

Redes de Antenas de Microfita Circularmente Polarizadas para Aplicações em Veículos Espaciais

Marcos V. T. Heckler, J. C. da S. Lacava, e Lucio Cividanes

Resumo—Neste trabalho são analisadas redes de antenas de microfita retangulares moldadas sobre superfícies cilíndricas. Expressões para os campos distantes são estabelecidas com emprego da transformada dupla de Fourier e o modelo da cavidade ressonante. Finalmente, o estudo de uma rede circularmente polarizada potencialmente útil para aplicação em veículos aeroespaciais é apresentado.

Palavras-Chave—Redes conformadas, polarização circular, modelo da cavidade ressonante, aplicações aeroespaciais.

Abstract—This paper presents the analysis of cylindrical conformal arrays of rectangular microstrip antennas. The far field expressions are established under the application of the Double Fourier Transform technique and the cavity model. Finally, a circularly polarized conformal array potential for aerospace applications is studied.

Index Terms—Conformal array, circular polarization, cavity model, aerospace applications.

I. INTRODUÇÃO

Como citado na literatura, as antenas de microfita oferecem grandes vantagens para aplicações em veículos aeroespaciais, tais como baixo peso, baixo perfil aerodinâmico e capacidade de serem instaladas em superfícies curvas [1]. Para alguns casos, os requisitos de projeto podem não ser obtidos com uma única antena, especialmente quando diagramas de irradiação com características específicas forem necessários. Nesses casos, o estudo de redes de antenas de microfita moldadas sobre estruturas curvas torna-se essencial. Dentre estas, as superfícies cilíndricas se prestam para várias aplicações científicas, como, por exemplo, para o caso de aeronaves, satélites e foguetes.

Atualmente, os dados de telemetria dos foguetes *Sonda IV* e *VLS*, produzidos pelo Instituto de Aeronáutica e Espaço – *IAE/CTA*, são transmitidos através de redes de antenas de microfita linearmente polarizadas. Desta forma, a antena da estação terrestre deve ser circularmente polarizada, para que não haja perda do sinal. O descasamento de polarização exis-

tente entre a onda linearmente polarizada irradiada e a antena receptora circularmente polarizada exige que maior potência de *RF* seja fornecida pelo transmissor do foguete, para que o sinal de telemetria possa ser recebido em terra adequadamente.

Quando ambas as antenas do enlace apresentam polarização circular com mesmo sentido de rotação, o descasamento de polarização entre a onda transmitida e a antena receptora fica minimizado, sendo tão bom quanto melhor forem os níveis de razão axial de ambas as antenas na direção de visada direta. Este fato torna possível reduzir o nível de potência a ser transmitida para se manter um bom canal de comunicação entre o foguete e a estação terrena.

Pelos motivos descritos, este trabalho apresenta um estudo de redes de antenas circularmente polarizadas conformadas em uma superfície cilíndrica. Para isto, as expressões em campo distante são obtidas para redes unidimensionais dispostas paralelamente ao eixo do cilindro e ao longo de sua circunferência. Diagramas de irradiação para estes dois casos são traçados e comentados. Por fim, um estudo de uma rede na qual os elementos se encontram uniformemente distribuídos ao longo de toda a circunferência do cilindro é apresentado, visando à obtenção de um diagrama isotrópico no plano perpendicular a seu eixo.

II. TEORIA

Nesta seção, as expressões para os campos irradiados por redes de antenas de microfita moldadas em uma superfície cilíndrica serão apresentadas. Para isto, dois serão os casos considerados, sendo que em ambos os elementos são alimentados por correntes de mesma amplitude e com defasagens progressivas entre irradiadores adjacentes. No primeiro, estes se encontram igualmente espaçados ao longo de uma linha paralela ao eixo do cilindro, enquanto que no segundo estão dispostos ao longo de sua circunferência.

A. Campos distantes irradiados por redes axiais

Neste caso, os elementos encontram-se dispostos ao longo de uma linha orientada paralelamente ao eixo z do sistema de coordenadas apresentado na Fig. 1. Considerando todas as antenas excitadas por correntes de mesma amplitude, porém com defasagens β_z progressivas a partir do elemento 1, a corrente de excitação de cada antena t é dada por:

M.V.T. Heckler, R. Schildberg e J.C. da S. Lacava, Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos – SP, Brasil. E-mails: heckler@ita.br, schild@ita.br, lacava@ita.br. Lucio Cividanes, Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos – SP, Brasil. E-mail: lucio@dea.inpe.br. Este trabalho foi parcialmente financiado pela FAPESP (01/00584-5).

$$I_t = I_0 \angle \beta_z(t-1) = I_0 e^{i\beta_z(t-1)} \quad (1)$$

Como a corrente está incluída no termo E_{mn} da expressão para os campos distantes produzidos por um irradiador isolado [2], obtidos através da combinação do modelo da cavidade ressonante [3,4] e da transformada dupla de *Fourier* [5], pode-se escrever:

$$E_{mn_t} = E_{mn} e^{i\beta_z(t-1)} \quad (2)$$

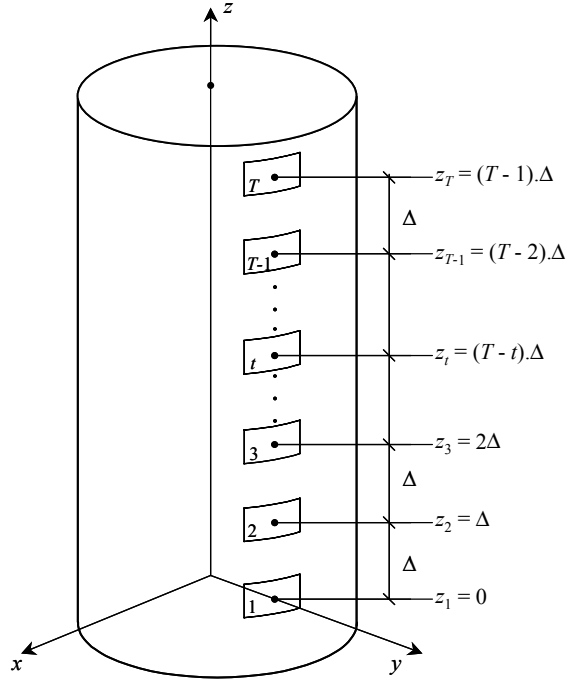


Fig. 1. Geometria de uma rede unidimensional axial.

Utilizando-se as expressões dos campos distantes produzidos por uma única antena de microfita retangular conformada em uma superfície cilíndrica [2] e considerando-se inicialmente que os elementos da rede operam no modo TM_{10} , a componente \mathbf{E}_θ do campo elétrico é dada por:

$$\mathbf{E}_{\theta_{10R}} = -\frac{2h E_{10} e^{-ik_0 r}}{\pi^2 r} \frac{\sin(k_0 b \cos \theta)}{\sin \theta} \sum_{p=0}^{+\infty} \frac{i^p p \xi_p \cos(p\theta_1)}{[(\pi/(2\theta_1))^2 - p^2]} \times \frac{\sin[p(\phi - \pi/2)]}{H_p^{(2)}(k_0 a \sin \theta)} \sum_{t=1}^T e^{i(k_0 \Delta \cos \theta + \beta_z)(t-1)} \quad (3)$$

Chamando

$$\psi = k_0 \Delta \cos \theta + \beta_z \quad (4)$$

o somatório em t da expressão para $\mathbf{E}_{\theta_{10R}}$ anterior pode ser reescrito como:

$$\sum_{t=1}^T e^{i(k_0 \Delta \cos \theta + \beta_z)(t-1)} = \sum_{t=1}^T e^{i\psi(t-1)} \quad (5)$$

Pode-se mostrar também que:

$$\sum_{t=1}^T e^{i\psi(t-1)} = \frac{\sin(T\psi/2)}{\sin(\psi/2)} e^{i\psi/2(T-1)} \quad (6)$$

de forma que a expressão final para a componente $\mathbf{E}_{\theta_{10R}}$ é dada por:

$$\mathbf{E}_{\theta_{10R}} = -\frac{2h E_{10} e^{-ik_0 r} e^{i\psi/2(T-1)}}{r\pi^2} \frac{\sin(k_0 b \cos \theta)}{\sin \theta} \times \frac{\sin(T\psi/2)}{\sin(\psi/2)} \sum_{p=0}^{+\infty} \frac{i^p p \xi_p}{[(\pi/(2\theta_1))^2 - p^2]} H_p^{(2)}(k_0 a \sin \theta) \times \cos(p\theta_1) \sin[p(\phi - \pi/2)] \quad (7)$$

De modo similar, pode-se obter a expressão para $\mathbf{E}_{\theta_{01R}}$, dada por:

$$\mathbf{E}_{\theta_{01R}} = -\frac{2ih E_{01} e^{-ik_0 r} e^{i\psi/2(T-1)}}{r\pi^2} \frac{\cos(k_0 b \cos \theta)}{\sin \theta} \times \frac{\sin(T\psi/2)}{\sin(\psi/2)} \sum_{p=0}^{+\infty} \frac{i^p \xi_p}{p H_p^{(2)}(k_0 a \sin \theta)} \times \sin(p\theta_1) \cos[p(\phi - \pi/2)] \quad (8)$$

A componente \mathbf{E}_ϕ também é obtida procedendo-se da mesma forma. As Eqs. (9) e (10) descrevem o comportamento desta componente, com o elemento operando nos modos TM_{10} e TM_{01} , respectivamente.

$$\mathbf{E}_{\phi_{10R}} = \frac{2h E_{10} e^{-ik_0 r} e^{i(T-1)\psi/2}}{a\pi^2 r} \cos \theta \sin(k_0 b \cos \theta) \times \frac{\sin(T\psi/2)}{\sin(\psi/2)} \sum_{p=0}^{+\infty} \left(\frac{p^2}{k_0 \sin^2 \theta [(\pi/(2\theta_1))^2 - p^2]} - \frac{1}{k_0 \cos^2 \theta} \right) \frac{i^p \xi_p \cos(p\theta_1)}{H_p^{(2)}(k_0 a \sin \theta)} \cos[p(\phi - \pi/2)] \quad (9)$$

$$\mathbf{E}_{\phi_{01R}} = \frac{2ih E_{01} e^{-ik_0 r} e^{i(T-1)\psi/2}}{a\pi^2 r} \cos \theta \cos(k_0 b \cos \theta) \times \frac{\sin(T\psi/2)}{\sin(\psi/2)} \sum_{p=0}^{+\infty} \frac{i^p \xi_p \sin(p\theta_1)}{p H_p^{(2)}(k_0 a \sin \theta)} \sin[p(\phi - \pi/2)] \times \left(\frac{k_0}{(\pi/(2\theta_1))^2 - k_0^2 \cos^2 \theta} - \frac{1}{k_0 \sin^2 \theta} \right) \quad (10)$$

B. Campos distantes irradiados por redes circunferenciais

Como a própria denominação sugere, a rede unidimensional circunferencial é aquela na qual os elementos da rede encontram-se dispostos ao longo de uma linha paralela ao perímetro do cilindro, conforme pode ser visualizado na Fig. 2. As antenas encontram-se separadas por um ângulo α e a defasagem

progressiva entre elementos adjacentes corresponde a β_ϕ . Portanto, as correntes de excitação em cada antena t da rede são dadas por:

$$I_t = I_0 \angle \beta_\phi(t-1) = I_0 e^{i\beta_\phi(t-1)} \quad (11)$$

Somando-se os campos irradiados por todos os elementos da rede em um ponto muito distante, obtém-se:

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_{\theta_{10R}} = & -\frac{2hE_{10}e^{-ik_0r}}{\pi^2r} \frac{\sin(k_0b\cos\theta)}{\sin\theta} \\ & \times \sum_{p=0}^{+\infty} \frac{i^p p \xi_p \cos(p\theta_1)}{[(\pi/2\theta_1)^2 - p^2] H_p^{(2)}(k_0a\sin\theta)} \\ & \times \sum_{t=1}^T e^{i\beta_\phi(t-1)} \sin[p(\theta - \gamma_t)] \end{aligned} \quad (12)$$

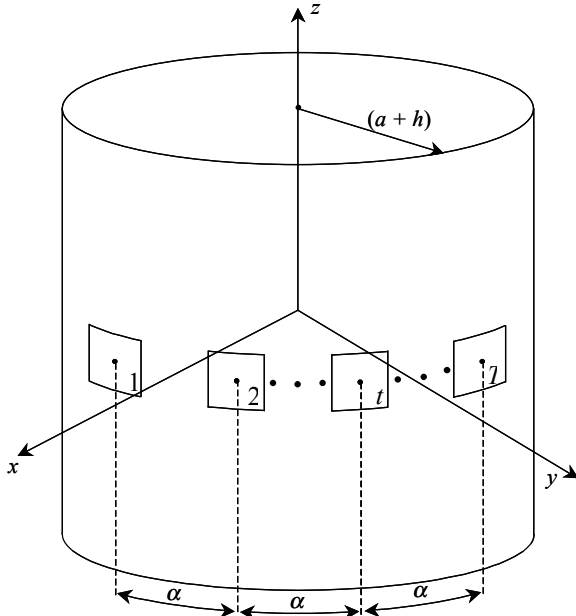


Fig. 2. Geometria de uma rede unidimensional circunferencial.

onde γ_t corresponde ao ângulo entre o eixo x e um plano que passa pelo centro da antena t . Entretanto, se este termo for escrito como:

$$\gamma_t = \gamma_1 + (t-1)\alpha \quad (13)$$

então a equação (12) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_{\theta_{10R}} = & -\frac{2hE_{10}e^{-ik_0r}}{\pi^2r} \frac{\sin(k_0b\cos\theta)}{\sin\theta} \\ & \times \sum_{p=0}^{+\infty} \frac{i^p p \xi_p \cos(p\theta_1)}{[(\pi/2\theta_1)^2 - p^2] H_p^{(2)}(k_0a\sin\theta)} \\ & \times \sum_{t=1}^T e^{i\beta_\phi(t-1)} \sin\{p[\theta - \gamma_1 - (t-1)\alpha]\} \end{aligned} \quad (14)$$

Utilizando-se procedimento análogo para o caso de o elemento operar no modo TM_{01} , obtém-se a seguinte expressão para a componente \mathbf{E}_θ do campo distante irradiado pela rede:

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_{\theta_{01R}} = & -\frac{2ihE_{01}e^{-ik_0r}}{\pi^2r} \frac{\cos(k_0b\cos\theta)}{\sin\theta} \\ & \times \sum_{p=0}^{+\infty} \frac{i^p \xi_p \sin(p\theta_1)}{p H_p^{(2)}(k_0a\sin\theta)} \sum_{t=1}^T e^{i\beta_\phi(t-1)} \\ & \times \cos\{p[\phi - \gamma_1 - (t-1)\alpha]\} \end{aligned} \quad (15)$$

A componente \mathbf{E}_ϕ também é obtida procedendo-se da mesma forma. As eqs. (16) e (17) descrevem o comportamento desta componente, com o elemento operando nos modos TM_{10} e TM_{01} , respectivamente.

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_{\phi_{10R}} = & \frac{2hE_{10}e^{-ik_0r}}{a\pi^2r} \cos\theta \sin(k_0b\cos\theta) \\ & \times \sum_{p=0}^{+\infty} \frac{i^p \xi_p}{H_p^{(2)}(k_0a\sin\theta)} \\ & \times \left(\frac{p^2}{k_0 \sin^2\theta [(\pi/2\theta_1)^2 - p^2]} - \frac{1}{k_0 \cos^2\theta} \right) \\ & \times \cos(p\theta_1) \sum_{t=1}^T e^{i\beta_\phi(t-1)} \cos\{p[\phi - \gamma_1 - (t-1)\alpha]\} \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_{\phi_{01R}} = & \frac{2ihE_{01}e^{-ik_0r}}{a\pi^2r} \cos\theta \cos(k_0b\cos\theta) \\ & \times \sum_{p=0}^{+\infty} \frac{i^p \xi_p}{H_p^{(2)}(k_0a\sin\theta)} \\ & \times \sin(p\theta_1) \left(\frac{k_0}{(\pi/2\theta_1)^2 - k_0^2 \cos^2\theta} - \frac{1}{k_0 \cos^2\theta} \right) \\ & \times \sum_{t=1}^T e^{i\beta_\phi(t-1)} \sin\{p[\phi - \gamma_1 - (t-1)\alpha]\} \end{aligned} \quad (17)$$

III. ANÁLISE DE REDES UNIDIMENSIONAIS CONFORMADAS

Para visualizar os diagramas produzidos pelas expressões obtidas acima, seja inicialmente uma rede com quatro antenas dispostas sobre uma linha paralela ao eixo do cilindro, com espaçamento constante e igual a $0,67 \lambda_0$ entre elementos adjacentes. As correntes de excitação são uniformes e encontram-se todas em fase. Neste caso, $\beta_z = 0^\circ$ e, de acordo com o modelo proposto acima, o ponto de máxima irradiação deve ser em $\theta = 90^\circ$ e $\phi = 90^\circ$. Considerando que todos os elementos da rede possuam as seguintes dimensões: lado reto de $38,017 \text{ mm}$, lado curvo de $39,408 \text{ mm}$, posição da prova em z de $13,903 \text{ mm}$ e posição da prova em ϕ de $14,210 \text{ mm}$, os diagramas de irradiação nos dois planos principais que

contém o ponto de máxima irradiação são apresentados nas Figs. 3 e 4. Estes foram obtidos com uma técnica que simula o diagrama que seria medido utilizando-se um dipolo transmissor girante, de modo a ser possível visualizar o comportamento da razão axial em qualquer direção do espaço.

A análise dos diagramas mostra o efeito da função de rede que pode ser bem visualizado na Fig. 4. Ao contrário, o diagrama da Fig. 3 é igual ao produzido por um único elemento no plano mostrado [2].

Para o caso de uma defasagem progressiva β_z entre as correntes de excitação de antenas adjacentes, o ponto de máxima irradiação deve ser deslocado do ponto original. Assumindo, por exemplo, que $\beta_z = 120^\circ$, o diagrama de irradiação resultante no plano yz é apresentado na Fig. 5. Do gráfico, pode-se verificar que o ponto de máxima irradiação localiza-se em $\phi = 90^\circ$ e $\theta = 119^\circ$ e a razão axial neste ponto vale, aproximadamente, 0,45 dB.

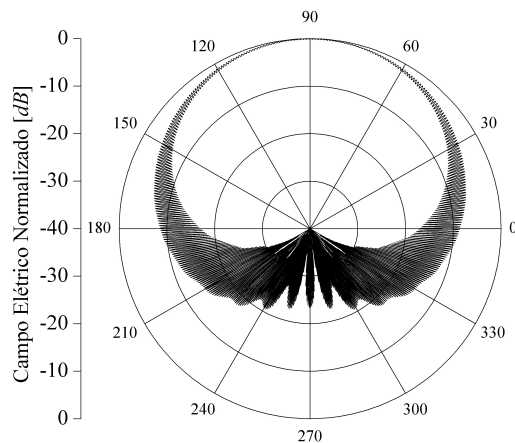


Fig. 3. Diagrama de irradiação no xy do cilindro, produzido pela rede axial de quatro antenas.

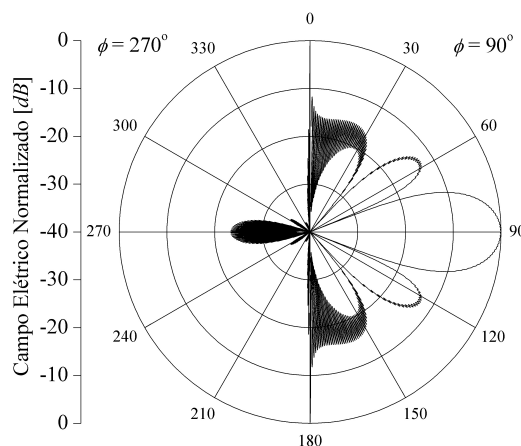


Fig. 4. Diagrama de irradiação no plano yz , produzido pela rede axial de quatro antenas.

Seja, agora, uma rede com 4 antenas dispostas sobre uma linha paralela ao perímetro do cilindro, com espaçamento constante e igual a $0,67 \lambda_0$ entre elementos adjacentes. As correntes de excitação são uniformes e encontram-se todas em fase. Neste caso, $\beta_\phi = 0^\circ$ e a rede assume característica de uma rede *broadside*, onde o ponto de máxima irradiação deve estar localizado em $\theta = 90^\circ$ e $\phi = 90^\circ$ devido às convenções

adotadas. Utilizando as mesmas antenas do caso anterior, os diagramas de irradiação obtidos nos dois planos principais que contém o ponto de máxima irradiação são apresentados nas Figs. 6 e 7.

Considerando-se agora a existência de uma defasagem progressiva β_ϕ entre as correntes de excitação de antenas adjacentes, o ponto de máxima irradiação será deslocado do ponto original, conforme as Figs. 6 e 7. Assumindo, por exemplo, que $\beta_\phi = 60^\circ$, o diagrama de irradiação resultante no plano $\theta = 90^\circ$ é apresentado na Fig. 8. Do gráfico, verifica-se que o ponto de máxima irradiação localiza-se em $\phi = 73,4^\circ$ e $\theta = 90^\circ$ e a razão axial neste ponto vale, aproximadamente, 0,45 dB.

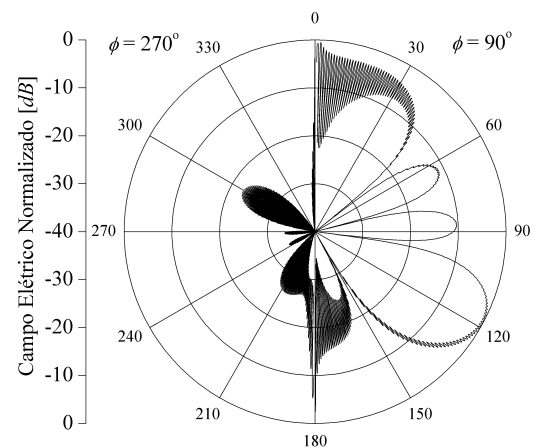


Fig. 5. Diagrama de irradiação no plano yz , produzido com a introdução de uma defasagem de 120° entre as correntes de antenas adjacentes.

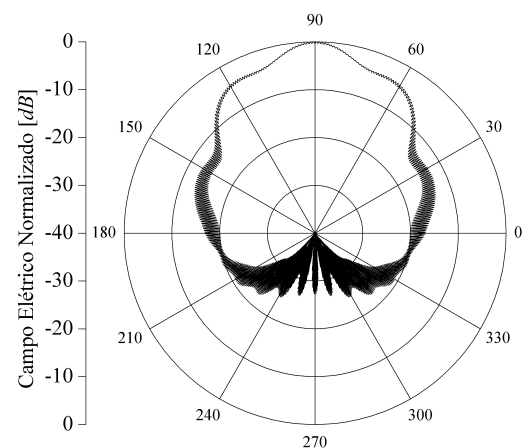


Fig. 6. Diagrama de irradiação no plano xy do cilindro, produzido pela rede circular de 4 antenas.

IV. REDE DE ANTENAS PARA VEÍCULOS ESPACIAIS

Os sistemas irradiadores utilizados para a transmissão dos sinais de telemetria dos veículos espaciais *SONDA IV* e *VLS*, produzidos pelo Instituto de Aeronáutica e Espaço – *IAE/CTA*, foram projetados visando à obtenção de um diagrama de irradiação isotrópico no plano xy .

Para que tal diagrama fosse possível [6] realizou um estudo a fim de determinar o número mínimo de elementos necessários, de acordo com o raio da seção circular do veículo em

consideração. Para o caso do sistema irradiador do *VLS*, 48 elementos foram utilizados, enquanto que, para a rede de antenas do veículo *SONDA IV*, 24 elementos foram necessários.

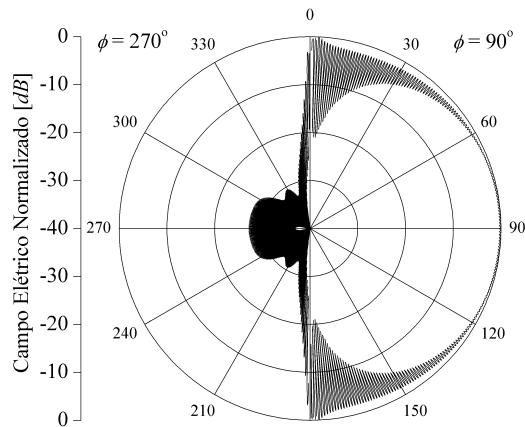


Fig. 7. Diagrama de irradiação no plano yz , produzido pela rede circular de quatro antenas.

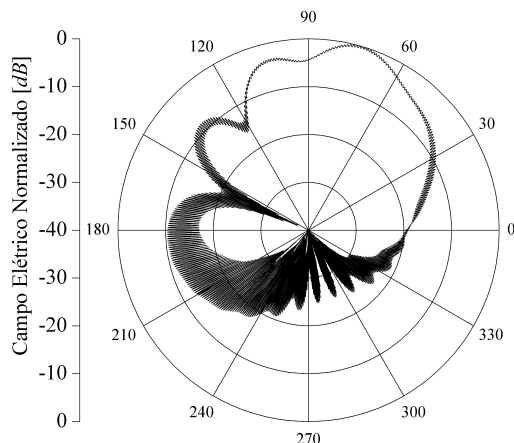


Fig. 8. Diagrama de irradiação no plano xy , produzido pela rede circular de quatro antenas com a introdução de uma defasagem de 60° entre as correntes de antenas adjacentes.

As antenas empregadas atualmente nesses dois veículos espaciais são linearmente polarizadas. Para analisar estruturas circularmente polarizadas, diagramas de irradiação de redes com diferentes números de elementos são avaliadas. As antenas encontram-se uniformemente distribuídas ao longo do perímetro do foguete e excitadas por correntes de mesma amplitude e fase. As análises são realizadas para um foguete com seção circular de raio igual a $0,25\text{ m}$ e para a frequência de $2,25\text{ GHz}$.

Considerando-se inicialmente uma rede formada por quatro destas antenas, a Fig. 9 apresenta o diagrama resultante no plano xy . Verifica-se que o diagrama apresenta nível de *ripple* extremamente elevado, devido ao baixo número de elementos utilizados ao longo de todo o perímetro. Além disso, o nível de razão axial é muito ruim.

Elevando-se o número de elementos da rede para oito, o diagrama obtido é apresentado na Fig. 10. Nota-se que o diagrama ainda apresenta grandes oscilações nos níveis de campo com a variação angular. Entretanto, o nível da razão

axial na parte frontal de cada antena já se apresenta bem melhor do que o da Fig. 9.

O diagrama de uma rede com dezesseis elementos uniformemente espaçados ao longo do perímetro é apresentado na Fig. 11. Neste caso, a estabilidade do diagrama de irradiação já é bem maior do que no caso anterior. O nível de razão axial apresenta-se razoável ao longo de todo o perímetro do foguete. Entretanto, conforme [6], um diagrama aceitável para um cilindro com $0,25\text{ m}$ de raio pode ser obtido com a utilização de 18 elementos, caso em que se obtém o diagrama apresentado na Fig. 12. Observa-se que a variação do nível de campo irradiado é inferior a $0,4\text{ dB}$ ao longo de todo o perímetro. Além disso, o nível de razão axial é, no pior caso, $0,3\text{ dB}$.

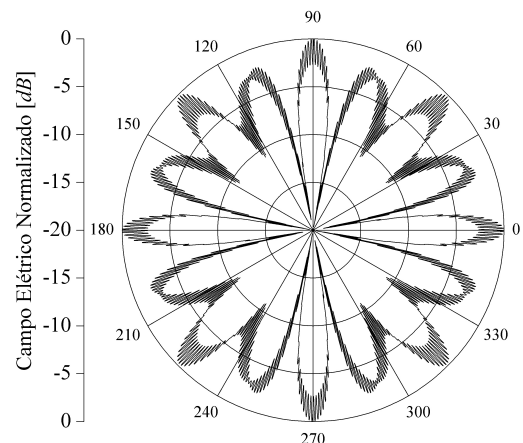


Fig. 9. Diagrama de irradiação para uma rede de quatro antenas uniformemente espaçadas ao longo do perímetro do foguete (Plano xy).

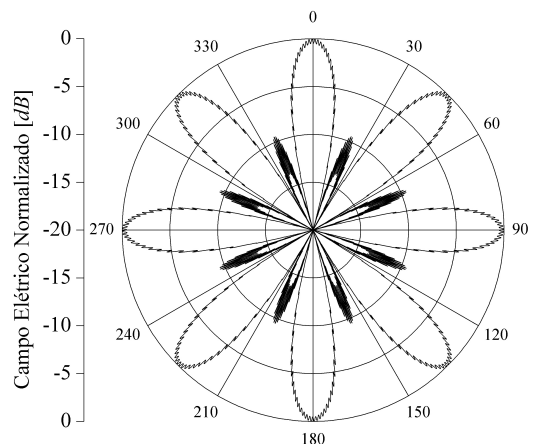


Fig. 10. Diagrama de irradiação para uma rede de oito antenas uniformemente espaçadas ao longo do perímetro do foguete (Plano xy).

Essa rede formada por 18 elementos pode ser implementada a partir da construção de três sub-redes com seis elementos cada, porém a utilização de oito faz com que o sistema alimentador apresente maior facilidade de projeto e construção. Portanto, o número total de elementos ao longo do perímetro do foguete passa a ser 24, resultando no diagrama da Fig. 13. Neste caso, é possível visualizar uma completa estabilidade do diagrama, além de uma razão axial

da ordem de 0,1 dB.

Essa rede formada por 18 elementos pode ser implementada a partir da construção de três sub-redes com seis elementos cada, porém a utilização de oito faz com que o sistema alimentador apresente maior facilidade de projeto e construção. Portanto, o número total de elementos ao longo do perímetro do foguete passa a ser 24, resultando no diagrama da Fig. 15. Neste caso, é possível visualizar uma completa estabilidade do diagrama, além de uma razão axial da ordem de 0,1 dB.

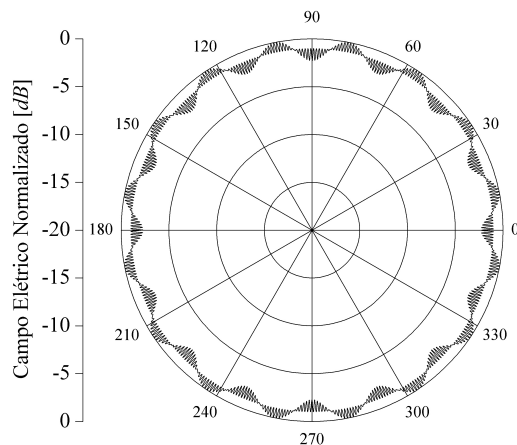


Fig. 11. Diagrama de irradiação para uma rede de dezesseis antenas uniformemente espaçadas ao longo do perímetro do foguete (Plano xy).

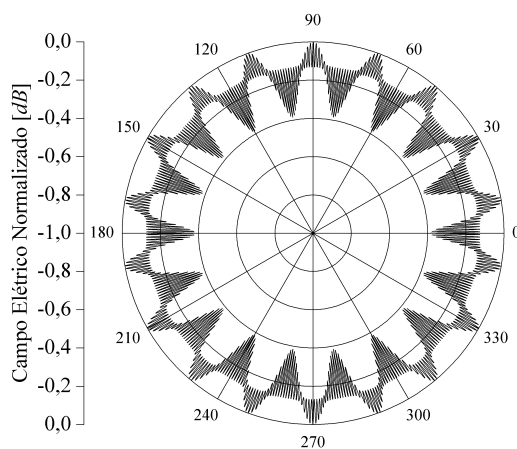


Fig. 12. Diagrama de irradiação para uma rede de dezoito antenas uniformemente espaçadas ao longo do perímetro do foguete (Plano xy).

Assim, uma rede com 24 elementos circularmente polarizados igualmente espaçados poderia ser uma solução para o sistema irradiante para telemetria operando em 2,25 GHz de um foguete com raio de 0,25 m. Neste caso, os elementos encontram-se dispostos ao longo do perímetro do cilindro, separados por um ângulo equivalente a 15°. Considerando-se a espessura do substrato igual a 3,048 mm, este valor corresponde a uma distância de 66,248 mm entre as provas de alimentação de antenas adjacentes.

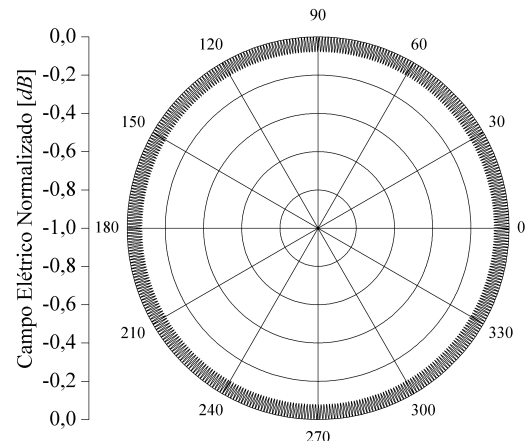


Fig. 13. Diagrama de irradiação para uma rede de 24 antenas uniformemente espaçadas ao longo do perímetro do foguete (Plano xy).

V. CONCLUSÕES

Redes de antenas de microfita moldadas sobre superfícies cilíndricas foram estudadas. As expressões que descrevem os campos distantes irradiados por redes axiais e circunferenciais foram deduzidas e posteriormente particularizadas para os casos de redes circularmente polarizadas com quatro elementos igualmente espaçados. O efeito da introdução de uma fase relativa entre as correntes de excitação dos elementos também foi mostrado.

Por fim, um estudo de redes de antenas para aplicações em veículos espaciais, onde um diagrama de irradiação isotrópico no plano de roll do foguete é desejado, foi descrito. O caso em análise considera um cilindro de 0,25 m de raio, sobre o qual devem ser montadas 24 antenas uniformemente espaçadas e excitadas para que um diagrama isotrópico, aliado a um bom nível de razão axial da onda irradiada, seja obtido.

REFERÊNCIAS

- [1] Kin-Lu Wong, *Design of Nonplanar Microstrip Antennas and Transmission Lines*. John Wiley & Sons. New York, 1999.
- [2] M. V. T. Heckler, R. Schildberg, J. C. da S. Lacava, e Lucio Cividanes, "Algoritmo para Síntese de Antenas de Microfita Circularmente Polarizadas Moldadas sobre Superfícies Cilíndricas," *Submetido para o XX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*. Rio de Janeiro, Out. 2003.
- [3] Y. T. Lo, D. Solomon, and W. F. Richards, "Theory and experiment on microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-27, pp. 137 – 145, Mar. 1979.
- [4] W. F. Richards, Y. T. Lo, and D. D. Harrison, "An improved theory for microstrip antennas and applications," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-29, pp.38 – 46, Jan. 1981.
- [5] C. M. da Silva, "Redes de antenas de microlinha moldadas sobre superfícies cilíndricas com interface optoeletrônica," Tese de Doutorado, ITA, 1992.
- [6] F. Lumini, "Análise e projeto de antenas de microlinha retangulares moldadas sobre superfícies cilíndricas," Tese de Mestrado, ITA, 1991.