

# Combinações de Dipolos Elétricos e Magnéticos com Simples Alimentação para Aumento da Largura de Banda

Karlo Q. da Costa e Victor A. Dmitriev

**Resumo**—Este trabalho apresenta quatro tipos de antenas dipolo compostas de banda larga. Estas antenas são combinações de dipolos elétricos e magnéticos ortogonais entre si e com simples alimentação. Usando o método dos momentos, calculou-se a impedância de entrada, o coeficiente de reflexão e os diagramas de radiação das antenas para diferentes geometrias. É mostrado que as antenas propostas podem ter largura de banda entre (80-90)% para um nível do coeficiente de reflexão de  $|\Gamma| < -10\text{dB}$ .

**Palavras-Chave**—Dipolos de banda larga, antenas compostas, dipolos elétricos e magnéticos.

**Abstract**—This work presents four types of broadband compound dipole antennas. These antennas are a combination of orthogonal electric and magnetic dipoles with single feeding. Using the moment method, were analyzed numerically the input impedance, the reflection coefficient and radiation diagrams of the antennas for different geometries. It is shown that the proposed antennas can reach (80-90)% for the level of the reflection coefficient of  $|\Gamma| < -10\text{dB}$ .

**Index Terms**—Broadband dipoles, compound antennas, electric and magnetic dipoles.

## I. INTRODUÇÃO

Elementos radiadores que possuem banda larga, alta eficiência de radiação e baixas dimensões, são de bastante interesse prático para aplicações em sistemas de comunicações. Com relação à primeira característica, esta se torna um requerimento fundamental para antenas quando se deseja transmitir sinais que possuem bastante informação, por exemplo, sinais de vídeo e sinais de dados com altas taxas de transmissão. Em teoria de antenas, sabe-se que quando se reduzem as dimensões dum radiador, em geral sua largura de banda e sua resistência de radiação diminuem, sendo que a redução deste último parâmetro implica em menores eficiências de radiação [1].

Os limites fundamentais gerais sobre a performance de antenas, principalmente com relação aos parâmetros citados acima, foram primeiros investigados por Wheeler [2] e Chu

[3]. Estes autores obtiveram resultados similares do efeito da redução das dimensões sobre a largura de banda de uma antena qualquer, sendo que o primeiro utilizou o conceito de fator de potência, e o segundo usou a definição de fator de qualidade de radiação (ou fator de radiação). Chu representou os campos radiados, numa antena qualquer, por meio de uma série de harmônicas esféricas. A partir desta série, ele calculou o fator de radiação para cada modo utilizando circuitos equivalentes, sendo que para modos superiores, estes circuitos foram simplificados. Uma de suas principais conclusões, é que o mínimo fator de radiação que uma antena qualquer pode obter, só é possível quando esta radia somente os modos fundamentais  $\text{TM}_{10}$  e  $\text{TE}_{10}$  com energias iguais. Os campos correspondentes a estes modos são os mesmos daqueles dos dipolos elétricos e magnéticos infinitesimais, respectivamente. Vale comentar aqui, que menores valores do fator de radiação, equivale a maiores larguras de banda [3].

Collin [4] em 1964, confirmou os resultados de Chu utilizando teoria de campo para calcular as energias envolvidas no cálculo do fator de radiação. Fante [5] em 1969, generalizou os conceitos de Collin para uma antena que radia qualquer modo esférico. Em [6], McLean faz uma verificação destes limites fundamentais utilizando dipolos infinitesimais, e propõe um método mais simples para obtê-los. Os resultados obtidos também confirmam os anteriores. Trabalhos recentes que comprovam estas teorias podem ser encontrados em [7]-[9].

Em [10]-[11], são apresentados cálculos da impedância mútua entre um dipolo elétrico e um magnético (espira) de diferentes orientações relativas de seus momentos. A idéia de se combinar estes tipos de antenas para aumentar a largura de banda também foi utilizado em [12]. Neste trabalho, os autores utilizaram um modelo teórico aproximado de linhas de transmissão para os cálculos, e alimentaram cada dipolo separadamente, como num arranjo, com amplitudes e fases das fontes diferentes entre si (em [13], investigou-se também o efeito das fases das correntes nos dipolos). Os autores de [12] conseguiram obter alta largura de banda ajustando estes parâmetros como função da frequência. Eles observaram também uma significativa absorção de energia por parte de um dos dipolos, isto é, a fonte de um dos dipolos absorve energia. Esta absorção de energia diminui a potência total radiada, e, conseqüentemente, diminui a eficiência de radiação.

Karlo Q. da Costa e Victor A. Dmitriev, Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação - DEEC, Universidade Federal do Pará, Belém/PA, Brasil, E-mails: karlocosta@yahoo.com.br, victor@ufpa.br. Este trabalho foi financiado pelo CNPq.

No presente trabalho, são apresentadas propostas de combinações de dipolos elétricos e magnéticos com simples alimentação para aumento da largura de banda. Quatro tipos de antenas compostas foram analisadas teoricamente pelo MoM (Método dos Momentos) [14]. Para tais antenas, são apresentados os resultados de cálculos numéricos da impedância de entrada, do coeficiente de reflexão e dos diagramas de radiação. A descrição destas antenas é apresentada na Seção II. A Seção III mostra os resultados numéricos. A Seção IV contém as conclusões.

## II. DESCRIÇÃO DAS ANTENAS

As geometrias das quatro antenas que foram analisadas são mostradas na Figura 1. Em todas estas configurações, a fonte de alimentação foi colocada no centro do dipolo reto, sendo que as espiras próximas deste dipolo estão acopladas apenas eletromagneticamente com o dipolo reto. Nesta figura, são mostradas espiras quadradas. Para efeito de comparação, estas mesmas configurações foram também analisadas com espiras circulares no lugar das quadradas. Nestes casos, os diâmetros das espiras circulares são iguais aos lados da espira quadrada correspondente.

Em todas estas antenas,  $L_d$  representa o comprimento do dipolo reto e  $L_e$  o lado de uma espira quadrada (ou o diâmetro no caso de uma espira circular). No primeiro caso mostrado na Figura 1(a), utilizou-se um dipolo reto (dipolo elétrico) e uma espira (dipolo magnético), estas duas antenas estão centralizadas em relação às origens dos eixos  $x$  e  $z$ , mas em planos diferentes, a primeira está no plano  $y=0$  e a segunda no plano  $y=d_1$ . A Figura 1(b), mostra também uma combinação de um dipolo reto e uma espira, o primeiro está sobre o eixo  $z$ , e o segundo no plano  $xz$  ( $x>0$ ) simétrico com o eixo  $x$ , sendo  $d_2$  a menor distância entre eles. Nas Figuras 1(c) e 1(d), o dipolo reto também se encontra sobre o eixo  $z$  e em cada uma destas geometrias existem duas espiras. No primeiro caso (Figura 1(c)), as espiras estão sobre o plano  $xz$  e simétricas em relação à origem e ao eixo  $x$ , a menor distância entre as espiras e o dipolo reto é  $d_3$ . No segundo caso mostrado na Figura 1(d), as espiras estão sobre o plano  $xz$  ( $x>0$ ), e são simétricas em relação ao eixo  $x$ , a menor distância das espiras para o eixo  $x$  é  $d_4$ , e a menor distância entre estas e o dipolo reto é  $d_5$ .

Em todos os casos mostrados na Figura 1, observa-se que os momentos de dipolos elétricos e magnéticos são ortogonais entre si. A escolha para tais orientações será explicada na próxima seção.

## III. RESULTADOS NUMÉRICOS

### A. Impedância mútua entre dipolos elétricos e magnéticos

Dois casos de combinações de dipolos elétricos e magnéticos foram utilizados para o cálculo da impedância mútua entre estes. No primeiro caso mostrado na Figura 2(a), os momentos estão alinhados ao longo do eixo  $z$ , isto é, o

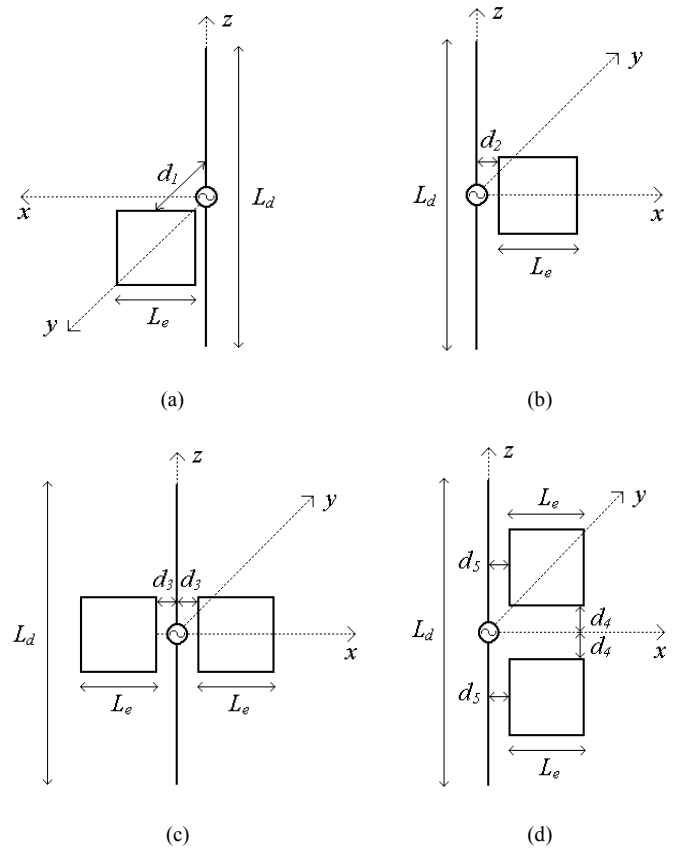


Fig. 1. Geometrias dos quatro tipos de combinações de dipolos elétricos e magnéticos propostos. (a) Caso 1. (b) Caso 2. (c) Caso 3. (d) Caso 4.

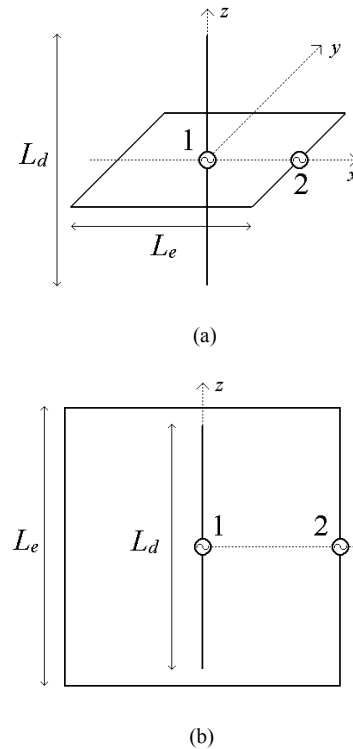


Fig. 2. Combinações de dipolos elétricos e magnéticos com diferentes orientações de seus momentos. (a) Momentos de dipolo alinhados. (b) Momentos de dipolo ortogonais.

dipolo reto sobre o eixo  $z$  e a espira quadrada centralizada com a origem do plano  $xy$ . A fonte 1 foi colocada no centro do dipolo reto e a fonte 2 no centro de um lado da espira. No segundo caso (Figura 2(b)) os momentos são ortogonais, com o dipolo reto sobre eixo  $z$ , e a espira quadrada sobre o plano  $xz$ , este caso é igual àquele mostrado na Figura 1(a) com  $d_l=0$ . Neste caso a fonte 2 foi colocada em  $x=L_e/2$  e  $z=0$ . Nestas duas configurações utilizou-se  $L_d=0,02\lambda$ ,  $L_e=0,025\lambda$  e  $a=0,001\lambda$ , onde  $a$  é o raio da seção circular do condutor e  $\lambda$  o comprimento de onda. Os resultados numéricos da matriz impedância  $Z$  entre as portas 1 e 2 das fontes mostradas na Figura 2, calculados aqui e obtidos por outros autores [10]-[11], são apresentados na Tabela 1. Nesta tabela, tem-se que quando os momentos estão alinhados, o acoplamento entre os dipolos é praticamente nulo ( $Z_{12}=Z_{21}\approx 0$ ). Já no outro caso, os valores de  $Z_{12}$  e  $Z_{21}$  são consideráveis.

TABELA I  
IMPEDÂNCIA MÚTUA ENTRE DIPOLOS ELÉTRICOS E MAGNÉTICOS (OHMS)

|                               | Obtido aqui                                | Obtido em [10]                              | Obtido em [11]                             |
|-------------------------------|--|---|--|
| Momentos de dipolo alinhados  |  |   |  |
| $Z_{11}$                      | $4,5 \times 10^2 - j2,1 \times 10^3$       | $5,2 \times 10^2 - j2,4 \times 10^3$        | $4,5 \times 10^2 - j2,3 \times 10^3$       |
| $Z_{12}$                      | $8,8 \times 10^{21} + j9,7 \times 10^{17}$ | $-8,2 \times 10^{14} + j2,7 \times 10^{14}$ | $6,2 \times 10^{17} - j4,2 \times 10^{15}$ |
| $Z_{21}$                      | $1,5 \times 10^{19} + j1,2 \times 10^{15}$ | $-1,1 \times 10^{12} - j1,2 \times 10^{12}$ | $4,3 \times 10^{20} - j1,2 \times 10^{15}$ |
| $Z_{22}$                      | $1,4 \times 10^2 + j9,4 \times 10^1$       | $1,4 \times 10^2 + j9,8 \times 10^1$        | $1,4 \times 10^2 + j9,8 \times 10^1$       |
| Momentos de dipolo ortogonais |  |   |  |
| $Z_{11}$                      | $3,5 \times 10^3 - j2,0 \times 10^3$       | $4,8 \times 10^3 - j2,2 \times 10^3$        | $4,5 \times 10^3 - j2,1 \times 10^3$       |
| $Z_{12}$                      | $3,3 \times 10^4 + j1,2 \times 10^1$       | $1,4 \times 10^4 + j1,3 \times 10^1$        | $1,0 \times 10^4 + j1,2 \times 10^1$       |
| $Z_{21}$                      | $3,3 \times 10^4 + j1,2 \times 10^1$       | $1,1 \times 10^4 + j1,3 \times 10^1$        | $1,0 \times 10^4 + j1,2 \times 10^1$       |
| $Z_{22}$                      | $1,4 \times 10^2 + j9,4 \times 10^1$       | $1,4 \times 10^2 + j9,8 \times 10^1$        | $1,4 \times 10^2 + j9,8 \times 10^1$       |

### B. Impedância de entrada

Para os quatro tipos de antenas descritos acima, foram realizadas diversas simulações variando as dimensões  $L_e$ ,  $d_1$ ,  $d_2$ ,  $d_3$ ,  $d_4$  e  $d_5$ , todas normalizadas com  $L_d$ , e o tipo de espira circular e quadrada. Os melhores resultados observados, em termos de maior largura de banda, são os seguintes. Para o Caso 1 mostrado na Figura 1(a) as dimensões foram:  $L_e/L_d=0,25$  e  $d_1/L_d=0,03$  com espira circular. O Caso 2 (Figura 1(b)), as dimensões foram:  $L_e/L_d=0,3$  e  $d_2/L_d=0,03$  com espira quadrada. A antena do Caso 3 (Figura 1(c)) apresentou:  $L_e/L_d=0,25$  e  $d_3/L_d=0,04$  com espira quadrada. E a antena do Caso 4 com dimensões:  $L_e/L_d=0,25$ ;  $d_4/L_d=0,02$  e  $d_5/L_d=0,02$  com espira circular. O raio da seção transversal dos condutores utilizado em todas as simulações foi fixado em  $a=L_d/200$ . Maiores larguras de banda destas antenas podem ser obtidas aumentando este raio.

Para estes melhores casos descritos acima, as Figura 3, Figura 4, Figura 5 e Figura 6, mostram, respectivamente, as impedâncias de entrada  $Z_{in}=R_{in}+jX_{in}$  obtidas para as antenas dos casos 1, 2, 3 e 4. Para comparação, estas figuras mostram também a impedância de entrada do dipolo reto padrão com o

mesmo comprimento  $L_d$  do dipolo reto da antena composta e com raio  $a=L_d/200$ .

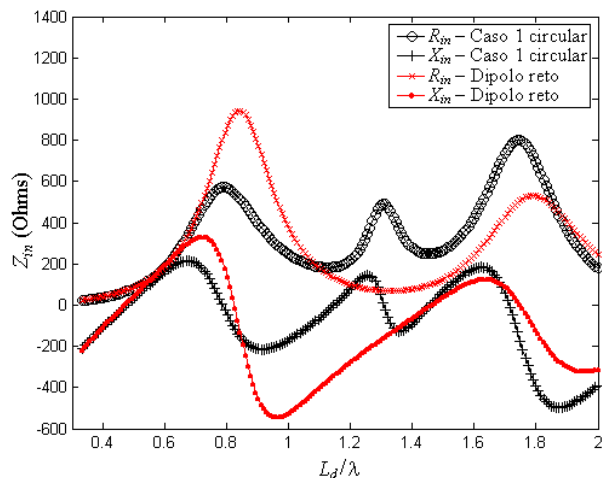


Fig. 3. Impedância de entrada da antena composta Caso 1 circular. Dados da antena:  $L_e/L_d=0,25$  e  $d_1/L_d=0,03$ .

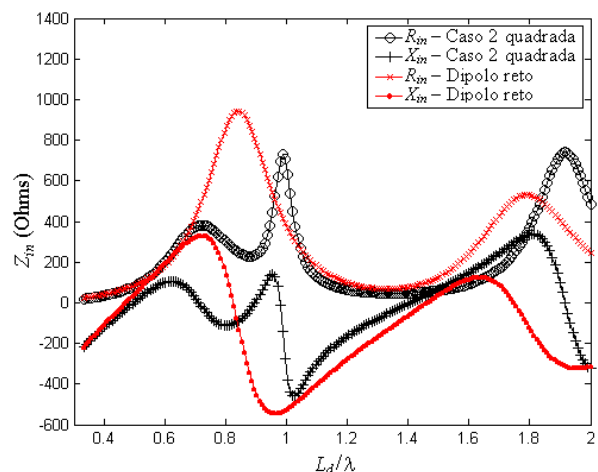


Fig. 4. Impedância de entrada da antena composta Caso 2 quadrada. Dados da antena:  $L_e/L_d=0,3$  e  $d_2/L_d=0,03$ .

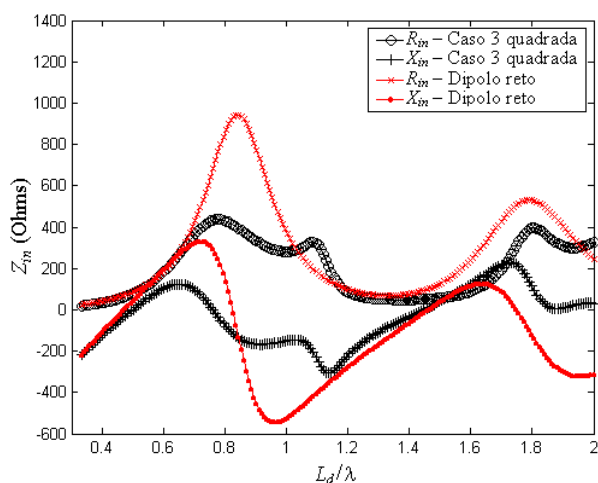


Fig. 5. Impedância de entrada da antena composta Caso 3 quadrada. Dados da antena:  $L_e/L_d=0,25$  e  $d_3/L_d=0,04$ .

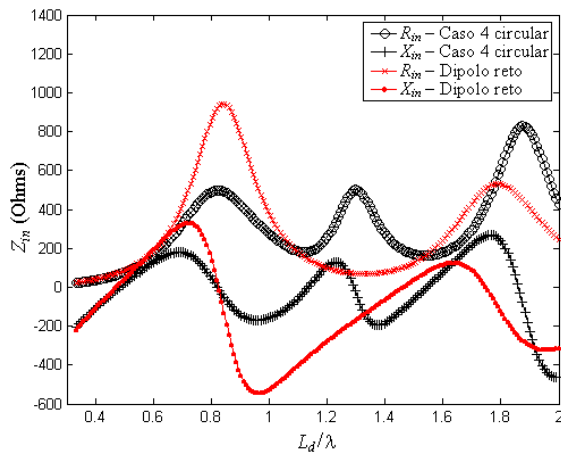


Fig. 6. Impedância de entrada da antenna composta Caso 4 circular. Dados da antenna:  $L_d/L_c=0,25$ ;  $d_x/L_c=0,02$  e  $d_y/L_c=0,02$ .

C. Coeficiente de reflexão

Para as antenas correspondentes das impedâncias mostradas nas Figura 3, Figura 4, Figura 5 e Figura 6, calcularam-se os coeficientes de reflexão  $\Gamma = |(Z_{in}-Z_0)/(Z_{in}+Z_0)|$ , onde  $Z_0$  é a impedância da linha de alimentação. As Figura 7, Figura 8, Figura 9 e Figura 10 mostram os valores de  $\Gamma$  em dB para estas antenas respectivamente. Os valores de  $Z_0$  em Ohms utilizados em cada caso, também respectivamente, foram 320, 210, 250 e 300. Estes valores de  $Z_0$  foram os que apresentaram maiores larguras de banda. Nestas figuras, são mostrados também o valores de  $\Gamma$  do dipolo reto padrão com  $a=L_d/200$ ,  $Z_0=73\text{Ohms}$  e  $B=12,2\%$  ( $B$  é definido a seguir).

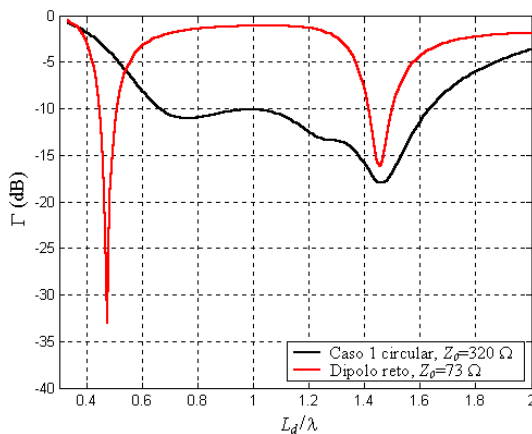


Fig. 7. Coeficiente de reflexão da antenna Caso 1 circular ( $Z_0=320\Omega$ ) e do dipolo reto padrão ( $Z_0=73\Omega$ ).

A Tabela 2 mostra um resumo das larguras de banda incrementais percentuais ( $B=200 \times (f_s-f_i)/(f_s+f_i)$ , sendo  $f_s$  a frequência superior e  $f_i$  a frequência inferior para o nível de -10dB do coeficiente de reflexão) para as antenas cujos valores de  $\Gamma$  são mostrados nas Figura 7, Figura 8, Figura 9 e Figura 10. Nesta tabela também é apresentado o comprimento normalizado central  $L_d/\lambda_c$ , onde  $\lambda_c$  é o comprimento de onda da frequência central  $f_c=(f_s+f_i)/2$ .

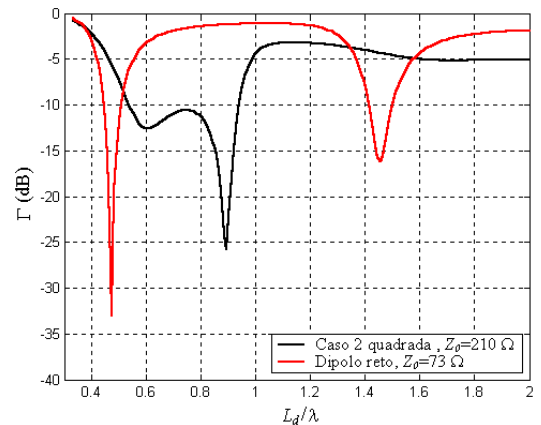


Fig. 8. Coeficiente de reflexão da antenna Caso 2 quadrada ( $Z_0=210\Omega$ ) e do dipolo reto padrão ( $Z_0=73\Omega$ ).

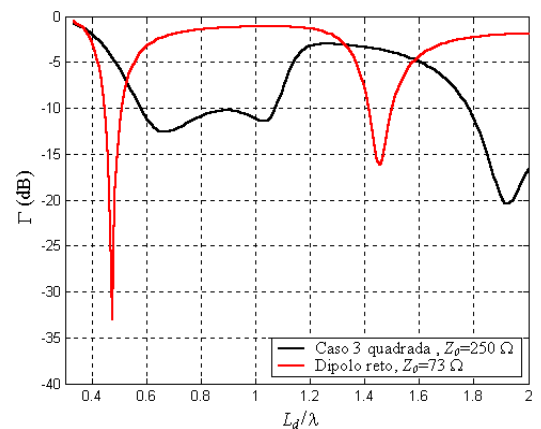


Fig. 9. Coeficiente de reflexão da antenna Caso 3 quadrada ( $Z_0=250\Omega$ ) e do dipolo reto padrão ( $Z_0=73\Omega$ ).

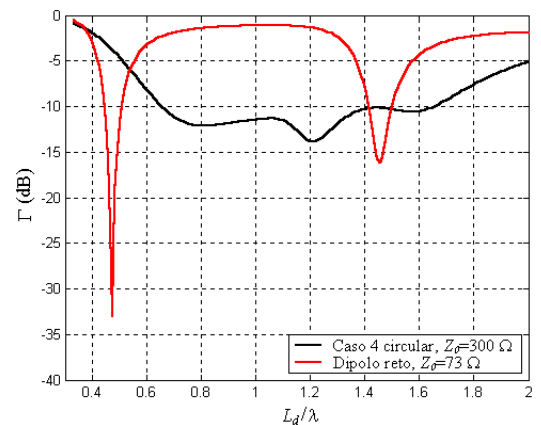


Fig. 10. Coeficiente de reflexão da antenna Caso 4 circular ( $Z_0=300\Omega$ ) e do dipolo reto padrão ( $Z_0=73\Omega$ ).

TABELA II  
LARGURA DE BANDA  $B$  DAS ANTENAS ANALISADAS

|        | Espira   | $B$ (%) | $Z_0$ (Ohms) | $L_d/\lambda_c$ |
|--------|----------|---------|--------------|-----------------|
| Caso 1 | Circular | 84,1800 | 320          | 1,1541          |
| Caso 2 | Quadrada | 54,0541 | 210          | 0,7437          |
| Caso 3 | Quadrada | 59,4159 | 250          | 0,8358          |
| Caso 4 | Circular | 86,0448 | 300          | 1,1625          |

Nestas figuras, observa-se que os valores de  $\Gamma$  entre as frequências  $f_i$  e  $f_s$ , isto é dentro da faixa onde  $\Gamma < -10$ dB, estão em média entre -15dB e -10dB, com exceção do primeiro caso (Figura 7), onde para  $L_d/\lambda \approx 1,4$  tem-se  $\Gamma < -15$ dB, e do segundo caso (Figura 8) onde  $L_d/\lambda \approx 0,9$  tem-se  $\Gamma < -15$ dB. Melhores valores de  $\Gamma$  nestas faixas de frequência podem ser obtidos ajustando as dimensões e posições das espiras. Em troca desta melhora no casamento, a largura de banda  $B$  diminui. Valores típicos das larguras de banda obtidos de todas as simulações realizadas estão entre  $30 < B(\%) < 50$ , sendo que os correspondentes valores das impedâncias das linhas de alimentação estiveram entre  $140 < Z_0(\text{Ohms}) < 400$ .

Conforme mencionado acima sobre as antenas analisadas, pode-se trocar largura de banda com melhores casamentos de entrada fazendo pequenos ajustes nas dimensões da antena. Com o objetivo de exemplificar esta idéia, as Figura 11, Figura 12, Figura 13 e Figura 14 mostram os valores de  $\Gamma$  de antenas que possuíram um melhor casamento e menores larguras de banda comparadas com àquelas das Figura 7, Figura 8, Figura 9 e Figura 10. Apesar destas antenas terem menores valores de largura de banda (os valores de  $B$  estão nas figuras), estes ainda são superiores àquelas da antena

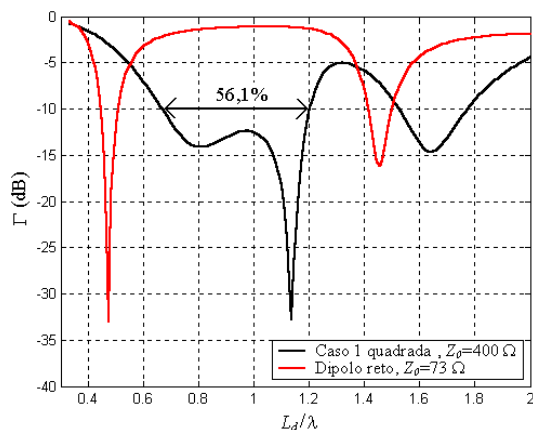


Fig. 11. Coeficiente de reflexão da antena Caso 1 quadrada ( $Z_0=400\Omega$ ) e do dipolo reto padrão ( $Z_0=73\Omega$ ). Dimensões:  $L_e/L_a=0,225$  e  $d_3/L_a=0,05$ .

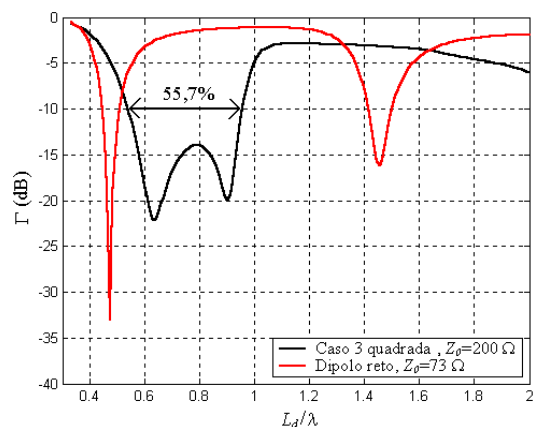


Fig. 12. Coeficiente de reflexão da antena Caso 3 quadrada ( $Z_0=200\Omega$ ) e do dipolo reto padrão ( $Z_0=73\Omega$ ). Dimensões:  $L_e/L_a=0,3$  e  $d_3/L_a=0,03$ .

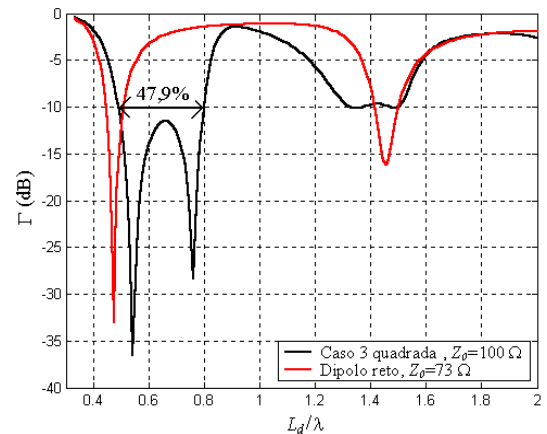


Fig. 13. Coeficiente de reflexão da antena Caso 3 quadrada ( $Z_0=100\Omega$ ) e do dipolo reto padrão ( $Z_0=73\Omega$ ). Dimensões:  $L_e/L_a=0,35$  e  $d_3/L_a=0,03$ .

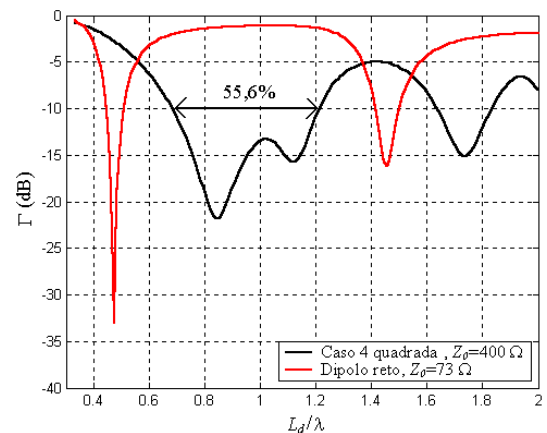


Fig. 14. Coeficiente de reflexão da antena Caso 4 quadrada ( $Z_0=400\Omega$ ) e do dipolo reto padrão ( $Z_0=73\Omega$ ). Dados:  $L_e/L_a=0,225$ ;  $d_1/L_a=0,05$  e  $d_3/L_a=0,02$ .

proposta em [15], onde foi obtido  $B=17\%$ . Neste trabalho, os autores obtiveram maiores valores de  $B$  (comparados ao dipolo padrão) combinando dipolos retos e paralelos com simples alimentação, ou seja, alimentando um dipolo reto e colocando próximos deste outros dipolos retos “parasitas”.

#### D. Diagramas de radiação

Os diagramas de radiação das antenas cujas impedâncias de entrada são mostradas nas Figura 3, Figura 4, Figura 5 e Figura 6, são mostrados, respectivamente, nas Figura 15, Figura 16, Figura 17 e Figura 18. As frequências onde foram calculados estes diagramas correspondem àqueles valores de  $L_d/\lambda_c$  mostrados na Tabela 2. Nestas figuras,  $\theta$  e  $\phi$  são as coordenadas esféricas usuais.

Os diagramas de radiação da antena do Caso 1 (Figura 1(a)) apresentados na Figura 15, mostram que esta antena radia simetricamente em torno do eixo  $z$  no plano  $\phi=0^\circ$  e que no plano  $\phi=90^\circ$  esta possui maior radiação na direção  $y$ . Já a antena do Caso 2 (Figura 1(b)) possui simetria no plano  $\phi=90^\circ$  e assimetria no plano  $\phi=0^\circ$  (Figura 16), radiando com maior intensidade na direção  $x$ . A antena que possui maior

simetria de radiação é a do Caso 3 (Figura 1(c)), esta possui simetria tanto nos planos  $\phi=0^\circ$  e  $\phi=90^\circ$ , sendo que esta possui maiores intensidade de radiação no plano  $\phi=90^\circ$  (Figura 17). A antena do Caso 4 (Figura 1(d)) foi a que apresentou uma maior assimetria no plano  $\phi=0^\circ$ . Esta antena possui diagrama

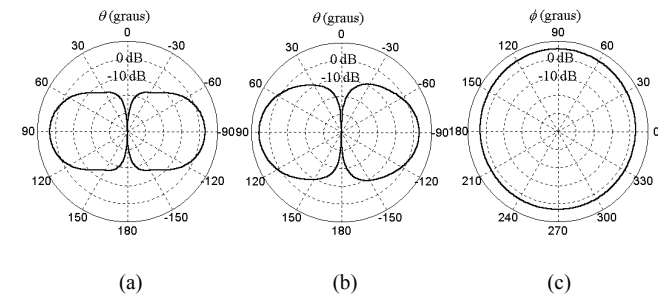


Fig. 15. Diagramas de radiação da antena Caso 1 circular em  $L_d/\lambda_c=1,15$ .  
(a) Plano E  $\phi=0^\circ$ . (b) Plano E  $\phi=90^\circ$ . (c) Plano H  $\theta=90^\circ$ .

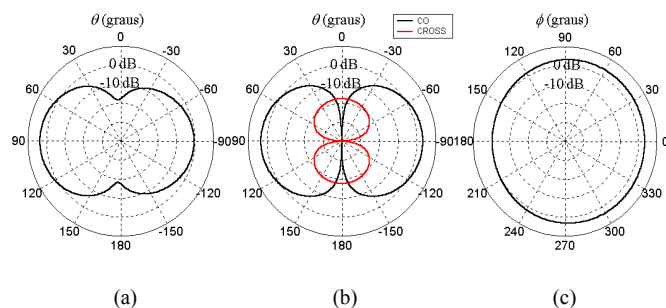


Fig. 16. Diagramas de radiação da antena Caso 2 quadrada em  $L_d/\lambda_c=0,74$ .  
(a) Plano E  $\phi=0^\circ$ . (b) Plano E  $\phi=90^\circ$ . (c) Plano H  $\theta=90^\circ$ .

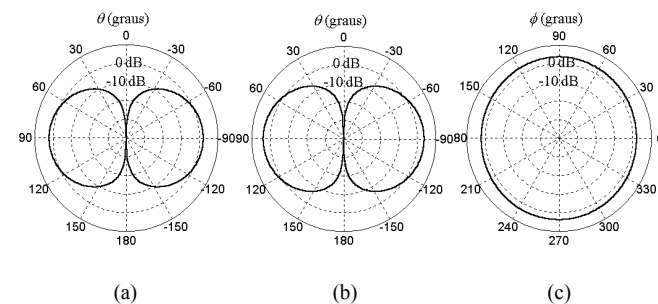


Fig. 17. Diagramas de radiação da antena Caso 3 quadrada em  $L_d/\lambda_c=0,84$ .  
(a) Plano E  $\phi=0^\circ$ . (b) Plano E  $\phi=90^\circ$ . (c) Plano H  $\theta=90^\circ$ .

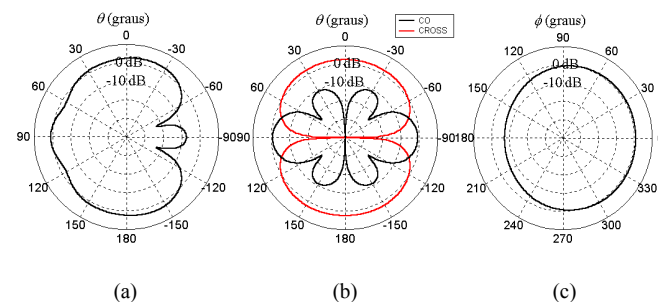


Fig. 18. Diagramas de radiação da antena Caso 4 circular em  $L_d/\lambda_c=1,16$ .  
(a) Plano E  $\phi=0^\circ$ . (b) Plano E  $\phi=90^\circ$ . (c) Plano H  $\theta=90^\circ$ .

simétrico no plano  $\phi=90^\circ$ . Somente as antenas dos casos 2 e 4 possuíram polarização cruzada. Esta foi observada apenas no plano  $\phi=90^\circ$  conforme mostrado nas Fig. 16(b) e Fig. 18(b).

#### IV. CONCLUSÕES

Baseado em resultados da teoria geral sobre os limites fundamentais de antenas, este trabalho apresentou propostas de combinações de dipolos elétricos e magnéticos com simples alimentação para aumento da largura de banda. Os melhores resultados obtidos mostraram valores de até 86% para a largura de banda, sendo que para todas as simulações realizadas, esta largura de banda esteve entre  $30 < B(\%) < 50$ .

Uma das principais conclusões obtidas para estes tipos de antenas, é que os momentos de dipolo elétrico e magnético devem ser ortogonais entre si para poder haver acoplamento eletromagnético. Este acoplamento altera a impedância de entrada do dipolo reto. Dependendo das dimensões das espiras e de suas posições relativas ao dipolo reto, pode-se obter um melhor balanço da energia reativa total da antena, e, conseqüentemente, um melhor casamento de entrada e maior largura de banda. Sugestões para trabalhos futuros poderiam ser a aplicação de técnicas de otimização, como por exemplo algoritmos genéticos, para se obter melhores propriedades ressonantes e radiativas das antenas analisadas aqui.

#### REFERÊNCIAS

- [1] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 2nd ed., Ed. New York: John Wiley, 1997, pp. 441-486.
- [2] H. A. Wheeler, "Fundamental limitations of small antenna", *Proc. IRE*, vol. 35, pp. 1479-1484, December 1947.
- [3] L. J. Chu, "Physical limitations of omni-directional antennas", *J. Appl. Phys.*, vol. 19, pp. 1163-1175, December 1948.
- [4] R. E. Collin, S. Rothschild, "Evaluation of antenna Q", *IEEE Trans. Ant. Propag.*, vol. AP-12, pp. 23-27, January 1964.
- [5] R. L. Fante, "Quality factor of general ideal antennas", *IEEE Trans. Ant. Propag.*, vol. AP-17, pp. 151-155, March 1969.
- [6] J. S. McLean, "A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas", *IEEE Trans. Ant. Propag.*, vol. 44, N5, pp. 672-675, May 1999.
- [7] W. Geyi, P. Jarmuszewski, Y. Qi, "The foster reactance theorem for antennas and radiation Q", *IEEE Trans. Ant. Propag.*, vol. 48, N3, pp. 401-408, March 2000.
- [8] W. Geyi, "Physical limitations of antenna", *IEEE Trans. Ant. Propag.*, vol. 51, N8, pp. 2116-2123, August 2003.
- [9] W. Geyi, "A method for the evaluation of small antennas Q", *IEEE Trans. Ant. Propag.*, vol. 51, N8, pp. 2124-2129, August 2003.
- [10] J. S. McLean, "The application of the method of moments to the analysis of electrically-small "compound" antennas", *IEEE Int. Symp. on Electromag. Compat.*, pp. 119-124, August 1995.
- [11] F. Tefiku, C. A. Grimes, "Coupling between elements of electrically small compound antennas", *Microw. and Opt. Techn. Lett.*, vol. 22, N1, pp. 16-21, July 1999.
- [12] V. P. Belichenko, Y. I. Buyanov, V. I. Koshelev, V. V. Plisko, "On the possibility of extending the passband of small-size radiators", *J. of Commun. Techn. and Electronics*, vol. 44, N2, pp. 167-172, 1999.
- [13] P. L. Overfelt, "Electric lines of force of an electrically small dipole-loop antenna array", *IEEE Trans. Ant. Propag.*, vol. 46, N3, pp. 451-456, March 1998.
- [14] R. F. Harrington, *Field Computation by Moment Method*, Ed. New York: Macmillan, 1968, pp. 62-81.
- [15] T. Fukasawa, H. Ohmine, K. Miyashita, Y. Chatani, "Triple-bands broad bandwidth dipole antenna with multiple parasitic elements", *IEICE Trans.*, vol. E84-B, N9, pp. 2476-2481, September 2001.