Experiência

3

PTC-2440

LABORATÓRIO DE ANTENAS E MICROONDAS

Simulação Numérica de Antenas

LABORATÓRIO DE ANTENAS E MICROONDAS

Simulação Numérica de Antenas

Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle
Escola Politécnica da Universidade de São Paulo
2006

Índice

Simulação Numérica de Antenas

O Método dos Momentos.

Com o advento do computador e o seu cada vez maior poder de processamento, tem se tornado cada vez mais atraente a simulação numérica do desempenho de antenas, ao invés de se efetuar medições de campo. As medições de campo são, em geral, extremamente dispendiosas e, além disso, caso sejam necessárias modificações no protótipo, todo um novo ciclo de desenvolvimento/produção deve ser refeito para que uma nova rodada de testes possa ser realizada. Já com as simulações numéricas, pode-se, facilmente, modificar a estrutura do protótipo e realizar novas simulações até que o desempenho desejado seja atingido. Só então um protótipo será construído para se examinar o seu desempenho no "mundo real" e efetuar as pequenas modificações, eventualmente necessárias.

Dessa forma, o objetivo desta experiência é familiarizar o aluno com um dos métodos mais utilizados para a análise numérica de antenas, o Método dos Momentos, aplicado à análise de antenas filamentares. O programa aqui utilizado, o SuperNEC© v. 1.53[1], foi escolhido por apresentar uma interface gráfica bastante amigável, incorporada ao Matlab ©.

Além disso, essa experiência proporcionará aos alunos uma forma de aferir as medidas de impedâncias de monopolos realizadas no laboratório (experiência 2) e também de verificar a influência do solo nas medidas de diagrama de radiação e de visualizar diagramas de radiação obtidos com redes de dipolos.

O programa SuperNEC

SuperNEC (SNEC) é uma versão orientada a objeto do programa NEC-2 escrito em FORTRAN. Esse programa utiliza o método dos momentos para determinar a distribuição de corrente em antenas compostas por filamentos (wire antennas). Nesta seção descreveremos sucintamente o funcionamento desse programa, a sua utilização e suas limitações. Para maiores detalhes os alunos devem consultar a documentação completa do programa [1-4], disponível na Internet ou no menu de Help do programa.

O Método dos Momentos

A utilização do método dos momentos para a determinação da distribuição de corrente em antenas formadas por elementos filamentares, utilizada no programa SuperNEC, está descrita em [2]. Resumidamente, cada um dos filamentos que compõem a antena é dividido em pequenos segmentos e a distribuição de corrente nesses segmentos é aproximada por três termos: um termo constante, um termo do tipo *sen(k z)* e outro do tipo *cos(k z)*, onde z é posição ao longo do filamento e k é a constante de propagação no vácuo na freqüência da simulação. A continuidade das distribuições de corrente e de carga é imposta ao longo dos filamentos e, além disso, é imposto que o campo elétrico total tangente aos filamentos seja identicamente nulo. Essas imposições levam a um sistema de equações lineares tendo como incógnitas os coeficientes que multiplicam as correntes em cada segmento. A solução desse sistema nos fornece, então, a distribuição de corrente nos filamentos da antena e, a partir dessa distribuição, podem ser determinados outros parâmetros de interesse como a impedância da antena, diagrama de radiação, campo próximo, etc.

[1] Esse programa é uma versão "light" do programa Super NEC da empresa Poynting Antennas and Electromagnetics (www.poynting.com.za). Essa versão é gratuita para uso não comercial.

Logicamente, uma maior precisão na solução só é conseguida utilizando-se segmentos cada vez menores. Porém, devido a limitações do equacionamento utilizado, os segmentos não podem ser menores do que oito vezes o seu raio (utilizando o kernel reduzido[2]).

Modelamento da excitação

A simulação numérica de antenas exige que se modele de forma adequada a excitação aplicada a essas antenas. Em antenas filamentares o modelamento mais comumente utilizado é o do tipo "delta-gap", onde o gerador de tensão V_0 que alimenta a antena é modelado como um campo elétrico incidente igual a V_0/Δ, sendo Δ o tamanho do segmento onde a tensão é aplicada. Esse é o modelo padrão no SuperNEC. Outro modelo mais elaborado (slope-discontinuity-source) também está disponível no SuperNEC, mas sua utilização não será feita nas simulações solicitadas.

Efeito do plano de terra

A presença de um plano de terra próximo a uma antena modifica o problema a ser analisado de três formas diferentes:

1. modificando a distribuição de corrente na antena devido à interação do campo próximo
2. modificando o campo incidente sobre a estrutura;
3. modificando o campo re-radiado pela estrutura.

O SuperNEC tem três opções para planos de terra: plano de terra perfeito (método das imagens), plano de terra com perdas (Sommerfeld – mais preciso e mais complexo) e plano de terra com perdas, aproximado pelos coeficientes de reflexão de ondas planas de Fresnel. A referência [2] descreve em detalhes as implementações desses três métodos.

Como iniciar o programa

No menu Iniciar selecione

`Programas` ➔ `SuperNEC V1.53` ➔ `SuperNEC Free Version.`

O MATLAB será iniciado e, em seguida, uma janela gráfica se abrirá. É através dessa janela que você fará a definição da geometria a ser analisada e poderá simular e observar os resultados da simulação.[3]

Como criar um projeto

Antes de tudo deve-se definir a freqüência do modelamento. A freqüência do modelamento é a freqüência mais alta para a qual se deseja modelar a estrutura. Para definir esse valor digite o valor escolhido, em MHz, (por exemplo, 1000 MHz) na caixa do canto inferior esquerdo (ao lado de `Model Freq:`), em seguida pressione a tecla de `TAB` e depois clique em `Set`.

Em seguida, deve-se escolher a estrutura a ser analisada. Na janela gráfica aberta pelo SuperNEC (provavelmente `Figure No. 1`) clique em

`Add` ➔ `Assembly` ➔ `antennas`

[2] No kernel reduzido a distribuição de corrente na superfície do fio é aproximada por uma distribuição de corrente coincidente com o seu eixo.

[3] Obs.: Se a versão do Matlab instalada no laboratório não for a 6.x, deve-se excluir do path todos os caminhos *\toolbox\control* pois, aparentemente há um conflito com o SuperNEC. Para fazer essa exclusão, após iniciar o SuperNEC, vá para a Command Window do Matlab e edite o path do matlab, excluindo os caminhos acima.

e escolha o tipo de antena desejado (por exemplo para um monopolo escolha `snmonopole`).

Na janela que se abrirá você poderá escolher os parâmetros referentes a essa antena. Inicialmente você deve modificar apenas o tamanho do monopolo (coordenada `z` em `End 2`) e o seu raio (`Radius`). O programa dividirá o monopolo em um número padrão de segmentos, que poderá ser modificado mais tarde.

Clique em OK e o monopolo aparecerá na janela gráfica. Caso seja necessário editar as propriedades desse monopolo, basta um duplo clique sobre ele, com o botão esquerdo.

Para se adicionar um plano de terra condutor perfeito, clique em `Add` ➔ `Ground`, selecione `Perfect` e clique em `OK`. Deverá aparecer um plano marrom na janela. Se não quiser ver o plano de terra, clique em `View` e desmarque a seleção `Ground` (o plano continuará lá, mas não estará visível).

Simulação

Para se iniciar a simulação deve-se definir alguns parâmetros. Para isso, clique em `Edit` ➔ `Simulation Settings`. Escolha os valores de freqüência desejados (por exemplo, `[800:10:1000]` para simular de 800 a 1000 MHz em passos de 10 MHz). Caso deseje ver diagramas de radiação, clique sobre `Radiation Patterns` e escolha o tipo de diagrama desejado (clicando sobre ele) e depois clique em `Add`. Ao terminar, clique em `OK`.

Salve, então, a configuração num arquivo (`File` ➔ `Save as ...`) na sua área de trabalho, e clique em `Simulate` para iniciar a simulação.

Quando terminar a simulação, clique no menu (alto da tela) `Simulate` ➔ `View Output` . Selecione o modelo e as freqüências que deseja visualizar e selecione o que deseja ver, por exemplo, para ver as impedâncias, escolha a aba `Parameter vs. Freq.` e selecione `Excitations for model 1`, clicando em `Plot`. Para mudar o formato clique em `Format` e escolha o parâmetro desejado. Para alterar o valor de Z_0 (usado na carta de Smith), clique em `Options` ➔ Z_0`...` e digite o valor desejado. Para ver a distribuição de corrente, escolha a aba `Currents/Charges` e selecione `Excitations for model 1`, clicando em `Plot`.

Caso deseje mudar algum parâmetro (no. de segmentos por exemplo) selecione o monopolo, dê um duplo clique, mude os parâmetros, salve e simule novamente. Os valores mostrados nos gráficos podem ser exportados para a janela de comando do Matlab clicando-se em `Workspace` e escolhendo-se um nome para a variável.

Para maiores detalhes, utilize o `Help` na janela do SuperNEC.

Determinação de campos próximos

O SuperNEC permite também a determinação dos campos (elétrico e magnético) próximos à antena. Para isso, clique em `Edit` ➔ `Simulation Settings` ➔ `Near Field Plots`. Basta então selecionar o tipo de campo desejado (elétrico ou magnético), o tipo de coordenada a ser usado (retangular ou esférica) e selecionar a faixa de pontos onde se deseja calcular os campos (coordenadas xyz no caso retangular – cartesiano - ou $r\phi\theta$ no caso esférico).

Esses campos podem ser, então, visualizados, após a simulação, selecionando-se `Simulate` ➔ `View Output` , escolhendo-se o modelo e as freqüências que deseja visualizar e escolhendo-se a aba `Near Fields`.

Para que se possa efetivamente visualizar o que seria medido numa medida de campo do diagrama de radiação, sugere-se o seguinte roteiro, esquematizado na Figura 1:

1. Escolha a distância da antena de transmissão em que será feita a medida: *d*

2. Escolha a altura das antenas: *h*

3. Calcule o valor do ângulo θ e da distância à origem dos eixos correspondentes aos valores anteriores[4]: $\theta = \arctan\left(\frac{d}{h}\right)$; $r = \sqrt{d^2 + h^2}$

4. Para a simulação, escolha os seguintes valores para as coordenadas: R = [r, r, 1]; Phi = [0, 359, 360]; Theta = [θ,θ, 1].

5. Para visualizar o diagrama obtido, exporte a impedância de entrada da antena e os valores do campo próximo para o workspace (por exemplo, use os nomes `param` e `near` respectivamente) e utilize a função plot_near com a seguinte sintaxe: `plot_near(near,param.impedance)`. Essa função (que deverá estar instalada no computador do Laboratório) desenhará os diagramas de radiação das duas polarizações medidas em dBi.

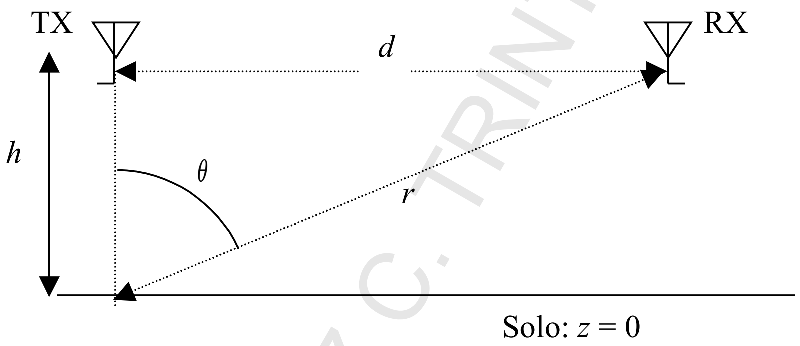

Figura 1 – Medida de campo próximo.

Resumo Teórico

Impedância de entrada de dipolos e monopolos

- Veja *Resumo Teórico* da referência [5].

Diagrama de Radiação

Considere uma distribuição de corrente elementar do tipo

$$d\vec{J}(x,y,z) = J'\,\delta(x-x')\,\delta(y-y')\,\delta(z-z')\,\vec{u}_z\,, \tag{1}$$

localizada, portanto, no ponto $\vec{r}\,' = (x', y', z')$.

Como visto no curso de Eletromagnetismo, o potencial vetorial num ponto de observação genérico com coordenadas $\vec{r} = (x, y, z)$ pode ser calculado por

$$\vec{A}(\vec{r}) = \mu \iiint_{\tau} \frac{\vec{J}(\vec{r}\,')\, e^{-jk|\vec{r}-\vec{r}\,'|}}{4\pi|\vec{r}-\vec{r}\,'|}\, d\tau' \tag{2}$$

---

[4] θ é o ângulo entre a normal ao plano z=0 e a reta que vai do ponto de observação à origem do sistema coordenado, e não à posição da antena.

sendo $\vec{r}'=(x', y', z')$ as coordenadas do ponto de integração, $d\tau'=dx'\,dy'\,dz'$, $|\vec{r}-\vec{r}'|=\sqrt{(x-x')^2+(y-y')^2+(z-z')^2}$ a distância entre o ponto de observação e o ponto de integração e $k=\omega\sqrt{\mu\,\varepsilon}$ o número de onda.

Substituindo-se (1) em (2) e integrando-se, obtém-se

$$d\vec{A}(\vec{r})=\mu\frac{J'\,e^{-j\,k\,|\vec{r}-\vec{r}'|}}{4\,\pi\,|\vec{r}-\vec{r}'|} \tag{3}$$

A partir desse potencial vetorial, os campos elétrico e magnético podem ser determinados por

$$\vec{H}=\frac{\vec{\nabla}\times\vec{A}}{\mu};\quad \vec{E}=\frac{\vec{\nabla}\times\vec{H}}{j\,\omega\,\varepsilon}\,. \tag{4}$$

Assim, trabalhando-se com um sistema de coordenadas, como o mostrado na Figura 2, obtemos as seguintes expressões para os campos, de forma análoga à derivação utilizada em [6]:

$$d\vec{H}(\vec{r})=\frac{J'\,e^{-j\,k\,|\vec{r}-\vec{r}'|}}{4\,\pi}\,\frac{j\,k}{|\vec{r}-\vec{r}'|}\left[1+\frac{1}{j\,k\,|\vec{r}-\vec{r}'|}\right]\operatorname{sen}\theta_0\;u_{\varphi_0} \tag{5}$$

$$d\vec{E}(\vec{r})=\frac{j\,\omega\,\mu\,J'\,e^{-j\,k\,|\vec{r}-\vec{r}'|}}{4\,\pi\,|\vec{r}-\vec{r}'|}$$
$$\left\{\left[1+\frac{1}{j\,k\,|\vec{r}-\vec{r}'|}-\frac{1}{k^2\,|\vec{r}-\vec{r}'|^2}\right]\operatorname{sen}\theta_0\;\hat{u}_{\theta_0}+\left[\frac{2}{j\,k\,|\vec{r}-\vec{r}'|}-\frac{2}{k^2\,|\vec{r}-\vec{r}'|^2}\right]\cos\theta_0\;\hat{u}_{r_0}\right\}\,. \tag{6}$$

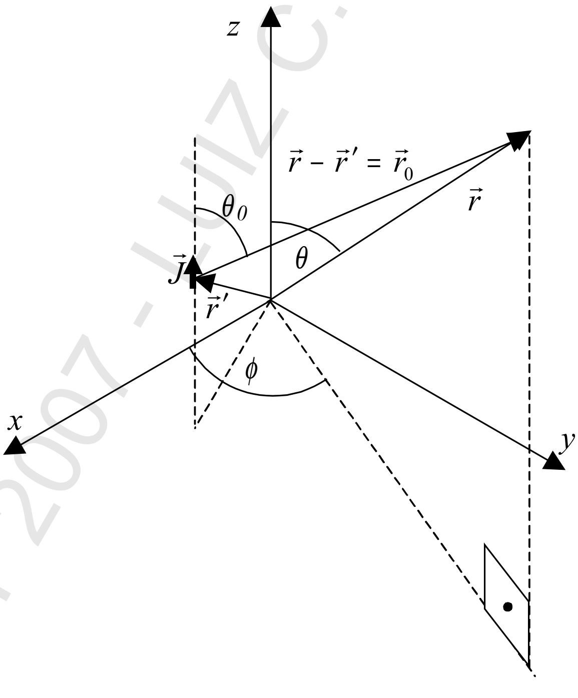

Figura 2 – Sistema de coordenadas utilizado.

Note que todas as variáveis e versores com subscrito "0" são funções das coordenadas da posição da fonte de corrente, $\vec{r}'=(x', y', z')$. Essas coordenadas representam um sistema de coordenadas esféricas centrado na posição da fonte de corrente.

Se tivermos, agora, uma distribuição de corrente mais complexa num volume τ, fluindo apenas na direção z, podemos escrever essa distribuição de corrente como

$$\vec{J}(\vec{r})=\iiint_{\tau} \vec{J}(\vec{r}^{\,'})\,\delta(x-x')\,\delta(y-y')\,\delta(z-z')\,d\,x'\,d\,y'\,d\,z' \,, \tag{7}$$

ou seja, ela pode ser vista como a sobreposição de correntes elementares da forma dada por (1). Dessa forma, os campos totais dessa distribuição de corrente serão as somas (integrais) dos campos produzidos por cada "pedaço" de corrente elementar, ou seja,

$$\vec{E}(\vec{r})=\iiint_{\tau} d\,\vec{E} \;;\; \vec{H}(\vec{r})=\iiint_{\tau} d\,\vec{H} \,. \tag{8}$$

Essas expressões permitem, portanto, o cálculo dos campos elétrico e magnético em qualquer ponto de observação, próximo ou distante, de forma exata (desde que se conheça a distribuição de corrente) para qualquer distribuição de corrente fluindo na direção *z* (para as outras direções essa expressões podem ser facilmente adaptadas). Obviamente, na maioria dos casos, será necessário o uso de integração numérica para que se possam obter os valores desses campos.

Podemos, porém, simplificar essas expressões para os casos em que os pontos de observação estejam muito afastados das fontes. Em primeiro lugar vemos que para $|\vec{r}_0|$ suficientemente grande podemos desprezar os termos com decaimento proporcional a $|\vec{r}_0|^2$ e $|\vec{r}_0|^3$ em (5) e (6), obtendo-se, então,

$$d\,\vec{H}\,(\vec{r})=\frac{J'\,e^{-j\,k\,|\vec{r}-\vec{r}^{\,'}|}}{4\,\pi}\,\frac{j\,k}{|\vec{r}-\vec{r}^{\,'}|}\,\mathrm{sen}\,\theta_0\,\hat{u}_{\varphi_0} \tag{9}$$

$$d\,\vec{E}\,(\vec{r})=\frac{j\,\omega\,\mu\,J'\,e^{-j\,k\,|\vec{r}-\vec{r}^{\,'}|}}{4\,\pi\,|\vec{r}-\vec{r}^{\,'}|}\,\mathrm{sen}\,\theta_0\,\hat{u}_{\theta_0}\,. \tag{10}$$

Adicionalmente, se $\vec{J}(\vec{r}^{\,'})=0$ para $|\vec{r}^{\,'}|\geq D$ temos que, para pontos de observação tais que $|\vec{r}|>>D$,

$$\frac{1}{|\vec{r}-\vec{r}^{\,'}|}\simeq\frac{1}{|\vec{r}|} \tag{11}$$

e também $\theta_0\simeq\theta$, $\hat{u}_{\theta_0}\simeq\hat{u}_{\theta}$ e $\hat{u}_{\varphi_0}\simeq\hat{u}_{\varphi}$.

Já para o termo $e^{-j\,k\,|\vec{r}-\vec{r}^{\,'}|}$, que representa a variação da fase dos campos, não podemos simplesmente substituir $|\vec{r}-\vec{r}^{\,'}|$ por $|\vec{r}|$ pois ainda que a diferença entre esses dois módulos seja pequena quando comparada com $|\vec{r}|$ ela pode ser grande em termos de comprimentos de onda, ocasionando erros grandes na fase. Ao invés, devemos fazer, como mostrado na Figura 3, a seguinte aproximação,

$$e^{-j\,k\,|\vec{r}-\vec{r}^{\,'}|}\simeq e^{-j\,k\,(r-\vec{r}^{\,'}\cdot\hat{u}_r)}=e^{-j\,k\,r}\,e^{j\,\vec{k}\cdot\vec{r}^{\,'}} \,, \tag{12}$$

onde $r=|\vec{r}|$ e $\vec{k}=k\,\hat{u}_r=k\,\mathrm{sen}\,\theta\,\cos\varphi\,\hat{u}_x+k\,\mathrm{sen}\,\theta\,\mathrm{sen}\,\varphi\,\hat{u}_y+k\,\cos\theta\,\hat{u}_z$.

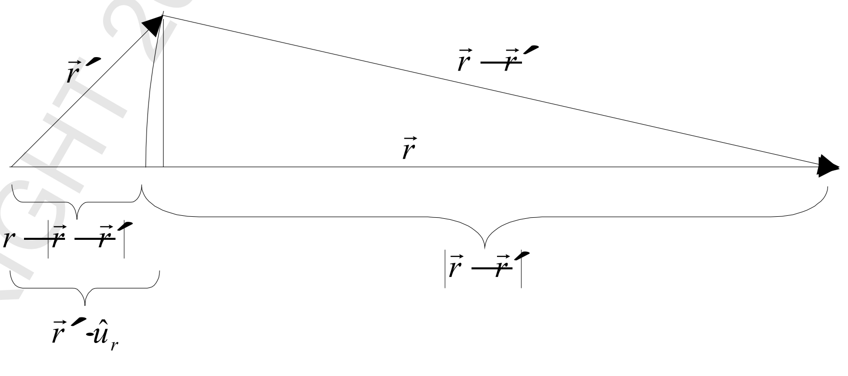

Figura 3 – Aproximação utilizada no cálculo da fase.

Com base nas aproximações anteriores, e supondo, ainda, que a distribuição de corrente tenha apenas componentes na direção *z*, os campos distantes da distribuição de corrente serão dados por

$$\vec{E}(\vec{r}) = \frac{j\ k\ \eta\ \mathrm{sen}\,\theta}{4\ \pi\ r} e^{-j\ k\ r} \iiint_{\tau} J_z(r')\ e^{j\ \vec{k}\cdot\vec{r}'}\ d\tau'\ \hat{u}_\theta$$
$$\vec{H}(\vec{r}) = \frac{E_\theta(\vec{r})}{\eta} \hat{u}_\varphi \quad , \qquad (13)$$

sendo $\eta = \sqrt{\mu/\varepsilon}$ a impedância intrínseca do meio.

Em particular, se $\vec{J}(\vec{r})$ for uma corrente filamentar e retilínea entre dois pontos a e b do eixo z, e sendo $I(z)$ o fasor da corrente em cada ponto do filamento, então (13) reduz-se a

$$E_\theta = \frac{j\ k\ \eta\ \mathrm{sen}\,\theta}{4\ \pi\ r} e^{-j\ k\ r} \int_a^b I\ (z')\ e^{j\ k \cos\theta\, z'}\, d\, z' . \qquad (14)$$

Até este ponto, todas as fórmulas apresentadas consideraram conhecida a distribuição de corrente para a determinação dos campos. Porém é justamente a determinação dessa distribuição de corrente que apresenta a maior dificuldade. Para geometrias complexas, como mencionado anteriormente, métodos numéricos são utilizados para essa determinação. Nesses métodos, os termos da equação matricial a ser resolvida utilizam expressões similares a (6) e (8) para o seu cálculo e, uma vez determinada a distribuição de corrente, expressões como (13) ou (14) são utilizadas para o cálculo do campo distante.

No caso de geometrias mais simples é possível utilizar-se distribuições de corrente aproximadas para se calcular os campos radiados. Esse é o caso, por exemplo, de antenas formadas por fios condutores finos, com até 1,5 λ de comprimento total, ligados a geradores de dimensões desprezíveis. Nesses casos, estudos teóricos e experimentais mostram que a distribuição de corrente em tais antenas pode ser descrita como essencialmente senoidal, tendo nulos nas extremidades livres dos fios. Nesta seção utilizaremos essa aproximação para obter o diagrama de radiação de dipolos retilíneos, finos, de meio comprimento de onda.

Considerando-se, então, um dipolo retilíneo fino de comprimento total igual a $2\ \ell$, como mostrado na Figura 4, coincidente com o eixo z, e simetricamente disposto em relação à origem, temos que a sua distribuição de corrente pode ser aproximada por

$$I(z) = I_0 \mathrm{sen}\left[k\ (\ell - |z|)\right],\ \ |z| \le \ell\ . \qquad (15)$$

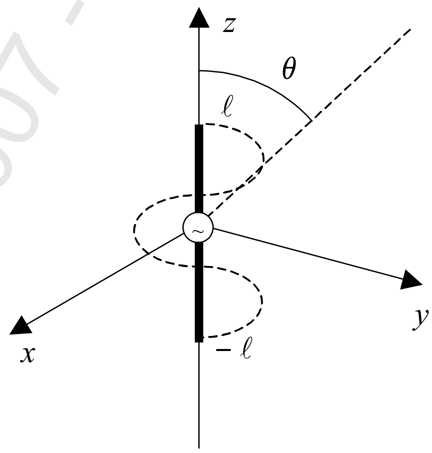

Figura 4 – Distribuição de corrente sobre um dipolo condutor de 1,5 λ de comprimento, excitado simetricamente.

Substituindo-se (15) em (14) obtemos a seguinte expressão para o campo distante do dipolo:

$$E_\theta(\vec{r}) = \frac{j\ \eta\ I_0 \left[\cos(k\ \ell\ \cos\theta) - \cos(k\ \ell)\right]}{2\ \pi\ r\ \mathrm{sen}\,\theta} e^{-j\ k\ r} \quad . \qquad (16)$$

Em particular, para um dipolo de meio comprimento de onda, isto é, $\ell=\lambda/4$, temos

$$E_\theta(\vec{r})=\frac{j\ \eta\ I_0\ \cos\left(\frac{\pi}{2}\ \cos\theta\right)}{2\ \pi\ r\ \text{sen}\,\theta}e^{-j\,k\,r}\ . \tag{17}$$

O gráfico da Figura 5 mostra a intensidade normalizada desse campo em função de θ.

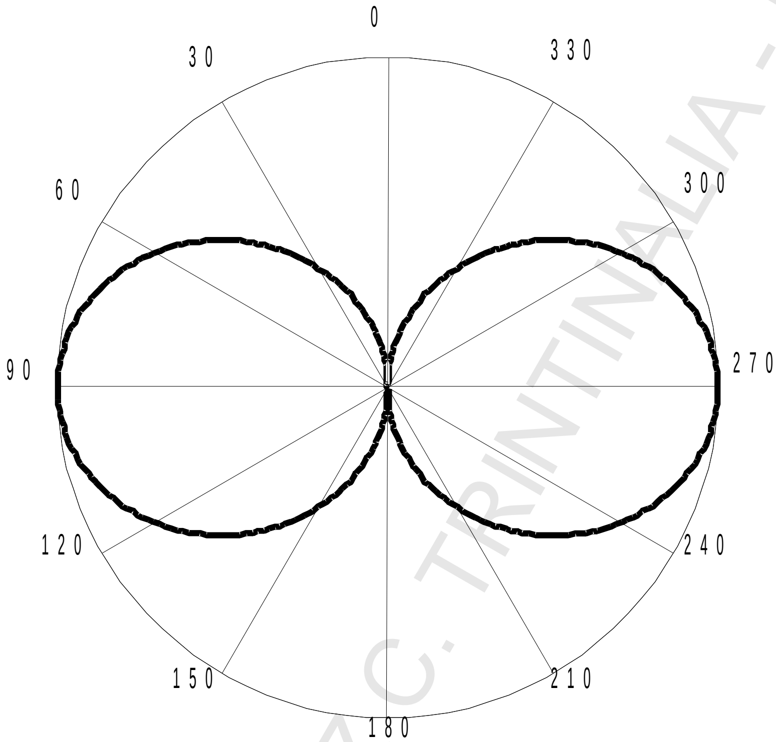

Figura 5 – Diagrama de radiação de um dipolo de meio comprimento de onda em função de θ.

OBSERVAÇÕES:

Na dedução da expressão (13), que permite calcular os campos distantes de uma dada distribuição de corrente, foram feitos três tipos distintos de aproximações, todos porém baseados na hipótese de que o ponto de observação estava suficientemente afastado. A primeira delas, utilizada para se obter as expressões (9) e (10) baseou-se em que

$$k\,|\vec{r}-\vec{r}\,'|>>1\ . \tag{18}$$

Se considerarmos 10 como sendo o valor mínimo para essa aproximação, teremos que

$$|\vec{r}-\vec{r}\,'|>\frac{10\ \lambda}{2\ \pi}\simeq 1{,}5\ \lambda\ , \tag{19}$$

ou seja, o ponto de observação deve estar a pelo menos 1,5 λ da distribuição de corrente para a validade dessa aproximação.

A segunda aproximação, dada por (11), implica em que, se D é o diâmetro da menor esfera capaz de circunscrever completamente a distribuição de corrente, então, para que ela seja válida com um erro máximo de 10%, deveríamos ter

$$|\vec{r}|>5\ D\ . \tag{20}$$

Finalmente, a última aproximação utilizada foi a dada por (12), como mostrado na Figura 3. Pode-se demonstrar[5] que se o erro máximo de fase admitido for igual a $\pi/8$, precisamos ter

$$|\vec{r}| > \frac{2\ D^2}{\lambda}\ . \tag{21}$$

Dessa forma, para a medida do diagrama de radiação de campo distante de uma antena, sem grande influência dos termos de campo próximo, devemos obedecer a todas as condições dadas por (19) a (21) para a distância mínima entre as antenas transmissoras e receptoras. Essas condições podem ser resumidas por

$$d > \frac{10\ \lambda}{2\ \pi}\ ;\ \ d > 10\ \ell\ ;\ \ d > \frac{8\ \ell^2}{\lambda} \tag{22}$$

sendo $2\ \ell$ o comprimento do dipolo, ou a maior dimensão da antena sendo ensaiada e d a distância entre as antenas transmissora e receptora.

Campo distante de dipolo

Como apresentado na seção anterior, o campo distante radiado por um dipolo de $\lambda/2$ é dado por (17). Normalizando-se o módulo desse campo em relação à distância e ao seu valor máximo, obtemos o diagrama de radiação normalizado desse dipolo, dado, em dB, por

$$I(\theta) = 20 \log \left| \frac{E(\theta, r)}{E\left(\frac{\pi}{2}, r\right)} \right| = 20 \log \left| \frac{\cos(\pi/2 \cos\theta)}{\operatorname{sen}(\theta)} \right| \tag{23}$$

onde o ângulo θ é medido a partir do eixo do dipolo.

Efeito do solo

Nas medidas do diagrama de radiação de uma antena feitas a uma altura finita do solo, o campo efetivamente medido sofre influência do sinal refletido no solo.

Como mostrado na Figura 6, o sinal recebido pelo receptor contém o sinal direto radiado pela antena, $I(\theta)$, somado ao sinal refletido pelo solo que foi radiado pela antena transmissora numa outra direção β. Esses dois sinais podem, então, ser quantificados por:

campo direto: $V_D = \frac{K_1}{d} e^{-j\,k\,d} I(\theta)$

campo refletido: $V_R = \frac{K_1}{d'} \Gamma\ e^{-j\,k\,d'} I(\beta)\, p$

onde p = coeficiente de polarização ($|p| \le 1$) e Γ = coeficiente de reflexão no solo. Note que o coeficiente de polarização será unitário quando a imagem da antena transmissora no solo produzir campo com a mesma polarização do sinal direto, e que esse coeficiente dependerá do ângulo de rotação da antena transmissora.

[5] Ver, por exemplo, [7] p. 114.

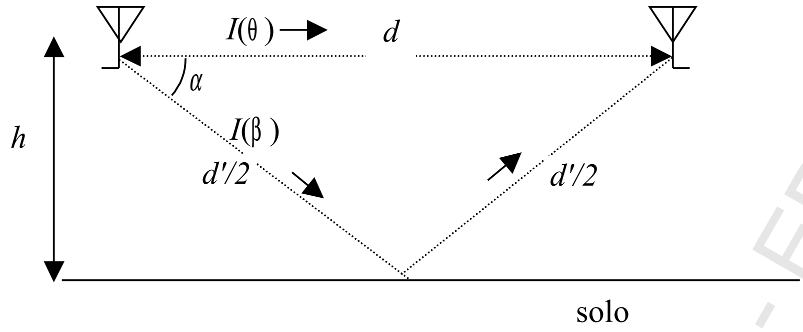

Figura 6 – Efeito do solo.

Dessa forma, o campo total sobre o receptor será dado por:

$$V_T = K_1 e^{-jkd}\left[\frac{I(\theta)}{d} + \frac{I(\beta)}{d'} p\Gamma\ e^{-jk(d'-d)}\right], \tag{24}$$

que provoca uma deformação no diagrama de radiação medido. Essa deformação pode ser quantificada pelo seguinte fator:

$$\frac{V_T}{V_D} = \left[1 + \frac{d}{d'}\frac{I(\beta)}{I(\theta)} p\Gamma\ e^{-jk(d'-d)}\right]. \tag{25}$$

No caso do campo produzido por um dipolo com polarização horizontal, essa deformação será máxima quando $\theta = \pi/2 \Rightarrow I(\theta) = I(\beta) = 1$ e $p = 1$, valendo

$$\frac{V_T}{V_D} = \left[\frac{d' + d\,\Gamma\ e^{-jk(d'-d)}}{d'}\right]. \tag{26}$$

A deformação máxima das máximas, em dB, será, portanto:

$$20\ \log\left|\frac{V_T}{V_D}\right| = 20\ \log\left[\frac{d' \pm d\,|\Gamma|}{d'}\right], \tag{27}$$

ou seja, dependendo da defasagem entre o sinal direto e o refletido, a deformação irá variar dentro dos limites dados pela expressão (27).

No caso do campo produzido por um dipolo com polarização vertical[6], a deformação será máxima quando as antenas estiverem muito afastadas, ou seja, para $\alpha=0$ ($d \simeq d', I(\beta) \simeq 1$) e $p=1$, valendo, então:

$$\frac{V_T}{V_D} = \left[1 + \Gamma\ e^{-jk(d'-d)}\right]. \tag{28}$$

A deformação máxima das máximas, em dB, será, portanto,

$$20\log\left|\frac{V_T}{V_D}\right| = 20\log\left[1 \pm |\Gamma|\right]. \tag{29}$$

Note, porém, que, se a distância entre as antenas não for muito maior que a altura em que elas se situam, o diagrama de radiação do dipolo irá atenuar essa deformação, principalmente se um dipolo for também utilizado na recepção, pois, nesse caso, o sinal refletido será multiplicado por outro fator $I(\beta)$, como mostrado na Figura 7.

[6] Nas simulações, no cálculo do campo próximo, é como se tivéssemos na recepção uma antena isotrópica, podendo-se selecionar a sua polarização conforme necessário. No caso de uma medida real de campo, deveríamos também incluir o efeito do diagrama de radiação da antena receptora nas expressões das deformações.

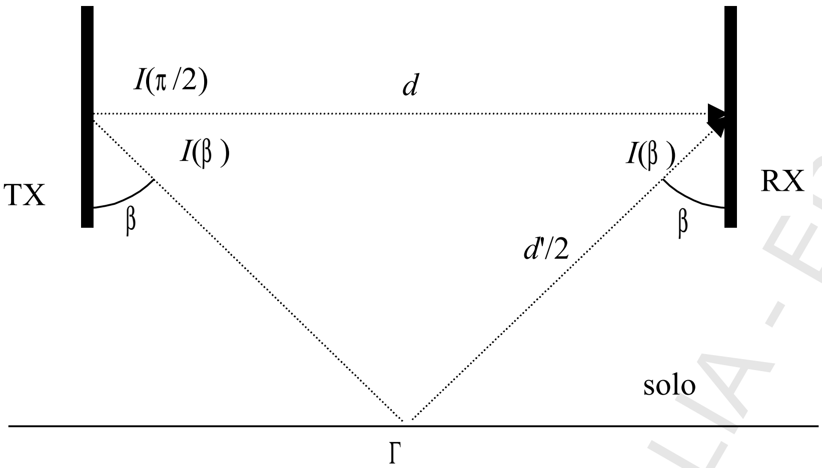

Figura 7 – Efeito do solo para dipolos na vertical. Note que o fator de polarização é sempre unitário e que, para um dipolo na recepção o fator I(β) aparece também na recepção.

Redes de antenas

Como demonstrado no capítulo 6 de [7], numa rede de antenas composta por *n* elementos idênticos, o diagrama de radiação normalizado pode ser calculado por

$$|I(\theta,\phi)|=|I(\theta,\phi)|_{\text{elemento}}\cdot|F(\theta,\phi)|\ , \tag{30}$$

onde $|F(\theta,\phi)|$, denominado fator de rede, depende da disposição geométrica desses elementos e de sua excitação (cada elemento pode ser excitado por correntes com módulos e/ou fases distintos). O fator de rede pode ser visto como o diagrama de radiação que obteríamos caso seus elementos componentes fossem antena isotrópicas ideais.

Assim, se tivéssemos uma rede de n elementos isotrópicos, distribuídos uniformemente ao longo do eixo y, o fator de rede poderia ser determinado somando-se o campo produzido por cada elemento, levando-se em consideração sua excitação (módulo e fase) e o atraso de fase relativo entre os sinais provenientes de cada elemento, como mostrado na Figura 8.

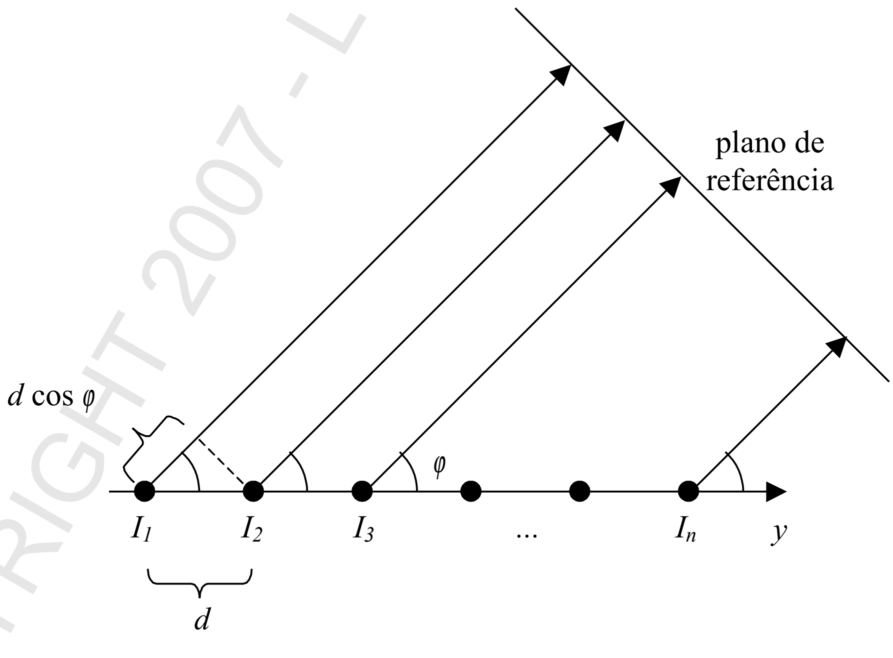

Figura 8 – Rede de antenas isotrópicas.

Portanto, o campo normalizado, radiado na direção φ mostrada, seria dado por

$$F(\varphi)=I_1+I_2\, e^{j\,k\,d\,\cos\varphi}+I_3\, e^{2\,j\,k\,d\,\cos\varphi}+\cdots+I_n\, e^{(n-1)\,j\,k\,d\,\cos\varphi} \tag{31}$$

onde I_k representa o módulo e fase da excitação do k-ésimo elemento e d é o espaçamento entre eles. Note que, devido a esse espaçamento, os sinais de cada elemento percorrem distâncias diferentes até chegar ao plano de referência, dependendo da direção de observação (ângulo φ), e isso causa a defasagem relativa entre esses sinais.

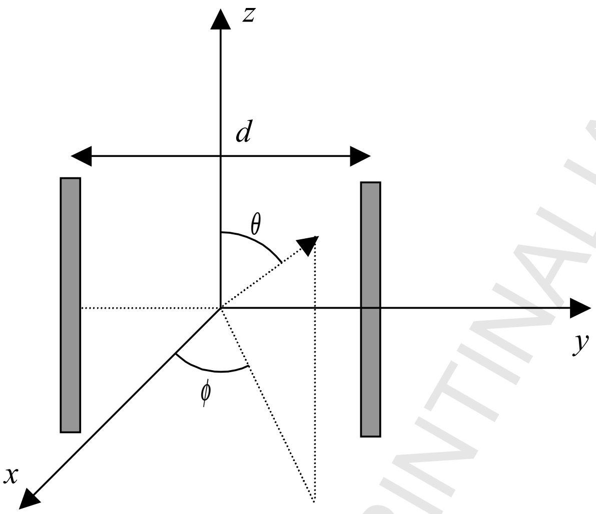

Figura 9 – Rede de dipolos.

No caso de uma rede composta por 2 dipolos de meio comprimento de onda, como a mostrada na Figura 9, com excitação de mesma amplitude em ambos os dipolos, o diagrama (normalizado) do elemento é dado por

$$|I(\theta,\phi)|_{\text{dipolo}}=\left|\frac{\cos(\pi/2\cos\theta)}{\operatorname{sen}\theta}\right|, \tag{32}$$

e o fator de rede por

$$\begin{aligned} F(\varphi)&=1+e^{-j\,\Psi}\, e^{j\,k\,d\,\cos\varphi}=e^{j\,(k\,d\,\cos\varphi-\Psi)/2}\left(e^{-j\,(k\,d\,\cos\varphi-\Psi)/2}+e^{j\,(k\,d\,\cos\varphi-\Psi)/2}\right)=\\ &=2\, e^{j\,(k\,d\,\cos\varphi-\Psi)/2}\cos[(k\,d\,\cos\varphi-\Psi)/2] \end{aligned}, \tag{33}$$

que, em função dos ângulos θ e ϕ, pode ser escrito como

$$|F(\theta,\phi)|_{2\text{ elementos}}=\left|2\cos\left[\left(\frac{2\pi}{\lambda}\,\frac{d}{2}\operatorname{sen}\theta\operatorname{sen}\phi\right)-\frac{\Psi}{2}\right]\right|, \tag{34}$$

onde Ψ é a diferença de fase entre as correntes (de mesmo módulo) nos dois dipolos e d é a distância entre eles. Variando-se a defasagem entre as correntes pode-se, então, variar o diagrama de radiação obtido para a estrutura, ou seja, pode-se direcionar o feixe principal e os seus nulos.

Parte Experimental (Simulações)

A - Determinação da impedância de monopolos

A-1. Seguindo o procedimento delineado na seção anterior, determine a impedância de entrada dos monopolos ensaiados no laboratório (com plano de terra infinito) para uma faixa de freqüência de 0,2 c/h a 0,3 c/h, onde h é o comprimento do monopolo e c a velocidade da luz. Utilize, pelo menos, 50 pontos nesses intervalos. Imprima os gráficos das partes real e imaginária da impedância, do módulo da impedância, da perda de retorno e da carta de Smith (use Z_0 = 50 Ω). Imprima, também, o módulo da distribuição de corrente no monopolo na ressonância (se desejar, exporte os dados dessa freqüência para o workspace para poder traçar um gráfico $I \times z$ numa janela do Matlab[7]).

`A-2.` Com base nos dados anteriores, determine as freqüências de ressonância dos monopolos e os valores das impedâncias na ressonância. Quantos segmentos o SuperNEC usou nas simulações (com auto-segmentação)?

`A-3.` Repita os itens A-1 e A-2 dividindo o monopolo em 10 segmentos. Comente os resultados.

`A-4.` Compare os valores obtidos nos ensaios de laboratório com os obtidos nas simulações, incluindo os valores medidos nos gráficos de impedância (real e imaginária) e de perda de retorno do item anterior. Comente e explique eventuais discrepâncias.

`A-5.` Determine a impedância de entrada do monopolo grosso ativo (com 10 segmentos) paralelo a outro monopolo grosso (passivo) a 1,5 cm de distância. Para isso, insira um fio com as mesmas dimensões do monopolo a 1,5 cm deste (utilize a estrutura `snwire`), dividido em 10 segmentos. Utilize as mesmas freqüências do item A-1 e compare os resultados com os valores experimental e teórico obtidos na experiência 2 (impedância e perda de retorno).

f **= _____ MHz**	***R***	***X***	***PR***
experimental			
teórico			
simulação			

`A-6.` Determine a impedância de entrada do monopolo dobrado, inserindo outro fio conectando as extremidades dos monopolos do item anterior (utilize um número conveniente de segmentos). Utilize as mesmas freqüências do item A-1 e compare os resultados com os valores experimental e teórico obtidos na experiência 2 (impedância e perda de retorno).

f **= _____ MHz**	***R***	***X***	***PR***
experimental			
teórico			
simulação			

B - Diagrama de radiação de dipolos e efeito do solo

`B-1.` Posicione um dipolo (`sndipole`) de 0,5 m, com polarização horizontal (ao longo do eixo *x*), a uma altura de 5 m do plano z=0, e trace o seu diagrama de radiação no plano *xy*, na sua freqüência de ressonância (qual é essa freqüência?). Trace, também, o gráfico do seu campo próximo medido a 10 m de distância (essa distância satisfaz os critérios de distância mínima para medida de diagrama de radiação?) a uma altura de 5 m, utilizando a função `plot_near`. Compare os dois gráficos e explique as eventuais discrepâncias.

`B-2.` Repita o item B-1 com o dipolo na vertical.

[7] Se você deu o nome towork para sua variável, a corrente poderá ser acessada no workspace do Matlab como towork.currents.currents, e outros dados interessantes também são acessíveis. Cuidado para não utilizar a figura "Figure 1" ao "plotar" gráficos da linha de comando do Matlab.

B-3. Coloque um plano de terra condutor perfeito e repita os itens B-1 e B-2. O que aconteceu com o diagrama de radiação (campo no infinito) neste caso? Explique. Como mudou o diagrama do campo próximo?

B-4. Ainda com o plano de terra, trace o gráfico do campo próximo, em coordenadas retangulares, para X=[-0.5,0.5,10], Y= [2,10,33] e Z= [5,5,1] (utilize o visualizador de campo próximo do SuperNEC) para as duas polarizações. Como varia o campo quando nos afastamos da antena? Utilize as expressões (25) a (29) para estimar o sinal direto nos pontos de máximo e de mínimo e verifique se ele decai com o inverso da distância. Justifique eventuais discrepâncias.

B-5. Opcional: Repita os itens anteriores utilizando um plano de terra com $\varepsilon_r = 4$ e $\sigma = 2\times10^{-2}$ S/m.

C - Diagrama de radiação de redes de dipolos

C-1. Determine o diagrama de radiação de uma rede constituída por dois dipolos ativos de meio comprimento de onda, separados de meio comprimento de onda, alimentados por sinais de mesma amplitude e fase (ver Figura 9) nos três planos (x=0; y=0 e z=0). Justifique as posições dos máximos e nulos desse diagrama.

C-2. Repita o item anterior para alimentação com defasagem de 180°.

C-3. Repita o item C-1 tornando um dos dipolos passivos (utilize a estrutura `snwire`). Qual o valor medido para a defasagem entre as correntes dos dipolos? Qual o valor estimado para essa defasagem pelo gráfico da Figura 4 da referência [5]? E quanto às amplitudes? Qual é, portanto, o fator de rede, neste caso?

C-4. Determine o diagrama de radiação de uma antena Yagi (utilize a antena `snyagi` pré-definida) e imprima, também, a distribuição de corrente (módulo e fase) em seus elementos.

Referências Bibliográficas

1. *SuperNEC: Getting Started* http://www.poynting.co.za/software/manuals/snguitut.htm.

2. *SuperNEC: MOM Technical Reference Manual*, http://www.poynting.co.za/software/manuals/snmomtrm.htm

3. *SuperNEC: GUI Input User Reference Manual*, http://www.poynting.co.za/software/manuals/snguiirm.htm

4. *SuperNEC: GUI Output User Reference Manual*, http://www.poynting.co.za/software/manuals/snguiorm.htm

5. TRINTINALIA, L. C. *Experiência 2: Determinação Experimental da Impedância de Antenas*. São Paulo, EPUSP, 2006.

6. MARIOTTO, P. A. *Introdução a Ondas e Linhas.* São Paulo, EPUSP, 2004.

7. BALANIS, C. A. *Antenna Theory: analysis and design*. New York, John Wiley & Sons, 1982.