe que, uma vez determinado o valor desejado para  $\ell'$ ,  $X_{in}$  terá um valor indutivo relativamente elevado. Compense isto com o auxílio de um capacitor, conforme indicado na Fig. 8.1(b). Você pode especificar diretamente o valor da reatância desejada para a carga a ser colocada naquela posição. Note que, uma vez incluída esta carga,  $R_{in}$  será ligeiramente alterado. Repita o processo até obter  $Z_{in} \approx 300 \Omega$  (não precisa ser muito rigoroso).
- d) **Análise da Geometria Resultante:** além de  $Z_{in}$ , observe também o diagrama de radiação e a diretividade final. Como estes se comparam com os do dipolo sozinho ?

# Capítulo 9

## Antena Yagi-Uda

### 9.1 Objetivos

- Compreensão das principais características da antena Yagi-Uda.
- Bases para o projeto.

### 9.2 Prática

- a) **Geometria:** seja uma antena Yagi-Uda com apenas 3 elementos (veja a figura), operando em torno de 10 MHz. O refletor tem comprimento  $\ell_1 = 15,6$  m, o excitador tem comprimento  $\ell_2 = 15$  m e o diretor tem comprimento  $\ell_3 = 14$  m. A distância entre o refletor e o excitador é  $d_{12} = 7,5$  m e entre o excitador e o diretor é  $d_{23} = 6$  m. Todos os elementos possuem raio  $a = 0,0001$  m. Utilize 21 segmentos por elemento e ponha a fonte de tensão no centro do excitador. Analise esta antena entre 9 MHz e 11 MHz. Guarde as principais características (para futuras comparações) sobre a diretividade, razão frente/verso e impedância de entrada. Em particular, note que a diretividade decai muito rapidamente após atingir seu valor máximo (uma característica quase sempre presente em antenas Yagi e que requer especial atenção do projetista).
- b) **Variação do Comprimento do Diretor:** diminua  $\ell_3$  para 13,5 m e repita a análise anterior. Depois, repita tudo com  $\ell_3 = 14,5$  m. Repare que o comprimento do excitador influi em todas as características da antena. Em particular, repare que a frequência correspondente ao máximo de diretividade tende a aumentar na medida em que  $\ell_3$  diminui (desde que as variações de  $\ell_3$  não sejam exageradas).

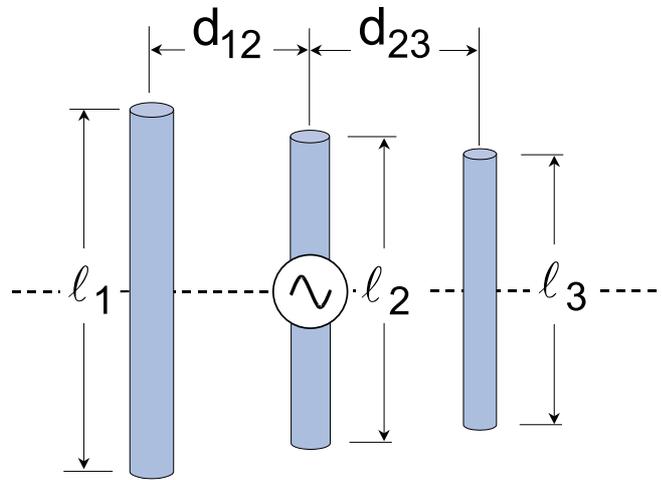


Figura 9.1: Antena Yagi-Uda com 3 elementos.

Este comportamento é de grande valia no projeto de uma antena Yagi. Após o projeto inicial (por exemplo, com o auxílio de um ábaco apropriado), analisa-se a diretividade obtida ao longo da faixa de operação. Geralmente, observa-se o comportamento exemplificado pela Fig. 9.2 (linha cheia). Caso a diretividade mínima exigida para a faixa tenha sido violada, diminui-se lentamente os comprimentos dos diretores na tentativa de deslocar o máximo de diretividade para uma frequência maior (linha tracejada) e com isso satisfazer a diretividade exigida.

As distâncias entre diretores e entre o diretor e o excitador também afetam as características elétricas da antena Yagi. Porém, este assunto não será abordado nesta prática.

- c) **Variação do Comprimento do Refletor:** partindo da geometria inicial (ou seja, ignore as alterações efetuadas no item anterior), diminua  $\ell_1$  para 15,4 m e repita a análise. Depois, repita tudo para  $\ell_1 = 15,8$  m. Repare que, apesar da pequena variação de  $\ell_1$ , o comprimento do refletor influi consideravelmente na razão frente/verso. Porém, sua influência na diretividade não é significativa (em antenas Yagis com diversos diretores, a influência do refletor na diretividade é ainda menor).

Logo, uma vez especificadas as dimensões relacionadas aos diretores de forma a obter a diretividade exigida, varia-se o refletor (tanto o seu comprimento quanto a sua distância até o excitador) na tentativa de melhorar a razão frente/verso ao longo da faixa de operação.

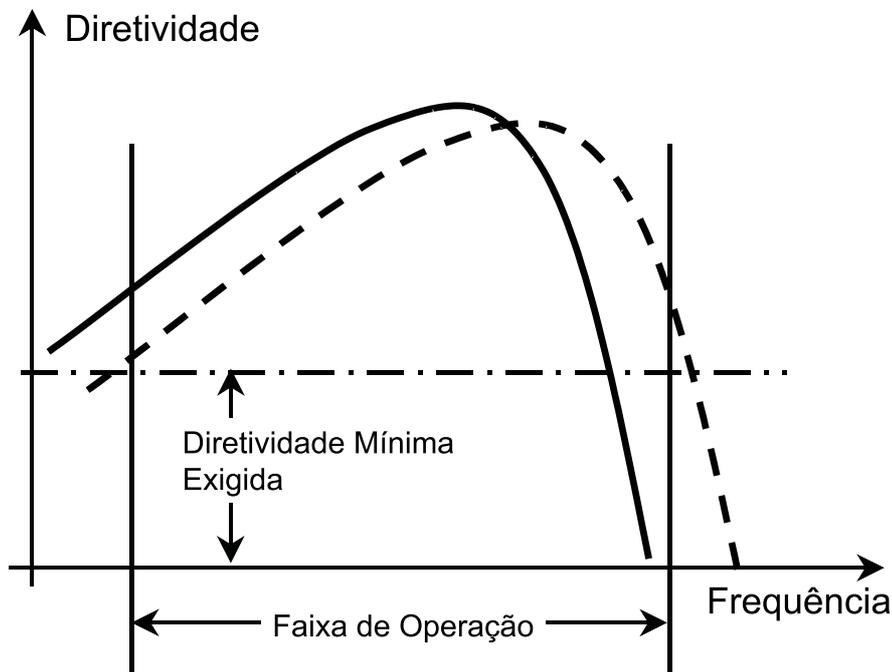


Figura 9.2: Variação típica da diretividade da antena Yagi-Uda ao longo da faixa de operação: diretores maiores (linha cheia) e menores (linha tracejada).

- d) **Variação do Comprimento do Excitador:** a partir da geometria inicial diminua  $l_2$  para 14,4 m e analise a antena. Repita a análise, agora com  $l_2 = 15,6$  m. Repare que a variação de  $l_2$  basicamente altera apenas a impedância de entrada da antena.

Geralmente  $l_2$  é alterado no final de um ciclo de otimização para tentar o ajuste fino da impedância de entrada da antena, já que a variação não exagerada do comprimento do excitador pouco altera a diretividade e a razão frente/verso da antena Yagi.

E finalmente, todos os passos acima são repetidos até que as especificações sejam obtidas...



# Capítulo 10

## Antena Helicoidal

### 10.1 Objetivos

- Projeto e análise de antenas helicoidais operando no modo axial.

### 10.2 Observações Iniciais

Antenas helicoidais possuem basicamente a geometria da Fig. 10.1. Elas podem ser projetadas de forma a possuir apenas um único máximo de radiação na direção do eixo (*end-fire*) e com polarização (idealmente) circular. Para tal, os parâmetros geométricos apresentados na Fig. 10.1 devem atender às seguintes relações:

$$S \approx \lambda/4 \quad \text{e} \quad D \approx \lambda/\pi.$$

A polarização será RHCP ou LHCP dependendo do sentido de rotação da hélice.

### 10.3 Prática

- a) **Geometria:** defina uma *espiral de Arquimedes* (hélice) com raios inicial e final iguais a  $D/2$ . A hélice deve ter inicialmente  $N = 5$  espiras. Escolha o comprimento  $\ell$  de forma que  $\ell = NS$ . Utilize cerca de 200 segmentos (o que dá aproximadamente 40 segmentos por comprimento de onda) com raio de segmento igual a  $10^{-5} \lambda$ .

Para gerar esta antena, utilize o “Editor de Geometrias” (*Run* → *Geometry builder*). Defina uma hélice (*Helix*) com os seguintes parâmetros:  $L = \ell$ ,  $R1 = R2 = D/2$ , número de voltas igual a  $N$ , 40 segmentos por volta e e uma única hélice com raio de fio igual a  $10^{-5} \lambda$ . Desabilite

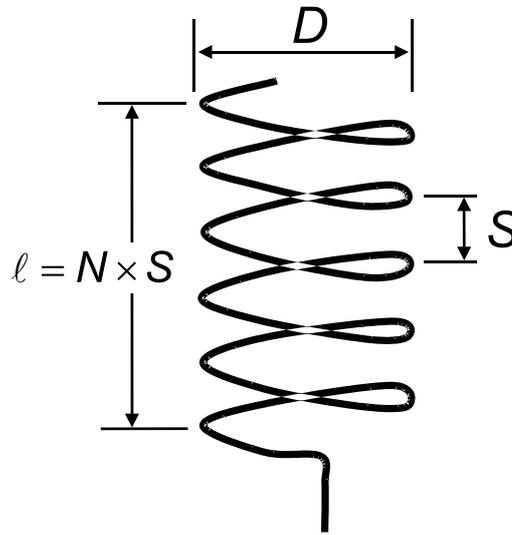


Figura 10.1: Antena helicoidal.

a adição de conexões centrais e a auto-segmentação. Não rotacione os eixos. Uma vez gerado o arquivo, selve-o no diretório apropriado. Ele será o novo arquivo de entrada.

Na janela da definição da geometria, defina a antena radiando na presença de um plano condutor elétrico perfeito (*Perfect gnd*), já que estas antenas geralmente operam na presença de um plano terra. Excite a antena no primeiro nó (aquele mais próximo do plano terra). Confira a geometria antes de analisá-la. Em especial, verifique o sentido de rotação da hélice.

- b) **Análise:** ao analisar a antena, verifique o seu diagrama de radiação a sua polarização. Certifique-se de que esta concorda com a geometria da hélice.

Verifique também a impedância de entrada. Em geral, esta antena é excitada por um cabo coaxial, onde o condutor interno é diretamente ligado à antena enquanto que o condutor externo é aterrado no plano terra. Dada a impedância de entrada da antena, você poderia descrever um possível problema para este tipo de excitação ?

- c) **Alteração do Número de Espiras:** repita a análise, agora com  $N = 10$  e ajustando  $l$  adequadamente. Não se esqueça de utilizar mais segmentos (neste caso, 400, se for possível).

# Capítulo 11

## Refletor Parabólico Simétrico

### 11.1 Objetivos

- Projeto e análise de uma antena refletora parabólica simétrica.

### 11.2 Observações Iniciais

Neste curso estudaremos apenas o refletor parabólico simétrico, que é a forma mais simples de antena refletora. Para o estudo desta antena, o livro texto e as notas de aula utilizam o campo na *abertura*, determinado através das aproximações da *Ótica Geométrica*. Deste campo e através do *Princípio da Equivalência*, o campo distante radiado é então determinado. Esta abordagem é denominada *Método da Abertura* e, embora aproximada, permite a obtenção de fórmulas extremamente úteis para o projeto de tais antenas.

Porém, uma análise mais precisa pode ser obtida através das aproximações da *Ótica Física*. Embora este método esteja fora do escopo do curso, iremos utilizá-lo através do *software* RASCAL, desenvolvido pelo grupo de eletromagnetismo aplicado da University of Southern California. O RASCAL permite a análise de alguns tipos significativos de antenas refletoras, embora aqui só nos interesse o refletor parabólico simétrico.

### 11.3 Prática

- a) **Geometria do Refletor:** a antena em questão é inteiramente definida por 3 parâmetros (veja Fig. 11.1): o diâmetro da abertura ( $D$ ), a distância focal ( $F$ ) e o expoente ( $n$ ) do modelo coseno-elevado (RCF) utilizado para representar o alimentador no foco da antena. Para cada

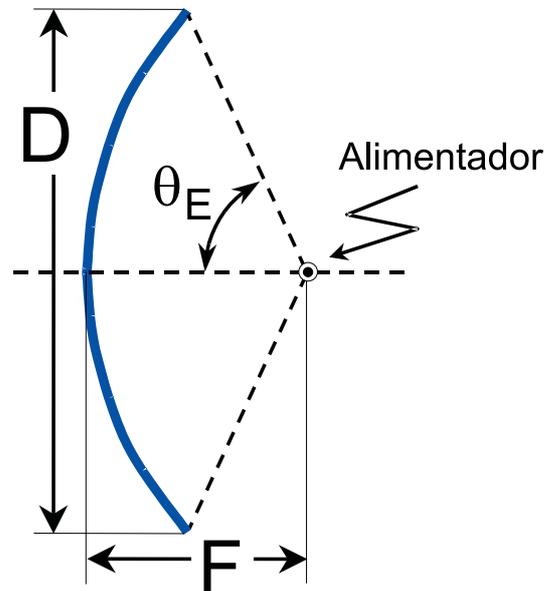


Figura 11.1: Geometria do refletor parabólico simétrico.

par  $(D, F)$  representando a geometria do refletor existe um valor ótimo de  $n$  (alimentador) que fornece o maior ganho. Note que o ângulo de borda  $\theta_E$  depende apenas da razão  $F/D$  [ $D/(4F) = \tan(\theta_E/2)$ ].

- b) **Varição da Eficiência de Abertura com a Razão  $F/D$ :** fixe  $D = 100 \lambda$  e varie  $F$  (consequentemente variando o ângulo  $\theta_E$ ). Ajuste a *atenuação da borda* de forma a obter sempre  $n = 6$  para cada par  $(D, F)$ . Então, verifique se o valor da eficiência de abertura varia de acordo com o gráfico da Fig. 11.2, obtido do *Método da Abertura*.

Note que o RASCAL especifica o expoente  $p = n/2$  do coseno-elevado através da atenuação do alimentador na direção da borda (*feed edge taper*), que em decibéis é dada por:

$$\text{Feed Edge Taper(dB)} = -10n \log(\cos \theta_E) = -20p \log(\cos \theta_E) .$$

- c) **Valor Ótimo de  $n$ :** observe da Fig. 11.2 que para cada valor de  $n$  existe um determinado par  $(D, F)$  para o qual a eficiência de abertura é máxima. Mantendo  $D = 100 \lambda$  e para  $n = 2, 4, 6$  e  $8$  (ou seja,  $p = 1, 2, 3$  e  $4$ ), determine o valor de  $F$  (ou seja,  $\theta_E$ ) para a máxima eficiência de abertura. Verifique se os resultados concordam com os da figura.

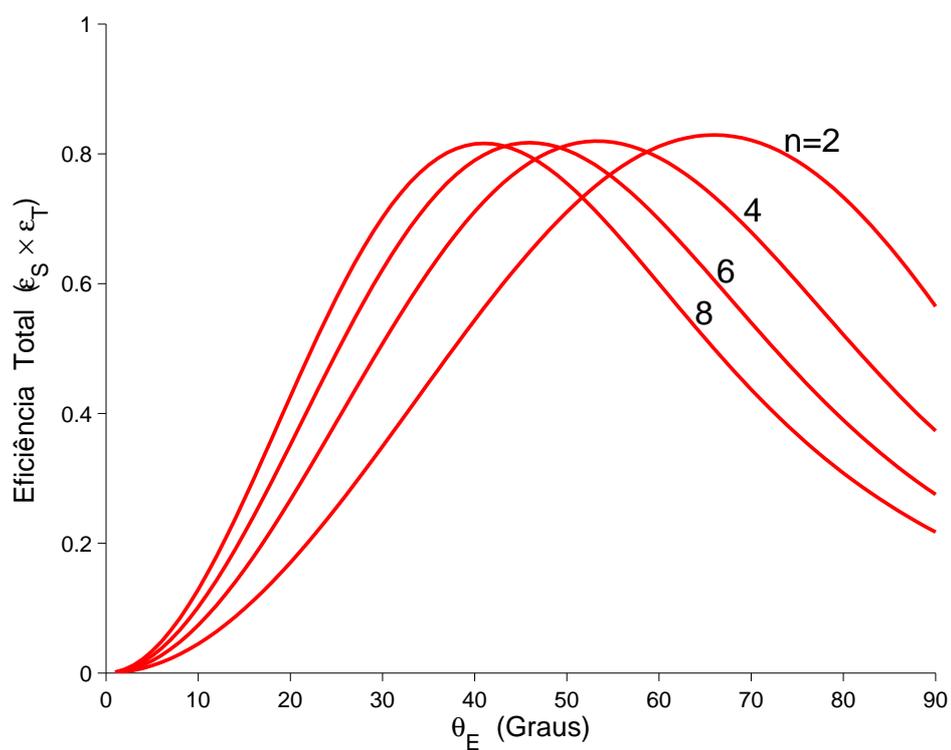


Figura 11.2: Variação da eficiência de abertura com  $\theta_E$ .



## Capítulo 12

# Projeto de uma Antena Refletora Parabólica Simétrica

### 12.1 Objetivos

- Projeto e análise de uma antena refletora parabólica simétrica, incluindo o alimentador.

### 12.2 Observações Iniciais

O projeto do refletor parabólico simétrico será efetuado conforme estudado em sala de aula e na prática de laboratório anterior. Uma vez determinadas as características da fonte de alimentação (*alimentador*) necessárias para a obtenção de um alto ganho, utilizaremos o *software* PCAAAD para projetar uma corneta corrugada atendendo as características desejadas.

### 12.3 Prática

- a) **Projeto do Diâmetro da Abertura da Antena Refletora:** das notas de aula, vimos que a diretividade de uma abertura circular uniformemente iluminada é dada por

$$D_o = \left( \frac{kD}{2} \right)^2 ,$$

onde  $k$  é a constante de propagação no espaço livre e  $D$  é o diâmetro da abertura do refletor. Vimos também que, devido às perdas por transbordamento, pela má iluminação da abertura, etc., o ganho máximo

$G_o = D_o$  nunca será alcançado na prática. Na melhor das hipóteses, teremos para este tipo de antena uma eficiência máxima (teórica) de aproximadamente 80%, de forma que o máximo ganho que pode ser obtido é dado por

$$G_o \approx 0,8 \left( \frac{kD}{2} \right)^2 .$$

Assumindo  $f = 6$  GHz, determine o menor diâmetro  $D$  para um ganho de 45 dBi.

Obs.: na prática, pode-se obter uma eficiência de 70–75% se a antena for muito bem construída. Como o RASCAL não considera os problemas encontrados na prática (como, por exemplo, o bloqueio oferecido pela estrutura de suporte do alimentador, erros na superfície do refletor, etc.), vamos assumir os 80% acima.

- b) **Projeto da Distância Focal do Refletor Parabólico:** por razões mecânicas, utiliza-se para este tipo de antena uma distância focal  $F$  de forma que

$$\frac{F}{D} \approx 0,4 .$$

Continuando o projeto da antena, determine o valor de  $F$  e também o valor do ângulo de borda  $\theta_E$ .

- c) **Determinação da Atenuação na Borda do Refletor:** utilizando os resultados apresentados em aula, os quais predizem um ganho máximo para uma atenuação na borda de aproximadamente  $-11$  dB, determine o valor do expoente  $n$  do modelo coseno-elevado, comumente utilizado para representar as características de radiação do alimentador:

$$AB(\text{dB}) = 40 \log[\cos(\theta_E/2)] + 10n \log(\cos \theta_E) .$$

A partir dos resultados obtidos anteriormente e sem alterar os valores de  $D$  e  $F$ , utilize o RASCAL para *otimizar* a atenuação da borda visando o máximo ganho possível.

Note que o *feed edge taper* que no RASCAL especifica o expoente  $p = n/2$  não é a Atenuação na Borda:

$$\text{Feed Edge Taper}(\text{dB}) = -10n \log(\cos \theta_E) = -20p \log(\cos \theta_E) .$$

Ou seja,  $AB(\text{dB}) = 40 \log[\cos(\theta_E/2)] - \text{Feed Edge Taper}(\text{dB})$ .

- d) **Projeto de um Alimentador Formado por uma Corneta Corrugada:** como o RASCAL analisa a antena através da *Ótica Física*, muito provavelmente os resultados obtidos anteriormente fornecerão uma antena altamente eficiente. Falta agora determinar a geometria do alimentador. Neste caso, utilizaremos uma *corneta corrugada*, a qual é comumente empregada nestas aplicações por possuir um diagrama de radiação com baixa *polarização cruzada* (diagrama sem variação azimutal, ou seja, simétrico). A Fig. 12.1 representa a geometria básica desta corneta, onde  $a$  é o raio da abertura da corneta e  $L$  é o comprimento (axial) da corneta. As corrugações (geralmente são utilizadas cerca de 5 por comprimento de onda, ou mais) criam uma *condição de contorno média* tal que o campo na abertura da corneta possui uma distribuição praticamente simétrica em relação ao centro da abertura (variação em  $\phi$  mínima). Consequentemente, o campo radiado pela abertura torna-se *quase* simétrico.

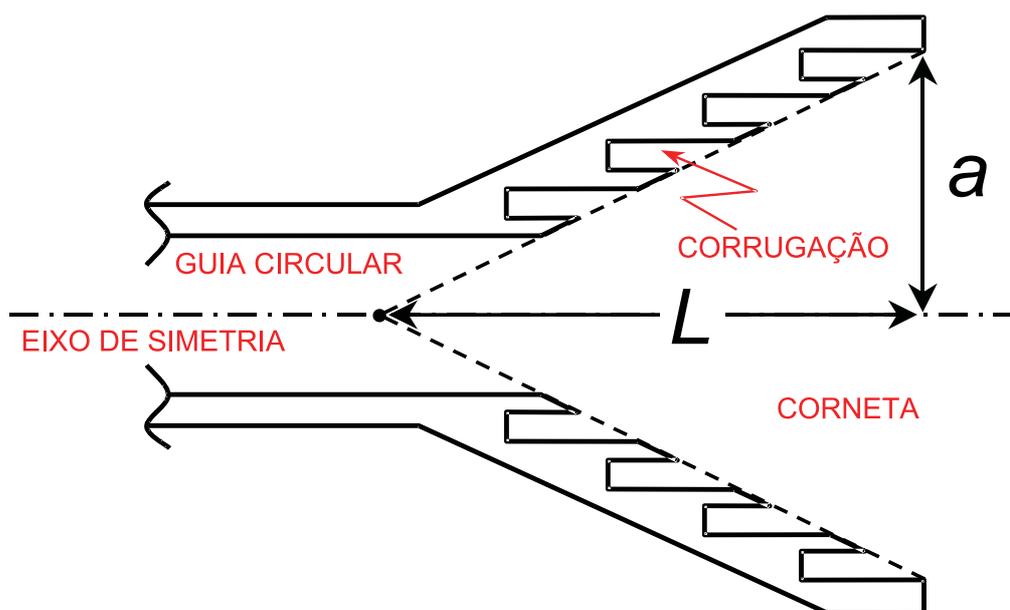


Figura 12.1: Geometria básica de uma corneta corrugada.

Utilizando o PCAAD (*Aperture → Corrugated Horn Antennas*), determine os valores de  $a$  e  $L$  (tente utilizar o menor valor possível para  $a$  de forma a minimizar o bloqueio da abertura do refletor) de forma que o diagrama de radiação da corneta seja o mais fiel possível àquele determinado pelo RASCAL no item anterior.