

Experiência

2

PTC-2440

LABORATÓRIO DE ANTENAS E MICROONDAS

Determinação
Experimental da
Impedância de
Antenas

LABORATÓRIO DE ANTENAS E MICROONDAS

Determinação Experimental da Impedância de Antenas

© Luiz Cezar Trintinalia
Depto. de Engenharia de Telecomunicações e Controle
Escola Politécnica da Universidade de São Paulo
2006

Índice

<i>Objetivos</i>	1
<i>Resumo Teórico</i>	1
Impedância de entrada de dipolos.....	1
Impedâncias própria e mútua de dipolos.....	3
Acoplamento entre um dipolo e um plano condutor.....	5
Impedância de monopolos.....	7
Dipolo dobrado.....	8
Fator de mérito de antenas.....	9
<i>Parte Experimental</i>	10
Material Utilizado.....	10
Impedância de monopolos.....	10
Efeito de elementos parasitas na impedância de antenas.....	12
Monopolo dobrado.....	13
<i>Referências Bibliográficas</i>	14

Medida de Impedância de Antenas

Impedância de Dipolos e Monopolos

Nesta experiência serão estudados aspectos relacionados à impedância de entrada de antenas tipo monopolo ou dipolo, com ênfase em técnicas de medição e na influência de objetos próximos a elas.

Objetivos

Esta experiência tem os seguintes objetivos:

- Familiarizar os alunos com métodos de medidas de impedância de antenas;
- Estudar a influência de objetos próximos na impedância de entrada de antenas.

Resumo Teórico

Impedância de entrada de dipolos

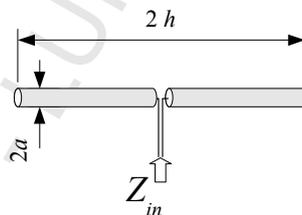


Figura 1 – Dipolo cilíndrico.

O dipolo cilíndrico, mostrado na Figura 1, é uma das antenas mais simples que se conhece. Apesar disso, a determinação do valor exato de sua distribuição de corrente e, como consequência, sua impedância de entrada e diagrama de radiação, não pode ser feita através de nenhuma fórmula conhecida.

Assim, para a determinação desses parâmetros, recorre-se a formulações baseadas em modelos simplificados ou em métodos numéricos. Entre os modelos simplificados podemos citar o das antenas bi-cônicas de Schelkunoff [2] e o método da força eletro-motriz induzida [3] pág. 283-304.

Entre os métodos numéricos, o método dos momentos é certamente o mais utilizado para a solução dessa classe de problemas. Há, inclusive, diversos programas comerciais e também de código livre que utilizam essa formulação. A utilização desses programas de simulação numérica será objeto de uma próxima experiência.

Na Figura 2 são apresentados dois gráficos, obtidos com o uso do método dos momentos, que nos permitem prever a impedância de entrada de dipolos cilíndricos com alimentação simétrica em função de

seu comprimento, para diversas espessuras de seus elementos. Nesses gráficos, K_m representa a impedância característica média do dipolo, dada pela expressão

$$K_m = 120[\ln(2h/a) - 1]. \quad (1)$$

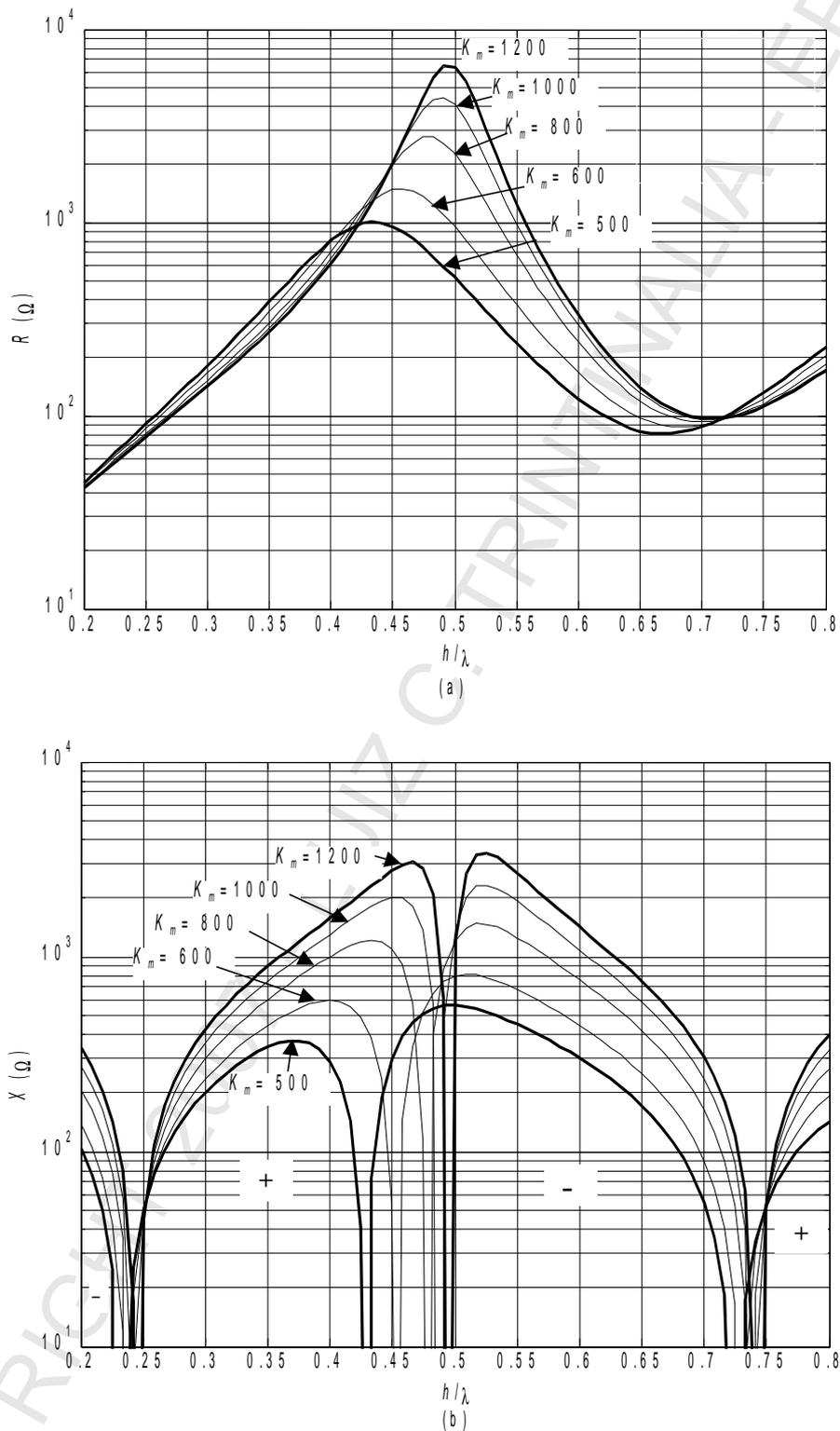


Figura 2 – Impedância de entrada de dipolos cilíndricos, para diversos valores de K_m (impedância característica média do dipolo): (a) resistência, (b) módulo da reatância. Dados obtidos pelo método dos momentos. Os sinais no gráfico das reatâncias indicam o sinal da parte reativa.

É necessário ressaltar que os valores de impedância apresentados nesses gráficos são para dipolos no espaço livre, ou seja, longe de quaisquer outros corpos metálicos ou dielétricos (e portanto longe do solo). A presença de qualquer corpo material próximo a qualquer antena afeta a sua distribuição de corrente e, portanto, afeta a sua impedância de entrada e, infelizmente na maior parte das vezes, a presença desses corpos é inevitável.

Na maioria dos casos teremos, intencionalmente ou não, uma antena (dipolo ou qualquer outro tipo) instalada nas proximidades de outros objetos, inclusive de outras antenas, podendo daí resultar fortes interações entre as diversas estruturas envolvidas. Essas interações causam, assim, alterações nos campos eletromagnéticos gerados, não apenas pelas correntes induzidas nesses outros objetos, mas também pela modificação que as correntes da própria antena sofre sob influencia do campo gerados pelos objetos ao seu redor.

Assim, é extremamente importante sabermos avaliar tais efeitos para que não haja comprometimento no desempenho da antena e, conseqüentemente, no sistema de comunicações do qual ela faz parte.

Para analisarmos completamente os efeitos desse acoplamento entre a antena e os objetos ao seu redor, é necessário calcularmos as correntes induzidas em todos os objetos envolvidos, inclusive na própria antena. Tais cálculos só podem ser efetuados de forma suficientemente precisa através de métodos numéricos, como o método dos momentos, por exemplo. Dessa forma, já é possível, hoje em dia, determinar-se com bastante precisão a distribuição de corrente (e portanto os campos radiados e a impedância de entrada) de antenas instaladas em estruturas bastante complexas, como aviões ou helicópteros, por exemplo.

Alguns casos mais simples de interação entre dipolos, ou entre esses e superfícies condutoras planas, serão tratados nas próximas seções.

Impedâncias própria e mútua de dipolos

Considere duas antenas de geometrias arbitrárias feitas de materiais com características lineares, imersas em meio também linear, como esquematizado na Figura 3. Essas antenas compõem um quadripolo, sendo V_1 , V_2 e I_1 , I_2 , respectivamente, os fasores das tensões e correntes em seus terminais. Pela hipótese de linearidade e supondo todos os geradores ligados ao quadripolo operando na mesma freqüência, podemos escrever

$$\begin{aligned} V_1 &= Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \\ V_2 &= Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \end{aligned} \quad (2)$$

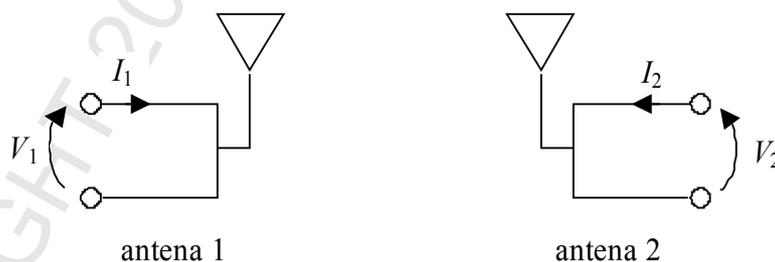


Figura 3 – Duas antenas em meio linear.

Supondo-se, ainda, que todos os materiais envolvidos sejam isotrópicos, pode-se provar (ver por exemplo [3] pág. 94-9) que

$$Z_{12} = Z_{21} \quad (3)$$

As relações dadas pela equação (2) valem tanto para antenas próximas como distantes. Nessas expressões $Z_{11(22)}$ é a impedância da antena 1 (2) quando a antena 2 (1) está com os seus terminais em aberto. O termo

$Z_{12(21)}$ por sua vez, é denominado impedância mútua entre as antenas, e é igual à relação entre a tensão nos terminais em aberto de uma das antenas e a corrente que circula nos terminais da outra.

Deve-se salientar que Z_{11} não é igual à impedância da antena 1 quando isolada. A antena 2, ainda que com os seus terminais em aberto, interage com os campos produzidos pela antena 1, ou seja, haverá corrente (de condução ou de polarização) circulando sobre a estrutura da antena 2 e gerando um campo radiado. Essa interação, de modo geral, acaba alterando a distribuição de corrente na antena 1 e os campos nas suas imediações influenciando, portanto, a impedância entre seus terminais. Logicamente, essa interação será cada vez menor a medida em que se afastam as duas antenas e Z_{11} tenderá à impedância da antena 1 quando isolada para uma distância muito grande entre elas.

Vários métodos podem ser utilizados na determinação de Z_{ij} , entre os quais o método da força eletromotriz induzida e o método dos momentos, citados anteriormente. Neste texto nos limitaremos apenas a apresentar alguns resultados, que serão utilizados na parte experimental, obtidos utilizando-se o método dos momentos.

Considerando antenas do tipo dipolo cilíndrico, os valores de Z_{11} , Z_{22} e Z_{12} dependem das dimensões de cada um dos dipolos e de sua disposição geométrica relativa. No caso de dipolos idênticos de meio comprimento de onda, paralelos, esses valores podem ser obtidos da Figura 4. Note que Z_{11} varia, ainda que pouco, com o espaçamento entre as antenas. Como dito anteriormente, essa impedância tende à impedância do dipolo isolado quando a distância entre os dipolos aumenta. Note-se também que, para espaçamentos muito pequenos, Z_{12} aproxima-se de Z_{11} , que, por sua vez, coincide com o valor de um dipolo isolado no espaço livre.

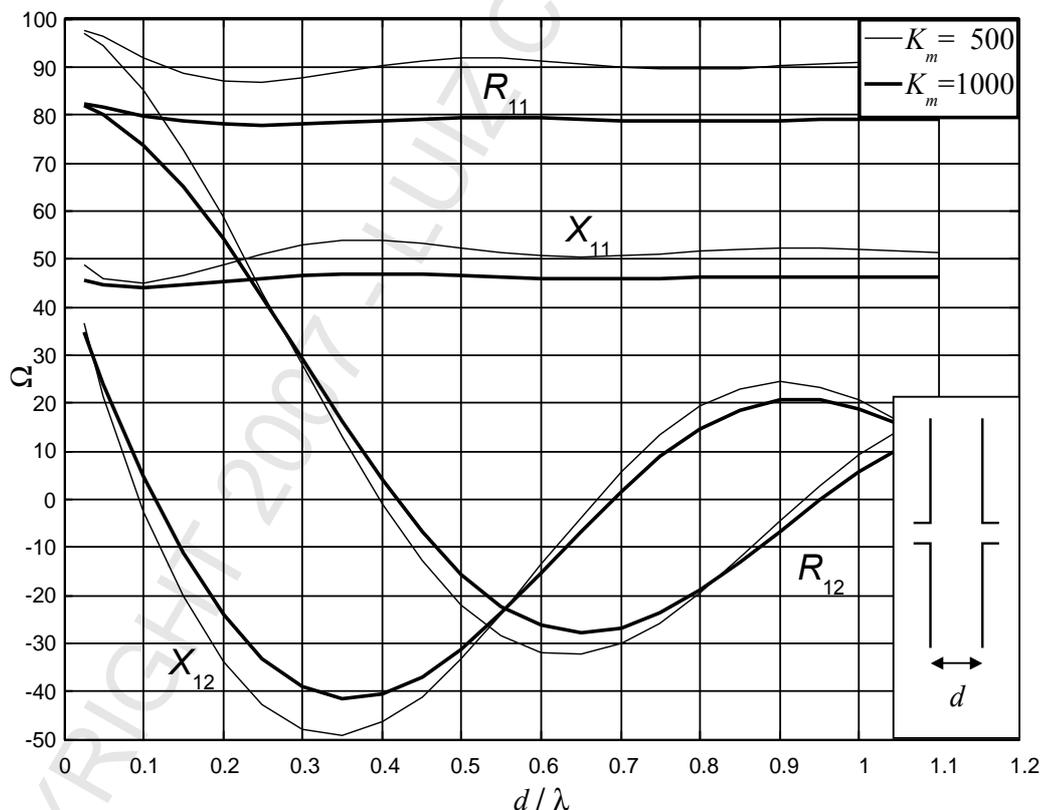


Figura 4 – Impedância própria e mútua de dipolos de $\lambda/2$, paralelos, separados de uma distância d . Dados obtidos pelo método dos momentos.

Para o caso de dipolos idênticos de meio comprimento de onda, agora colineares, a Figura 5 apresenta o valor de Z_{12} . Neste caso, pode se mostrar que Z_{11} é aproximadamente igual à impedância do dipolo no espaço livre.

Quaisquer que sejam as antenas envolvidas, se a antena 2 tiver seus terminais conectados a uma impedância Z_L , a impedância medida nos terminais da antena 1 será dada por:

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} - \frac{Z_{12}^2}{Z_L + Z_{22}} \quad (4)$$

Em particular, se a antena 2 tiver seus terminais em curto

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} - \frac{Z_{12}^2}{Z_{22}} \quad (5)$$

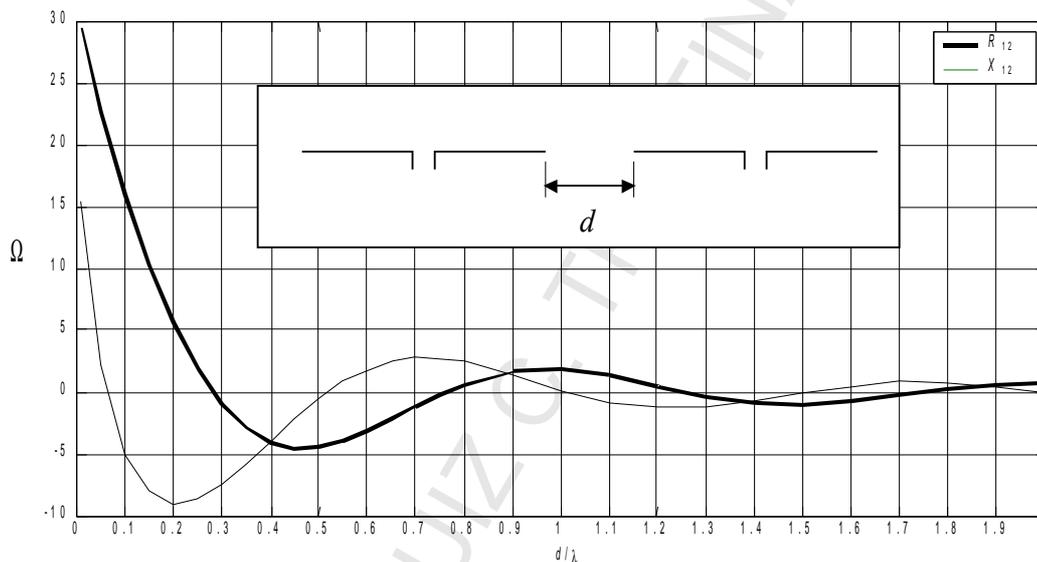


Figura 5 – Impedância mútua de dipolos de $\lambda/2$, colineares, separados de uma distância d . Dados obtidos pelo método dos momentos.

Acoplamento entre um dipolo e um plano condutor

Para analisar o comportamento de uma antena próxima a um plano condutor infinito, fontes virtuais (cargas e correntes elétricas) serão introduzidas para levar em conta as reflexões. Essas fontes não são fontes reais, mas fontes imaginárias que, combinadas com as fontes reais, formam um sistema equivalente que produz exatamente o mesmo campo real acima do plano condutor (ver Figura 6). Abaixo do plano condutor, obviamente, o sistema não fornece a solução correta, entretanto, nessa região, o campo é nulo e portanto seu cálculo não é necessário.

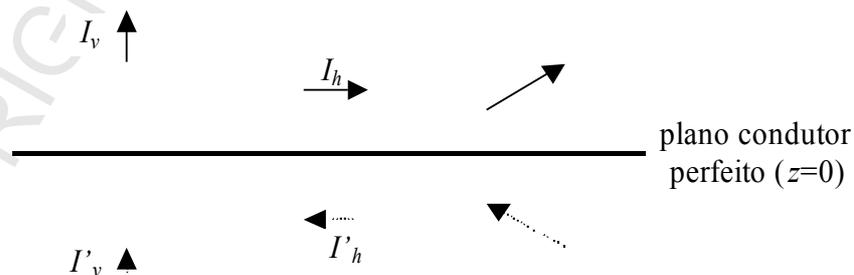


Figura 6 – Fontes de corrente sobre um plano condutor e suas respectivas imagens.

Vamos admitir, inicialmente, que temos um dipolo infinitesimal, com uma corrente I_v , na direção perpendicular ao plano condutor. De acordo com [4], o campo elétrico produzido por esse dipolo, quando isolado, será dado por

$$\vec{E} = \frac{I_v h}{4\pi} e^{-j\beta r} \left\{ \left[\frac{2\eta}{r^2} + \frac{2}{j\omega\epsilon r^3} \right] \cos\theta \vec{u}_r + \left[\frac{j\omega\mu}{r} + \frac{\eta}{r^2} + \frac{1}{j\omega\epsilon r^3} \right] \sin\theta \vec{u}_\theta \right\} \quad (6)$$

onde h ($\ll \lambda$) é o comprimento do dipolo e r e θ referem-se a um sistema de coordenadas esféricas centrado no dipolo. Pelo teorema da unicidade [5], a solução para o campo eletromagnético total nessa região (semi-espaco acima do plano) será única se o valor do campo elétrico total, tangente à sua fronteira, for totalmente especificado. No nosso exemplo, portanto, temos que a solução a ser encontrada deve satisfazer a

$$\vec{E}_{xy}(z=0) = 0. \quad (7)$$

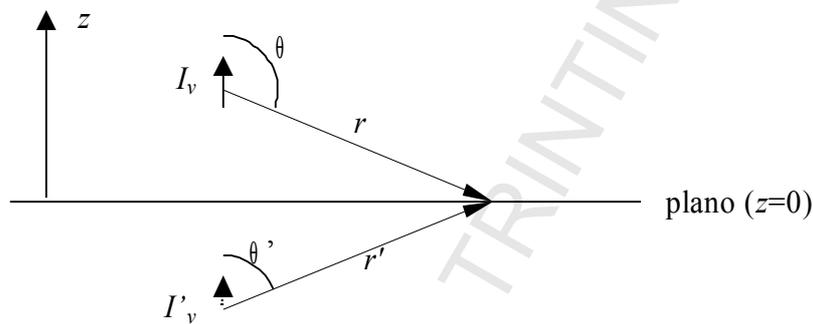


Figura 7 – Dipolo vertical sobre plano condutor.

Referindo-nos à Figura 7, temos que, se substituirmos o efeito do plano condutor por um dipolo imagem I'_v de mesma dimensão e intensidade, orientado como mostrado, e colocado à mesma distância do plano que o dipolo original, o campo tangencial ao plano $z=0$ será identicamente nulo.

A verificação desse resultado é imediata pois $\theta' = \pi - \theta$ e $r' = r$ sobre o plano $z=0$. Isso implica que as componentes \vec{u}_r e $\vec{u}_{r'}$ terão sinais opostos, cancelando, assim, a componente tangencial. Da mesma forma as componentes \vec{u}_θ e $\vec{u}_{\theta'}$ se somarão cancelando também a componente tangencial.

Vemos, então, que a solução do problema de um dipolo vertical sobre um plano condutor é a mesma obtida substituindo-se o plano por um dipolo imagem, com corrente na mesma direção do dipolo original. Analogamente, pode-se mostrar que a solução do problema de um dipolo horizontal sobre um plano condutor é a mesma obtida substituindo-se o plano por um dipolo imagem, com corrente na direção oposta ao dipolo original, como mostrado na Figura 6.

Como qualquer distribuição de corrente pode ser decomposta em suas componentes horizontal e vertical, temos que, qualquer que seja a distribuição de corrente acima do plano condutor podemos sempre substituir o efeito do plano por correntes imagem. Portanto, podemos, para efeito de cálculo dos campos, analisar o problema de qualquer corpo (condutor ou dielétrico) acima de um plano condutor infinito substituindo o plano condutor por imagens dos corpos reais e imagens das correntes de excitação reais. Essa nova solução, devido à simetria, sempre produzirá um campo elétrico tangencial nulo no plano correspondente ao plano condutor sendo, então, a solução procurada.

Para ilustrar a aplicação desse método de solução (método das imagens) considere o caso de um dipolo acima de um plano condutor, e paralelo a este, como mostrado na Figura 8.

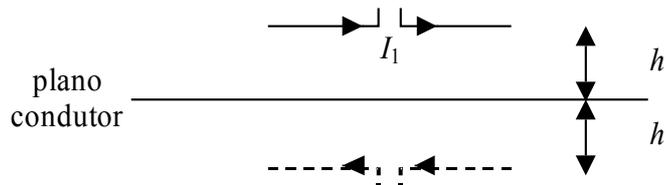


Figura 8 – Dipolo horizontal sobre um plano condutor.

Pelo método das imagens, podemos substituir o plano por um dipolo imagem que terá corrente oposta à do dipolo original. Para determinarmos, então, a impedância vista entre os terminais do dipolo acima do plano, basta considerar o problema de dois dipolos paralelos e usar a equação (2) fazendo-se $I_2 = -I_1$, ou seja

$$Z_1 = Z_{11} - Z_{12} \quad (8)$$

No caso de dipolos de meio comprimento de onda, os valores de Z_{11} e Z_{12} podem ser obtidos da Figura 4 para $d = 2h$.

De forma análoga, no caso de um dipolo perpendicular a um plano condutor, como mostrado na Figura 9, podemos aplicar o mesmo raciocínio, obtendo-se, para $I_2 = I_1$,

$$Z_1 = Z_{11} + Z_{12} \quad (9)$$

onde, para dipolos de meio comprimento de onda, os valores de Z_{11} e Z_{12} podem ser obtidos da Figura 5 com $d = 2h$.

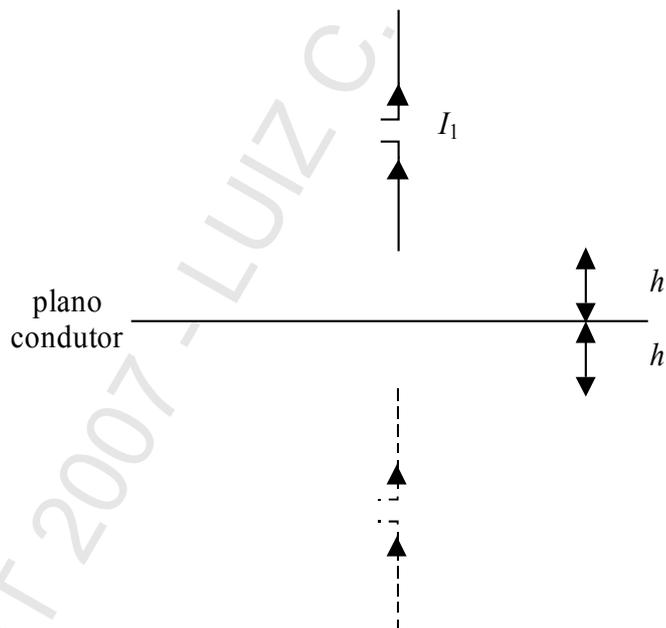


Figura 9 – Dipolo vertical sobre um plano condutor.

Impedância de monopolos

Considere um monopolo montado sobre um plano de terra infinito, como mostrado na Figura 10, sendo excitado por um gerador de corrente I_1 .

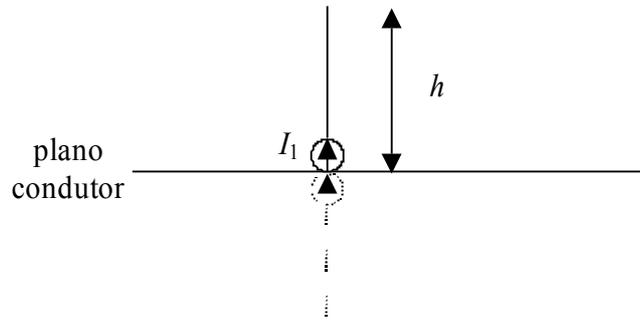


Figura 10 – Monopolo sobre um plano condutor.

Pelo método das imagens, o plano pode, então, ser substituído pela imagem do monopolo e de sua corrente de excitação, como mostrado. Nessas condições, temos que o dipolo equivalente está excitado pela mesma corrente I_1 mas a tensão entre seus terminais é a soma das tensões em cada gerador de corrente, ou seja, é o dobro da tensão entre o monopolo e o plano de terra. Conseqüentemente, a impedância entre o monopolo e o plano de terra será dada por

$$Z_{\text{monopolo}} = \frac{Z_{\text{dipolo}}}{2}, \quad (10)$$

onde Z_{dipolo} é a impedância de entrada do dipolo, com o mesmo raio e o dobro do comprimento do monopolo, alimentado de forma simétrica.

Para planos de terra de dimensões finitas esta impedância sofre alteração. Por exemplo, para um plano de terra circular de diâmetro igual a dez comprimentos de onda, a variação da impedância do monopolo é menor do que 1Ω , segundo [6] pág. 4-27.

Dipolo dobrado

A impedância de entrada de um dipolo dobrado, como o mostrado na Figura 11, pode ser aproximada, como descrito em [3] p. 340-6, pela seguinte expressão:

$$Z_{in} = \frac{4 Z_t Z_d}{2 Z_d + Z_t} \quad (11)$$

onde $Z_t = j Z_0 \tan\left(k \frac{\ell}{2}\right)$, $Z_0 = \frac{\eta}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{s/2}{a}\right)$, e Z_d é a impedância de entrada de um dipolo linear de comprimento ℓ e raio equivalente $a_e = \sqrt{a s}$. Dessa forma, para $\ell = \lambda/2$, $Z_{in} = 4 Z_d$.

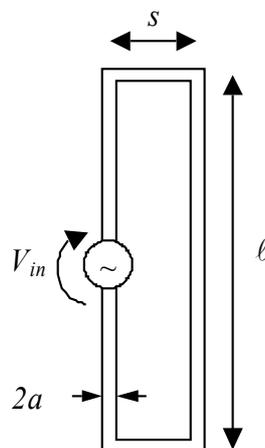


Figura 11 – Dipolo dobrado.

Fator de mérito de antenas

Uma antena freqüentemente opera na sua freqüência de ressonância, isto é, na freqüência central de uma estreita faixa de operação, na qual sua impedância é puramente resistiva. No caso de antenas do tipo dipolo ou monopolo, operando próximo da sua primeira ressonância, tem-se que, abaixo da freqüência de ressonância, a antena tem impedância capacitiva e, acima dela, indutiva, como mostrado na Figura 2. Dessa forma, a impedância de entrada de uma antena desse tipo pode ser aproximadamente representada por um circuito $R-L-C$ série cujo fator de mérito pode ser calculado pela seguinte expressão: (referência [1] pág. 380-8):

$$Q = \frac{\pi K_m}{4 R_r} \quad (12)$$

Nessa expressão R_r é a resistência de radiação do dipolo em sua ressonância e K_m é a impedância característica média do dipolo, calculada pela expressão (1) sendo $2h$ o comprimento total do dipolo e a o seu raio, como mostrado na Figura 1.

Essa expressão vale, igualmente, para monopolos com um plano de terra infinito pois, pelo método das imagens, elas são estruturas equivalentes. Deve-se, porém, usar os parâmetros do dipolo equivalente (ou seja, R_r é ainda a resistência de radiação do dipolo, que é o dobro da do monopolo).

Parte Experimental

Material Utilizado

- Gerador de RF com atenuadores calibrados;
- Gerador de áudio (se necessário, para modulação externa do gerador de RF);
- Linha fendida com toco para sintonia;
- Medidor de COE;
- 1 osciloscópio de 150 MHz de banda;
- Paquímetro;
- Plano de terra;
- Curto circuito com conector tipo N fêmea;
- 2 cabos de 50 Ω curtos, com conectores tipo N macho;
- 2 cabos com conectores BNC/BNC macho;
- 2 adaptadores General radio/Tipo N fêmea;
- 1 adaptador General Radio/BNC fêmea;
- Chave de fenda, alicate e soldador;
- Monopolos montados em conector tipo N fêmea.

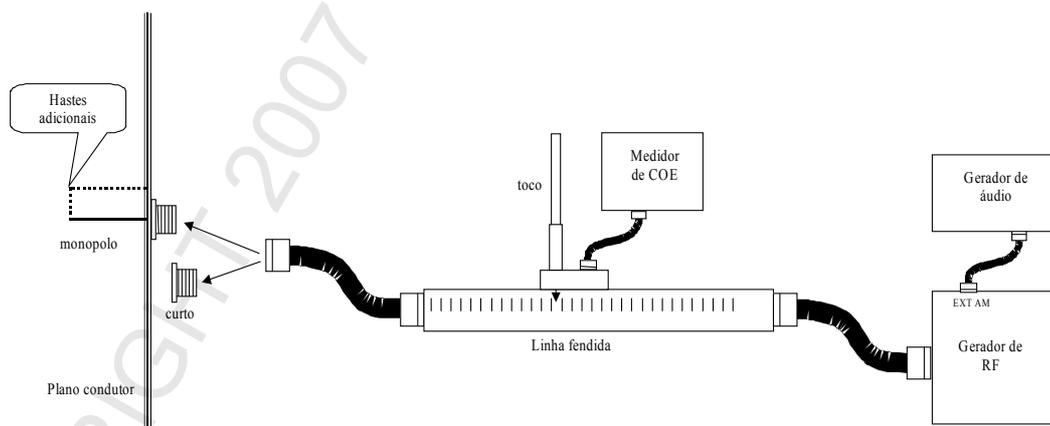


Figura 12: Diagrama da montagem.

Impedância de monopolos

- 1.1 Meça as dimensões dos monopolos fornecidos (um “fino” e um “grosso”) e determine teoricamente suas frequências de ressonância, f_0 (utilize os gráficos da Figura 2), e seus índices de mérito, Q .

	$2a$	h	K_m	f_0	R_r (dipolo)	Q
fino						
grosso						

- 1.2 Determine, teoricamente (utilize os gráficos da Figura 2), as impedâncias dos dois **monopolos** fornecidos nas seguintes frequências: $f_0, f_0 \pm \Delta f/2, f_0 \pm \Delta f$; onde Δf é determinado a partir do índice de mérito da antena por: $\Delta f = f_0/Q$.

		f (MHz)	λ	h/λ	R_{mono}	X_{mono}
Fino: $h =$ _____ $f_0 =$ _____ $\Delta f =$ _____ $K_m =$ _____	$f_0 - \Delta f$					
	$f_0 - \Delta f/2$					
	f_0					
	$f_0 + \Delta f/2$					
	$f_0 + \Delta f$					
Grosso: $h =$ _____ $f_0 =$ _____ $\Delta f =$ _____ $K_m =$ _____	$f_0 - \Delta f$					
	$f_0 - \Delta f/2$					
	f_0					
	$f_0 + \Delta f/2$					
	$f_0 + \Delta f$					

- 1.3 Monte o sistema como esquematizado na Figura 12, inicialmente com o monopolo “fino” montado no plano de terra.
- 1.4 Para cada frequência do item 1.2 (são 10 no total), ajuste o toco para máximo sinal no medidor de COE (anote a posição do toco) e, com um curto no lugar da antena, anote a posição do mínimo e meça o COE na linha (pelo método dos atenuadores).
- 1.5 Substitua o curto pelo monopolo “fino” e meça o COE na linha e a posição do ponto de mínimo para cada uma das 5 frequências (não se esqueça de ajustar o toco de sintonia para máximo sinal em cada frequência). Repita para o monopolo “grosso” nas outras 5 frequências.

1.6 Construa uma tabela com os dados dos itens 1.4 e 1.5, para cada monopolo, e utilize esses dados para calcular as suas impedâncias. Se necessário, corrija o valor do COE medido no item 1.5 para compensar a perda no cabo, utilizando os dados do item 1.4. Explique como isso deve ser feito. Explícite todas as fórmulas utilizadas nos cálculos.

	f (MHz)	λ (cm)	toco	min. curto (cm)	COE curto		min. mono polo (cm)	COE monopolo		COE corrigido	Z_{med} (Ω)
					dB	fator		dB	fator	fator	
<i>fino</i>											
<i>grosso</i>											

1.7 Faça um gráfico do módulo das impedâncias medidas, em função da frequência, e determine o índice de mérito das antenas ensaiadas.

1.8 Compare os resultados experimentais com os teóricos e procure justificar eventuais discrepâncias.

Efeito de elementos parasitas na impedância de antenas

2.1. Com o monopolo “grosso” montado no plano de terra, solde uma haste de mesmas dimensões (comprimento e diâmetro) a 1,5 cm de distância do monopolo ativo. Utilize o parafuso do conector como ponto de soldagem.

2.2. Calcule teoricamente a impedância da estrutura na frequência em que os **monopolos** medem um quarto de comprimento de onda (utilize a Figura 4 e a expressão (5)).

$h = \lambda/4$ (cm)	K_m	f (MHz)	d/λ	Z_{11_mono} (Ω)	Z_{12_mono} (Ω)	Z_{teo_mono} (Ω)

2.3. Meça a impedância do conjunto na frequência determinada no item 2.2, usando o mesmo procedimento dos itens 1.4 e 1.5 anteriores, e compare com o valor esperado e também com o valor medido para o monopolo isolado. Comente os resultados e explique eventuais discrepâncias.

f (MHz)	λ (cm)	toco	min. curto (cm)	COE curto		min. mono polo (cm)	COE monopolo		COE corrigido	Z_{med} (Ω)
				dB	fator		dB	fator	fator	

Monopolo dobrado

- 3.1. Monte o monopolo dobrado soldando uma haste de $s = 1,5$ cm entre as extremidades dos dois monopolos já montados no plano de terra.
- 3.2. Ainda na frequência em que o comprimento dos monopolos é igual a um quarto de comprimento de onda, calcule teoricamente a impedância do monopolo dobrado.

$h = \lambda/4$ (cm) = $l/2$	a	a_e	K_{m_e}	Z_{mono_e}	Z_{mono_dobr}

- 3.3. Meça a impedância do monopolo dobrado na frequência do item 3.2. Comente os resultados e explique eventuais discrepâncias.

f (MHz)	λ (cm)	toco	min. curto (cm)	COE curto		min. mono. dobr. (cm)	COE mono. dobr.		COE corrigido	Z_{med} (Ω)
				dB	fator		dB	fator	fator	

- 3.4. Ao final da experiência, desconecte, cuidadosamente, as hastes adicionais, deixando apenas o monopolo simples.

Referências Bibliográficas

1. JORDAN, E. C.; BALMAIN, K. G. *Electromagnetic Waves and Radiating Systems*. Englewood Cliffs, N.J., Prentice-Hall, 1968.
2. SCHELKUNOFF, S. A.; FRIIS, H. T. *Antennas Theory and Practice*. New York, John Wiley, 1952.
3. BALANIS, C. A. *Antenna Theory: analysis and design*. New York, John Wiley & Sons, 1982.
4. MARIOTTO, P. A. *Introdução a Ondas e Linhas*. São Paulo, EPUSP, 2004.
5. STRATTON, J. A. *Electromagnetic Theory*, New York, McGraw-Hill, 1941, p. 486-8.
6. JOHNSON, R. C., editor *Antenna Engineering Handbook*. New York, McGraw-Hill, 1993.