

APROXIMAÇÕES ASSINTÓTICAS PARA O ACOPLAMENTO MÚTUO EM UM CONJUNTO DE ALIMENTADORES

José R. Bergmann e Fernando J. S. Moreira

Centro de Estudos em Telecomunicações - PUC/RJ
R. Marquês S. Vicente 225, CEP 22453, Rio de Janeiro-RJ, Brasil

RESUMO

O problema de acoplamento de campos em um conjunto de guias retangulares com aberturas coplanares é abordado neste trabalho. São apresentadas aproximações assintóticas para o cálculo dos elementos da matriz de admitância mútua, as quais são comparadas aos valores obtidos para as expressões exatas. Para avaliar o uso destas aproximações, elas são utilizadas na síntese de uma antena para produzir um feixe modelado.

1. Introdução

Conjunto de alimentadores são usualmente empregados em antenas refletoras projetadas para produzir feixes modelados. Quando as aplicações requerem dupla polarização, cornetas com abertura retangular são utilizadas como elementos destes conjuntos, sendo essencial a inclusão dos efeitos de acoplamento mútuo na análise dos campos.

A referência [1] apresenta uma análise do acoplamento mútuo em um conjunto composto de diferentes guias retangulares, partindo de uma representação dos campos em termos dos modos TE e TM existentes em cada uma das aberturas. O trabalho é centrado na determinação das expressões para os elementos da matriz de admitância a qual é utilizada para determinar a matriz de espalhamento da estrutura. O cálculo de tais elementos envolve integrais múltiplas, havendo sido apresentados vários métodos para reduzir a ordem destas integrais. Nas referências [1,2] as expressões são reduzidas a uma integral simples para a auto-admitância e dupla para as demais. Assim, além da escolha criteriosa dos modos TE e TM a serem utilizados em cada abertura, o esforço computacional envolvido no cálculo da matriz de admitância dependerá da resolução numérica das integrais duplas. Para reduzir este esforço, neste trabalho são introduzidas aproximações assintóticas nas expressões da admitância mútua, permitindo a solução analítica para as integrais. Significante redução no esforço numérico é obtido pelo uso destas aproximações, o que será ilustrado com a sua aplicação à síntese de uma antena que atenda as especificações do BRASILSAT.

2. Expressões para o acoplamento mútuo

A análise apresentada supoe que as diversas aberturas dos alimentadores estejam situadas num plano condutor elétrico infinito [2]. Como mostrado na Figura 1, as aberturas retangulares tem seus lados paralelos aos eixos cartesianos x e y . A expressão geral para o acoplamento entre modos no

interior do conjunto é dada por

$$C_{mn}^{ij} = \frac{j\omega\epsilon_0 Z_n}{2\pi N_m} \iint_{S_1} \mathbf{W}_m^i \cdot \iint_{S_j} \mathbf{W}_n^j G(|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|) ds'_j ds_i \quad (1)$$

onde $N_m = \iint_{S_1} \mathbf{h}_m^i \cdot \mathbf{h}_m^i ds_i$, Z_n a impedância do modo e $G(\mathbf{r}-\mathbf{r}')$ é a função de green para o espaço livre. C_{mn}^{ij} refere-se ao acoplamento entre o modo m na abertura i e o modo n na abertura j . O vetor $\mathbf{H}_m$ é

$$\mathbf{H}_m^{i,j} = \mathbf{h}_m^{i,j} + \left(\frac{\nu_{m,n}}{k_0}\right) H_{zm}^{i,j} \mathbf{z} \quad (2)$$

onde $\mathbf{H}_m$ é o campo magnético transversal, H_z é a componente do modo na direção z , e ν_{mm} e k_0 são as constantes de propagação do modo e de uma onda no espaço livre, respectivamente.

Uma vez conhecido os modos que representarão os campos nas diversas aberturas pode-se resolver analiticamente duas das quatro integrais da Eq. 1 através do método de Lewin [1,2]. O resultado final é o seguinte:

$$C_{mn}^{ij} = \frac{-j\pi\omega\epsilon_0}{2(\lambda_m\lambda_n)^2} \frac{Z_n}{N_m} R_{mn} [C_x I_x + C_y I_y + C_z I_z] \quad (3)$$

onde as expressões para $I_{x,y,z}$ (que envolvem integrais duplas) e para $R_{mn}, C_{x,y,z}$ são encontrados em na Referência [2].

3. Expressões para acoplamento de aberturas afastadas

Quando for suficientemente grande a distância entre as duas aberturas onde os coeficientes de acoplamento estão sendo calculados, a função de Green do espaço livre $G(|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|)$ pode ser expandida da seguinte forma :

$$G(|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|) \cong G(R_{1j}) \left\{ 1 - \frac{1}{R_{1j}} \left[(x-x') \cos\psi_{1j} + (y-y') \sin\psi_{1j} \right] - \frac{jk_0}{2R_{1j}} \left[(x-x') \sin\psi_{1j} - (y-y') \cos\psi_{1j} \right]^2 \right\} e^{-jk_0[(x-x') \cos\psi_{1j} + (y-y') \sin\psi_{1j}]} \quad (4)$$

Substituindo a expressão acima em (1) e resolvendo as integrais $I_{x,y,z}$ analiticamente, o resultado é o seguinte:

$$I_z^x = G(R_{1j}) \left\{ A_1 \times A_2 - \frac{1}{R_{1j}} \left[A_2 \times A_3 \cos\psi_{1j} + A_1 \times A_4 \sin\psi_{1j} \right] - \frac{jk_0}{2R_{1j}} \times \left[A_2 \times A_5 \sin^2\psi_{1j} - 2 A_3 \times A_4 \sin\psi_{1j} \cos\psi_{1j} + A_1 \times A_6 \cos^2\psi_{1j} \right] \right\}$$

$$\text{onde} \quad A_1 = F_1^s(a_j, p_n, k_0 \cos\psi_{1j}) \quad F_1^s(a_i, p_m, -k_0 \cos\psi_{1j})$$

$$A2 = F1_c^s(b_j, q_n, k_o \sin \psi_{1j}) F1_c^s(b_1, q_m, -k_o \sin \psi_{1j})$$

$$A3 = F1_c^s(a_j, p_n, k_o \cos \psi_{1j}) F2_c^s(a_1, p_m, -k_o \cos \psi_{1j}) - \\ - F2_c^s(a_j, p_n, k_o \cos \psi_{1j}) F1_c^s(a_1, p_m, -k_o \cos \psi_{1j})$$

$$A4 = F1_c^s(b_j, q_n, k_o \sin \psi_{1j}) F2_c^s(b_1, q_m, -k_o \sin \psi_{1j}) - \\ - F2_c^s(b_j, q_n, k_o \sin \psi_{1j}) F1_c^s(b_1, q_m, -k_o \sin \psi_{1j})$$

$$A5 = F1_c^s(a_j, p_n, k_o \cos \psi_{1j}) F3_c^s(a_1, p_m, -k_o \cos \psi_{1j}) - \\ - 2 F2_c^s(a_j, p_n, k_o \cos \psi_{1j}) F2_c^s(a_1, p_m, -k_o \cos \psi_{1j}) + \\ + F3_c^s(a_j, p_n, k_o \cos \psi_{1j}) F1_c^s(a_1, p_m, -k_o \cos \psi_{1j})$$

$$A6 = F1_c^s(b_j, q_n, k_o \sin \psi_{1j}) F3_c^s(b_1, q_m, -k_o \sin \psi_{1j}) - \\ - 2 F2_c^s(b_j, q_n, k_o \sin \psi_{1j}) F2_c^s(b_1, q_m, -k_o \sin \psi_{1j}) + \\ + F3_c^s(b_j, q_n, k_o \sin \psi_{1j}) F1_c^s(b_1, q_m, -k_o \sin \psi_{1j})$$

$$F1s(a, p, K) = \begin{cases} 0 & , p = 0 \\ \pm ja/2 & , K = \pm p\pi/a, p \neq 0 \\ -\delta[1-(-1)^p e^{jKa}]/\Delta, \text{no resto} \end{cases}$$

$$F1c(a, p, K) = \begin{cases} a & , p = K = 0 \\ a/2 & , K = \pm p\pi/a, p \neq 0 \\ iK [1-(-1)^p e^{jKa}]/\Delta, \text{no resto} \end{cases}$$

$$F2s(a, p, K) = \begin{cases} 0 & , p = 0 \\ a^2 [-1/p\pi \pm j]/4 & , K = \pm p\pi/a, p \neq 0 \\ [p\pi/\beta] \{ (-1)^p e^{jKa} [1+2jK/(a\Delta)] - 2jK/(a\Delta) \}, \text{no resto} \end{cases}$$

$$F2c(a, p, K) = \begin{cases} a^2/4 & , p = K = 0 \\ [a^2/4] [1+j/(p\pi)] & , K = \pm p\pi/a, p \neq 0 \\ \frac{(-1)^p e^{jKa}}{\Delta} [[-jKa + (\delta^2 + K^2)/\Delta] - (\delta^2 + K^2)/\Delta], \text{no resto} \end{cases}$$

$$F3s(a, p, K) = \begin{cases} 0 & , p=0 \\ a^3 \{ -1/(2p\pi) \pm j [1/3 - 1/(2(p\pi)^2)] \} / 2 & , K = \pm p\pi/a, p \neq 0 \\ \frac{p\pi}{\Delta} \left\{ (-1)^p e^{jKa} \left[a + \frac{j4K}{\Delta} - \frac{2\delta^2 + 6K^2}{a\Delta^2} \right] + \frac{2\delta^2 + 6K^2}{a\Delta^2} \right\} & , \text{no resto} \end{cases}$$

$$F_{3c}(a,p,K) = \begin{cases} a^3/3 & , p=K=0 \\ a^3 [1/3 + (1/(p\pi) + j)/(2p\pi)]/2 & , K=\pm p\pi/a, p \neq 0 \\ \frac{jK}{\Delta} \left\{ (-1)^p e^{jKa} \left[-a^2 + \frac{2a}{jK} \frac{\delta^2 + K^2}{\Delta} + \frac{6\delta^2 + 2K^2}{\Delta^2} \right] - \frac{6\delta^2 + 2K^2}{\Delta^2} \right\} & \end{cases}$$

para $\delta = (p\pi/a)$ e $\Delta = (K^2 - \delta^2)$ nas equações acima.

As Figuras 2.a e 2.b mostram uma comparação entre os valores dos coeficientes obtidos por integração numérica e pelas expressões assintóticas acima. Para os guias com posição relativa ilustrada na Figura 2, as curvas correspondem ao admitância mútua entre os modos TE₁₀ e TE₀₁, a qual é fundamental para a avaliação da polarização cruzada.

4. Caso exemplo : BRASILSAT

Para ilustrar a aplicação da aproximação assintótica, ela será utilizada no projeto de um conjunto de alimentadores que associado a um refletor parabólico deverá produzir um feixe para iluminar o BRASIL. Espera-se para o campo distante uma iluminação mínima de 25 dBi dentro das fronteiras nacionais e 27, 29 e 31 dBi para as regiões delimitadas pelos polígonos. Paralelamente, é exigido uma discriminação de polarização cruzada de -33 dB sobre a cobertura principal. Estas especificações requerem grande detalhamento da distribuição de potência e forçam o aparecimento de polarização cruzada.

Como ilustrado na Figura 2, o conjunto é composto de 17 alimentadores idênticos com seção transversal de 4,8cmx4,2cm. A origem do sistema (x₀,y₀) coincide com o foco do parabolóide. As principais dimensões deste refletor são descritas na Fig.3, sendo a frequência de projeto de 6,15 GHz. Considerando que apenas o modo fundamental seja excitado em cada alimentador, a síntese da amplitude e fase destas excitações utilizou 12 modos em cada abertura (TE_{pq}, TM_{pq} com p,q ≤ 2). Como descrito na referência [3], a síntese utiliza o método de MINIMAX e as aproximações da Ótica Física são para calcular o campo espalhado pelo refletor.

Para efeito de comparação, as expressões exatas para as admitâncias encontradas nas Referência [2] são utilizadas na síntese das excitações. O diagrama de radiação da antena é mostrado na Figura 5. Para avaliar as aproximações apresentadas neste trabalho, a matriz de acoplamento é recalculada para os mesmos 12 modos, empregando-se as expressões assintóticas para obter o acoplamento entre modos presentes em aberturas que não forem adjacentes. Para o caso, isto corresponde a $D > 0.8\lambda$, como definido na Figura 2. Utilizando a nova matriz e as excitações obtidas anteriormente, o diagrama é recalculado e mostrado na Fig 6. Como pode ser observado pela comparação das Figuras 5 e 6, os diagramas para a componente principal são idênticos. Para a polarização cruzada, as discrepâncias aparecem para os níveis abaixo de -40 dB, permitindo sua utilização para este tipo de

problema. Entretanto, a vantagem desta formulação assintótica é clara quando comparamos os tempos de computador necessários para o cálculo da matriz de espalhamento: 4450 segundos para o primeiro caso e 1450 segundos para este último (IBM 4381).

5. Referências

- [1] - T. S. Bird; "Mode coupling in a planar circular waveguide array"; IEE J. Microw. Opt. Acoust., V. 3, pp. 172-180, Sept. 1979.
- [2] - T. S. Bird; "Analysis of mutual coupling in finite arrays of different-sized rectangular waveguides"; IEEE Trans. Antenn. Propagat., V. AP-38, pp. 166-172, Feb. 1990.
- [3] - P. D. Patel and K. K. Chan; "Optimisation of contoured beams for satellite antennas"; IEE Proc., V. 132, Pt. H, n^o 6, pp. 400-406, Oct. 1985.

Este trabalho foi suportado por Telecomunicações Brasileiras S.A através do contrato PUC-TELEBRAS 415-91-JDPqD.

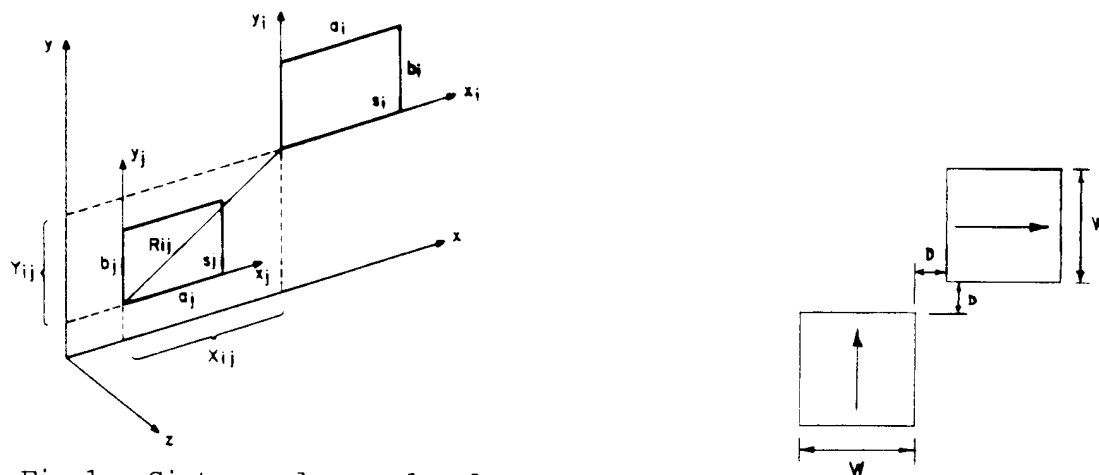


Fig.1 - Sistemas de coordenadas

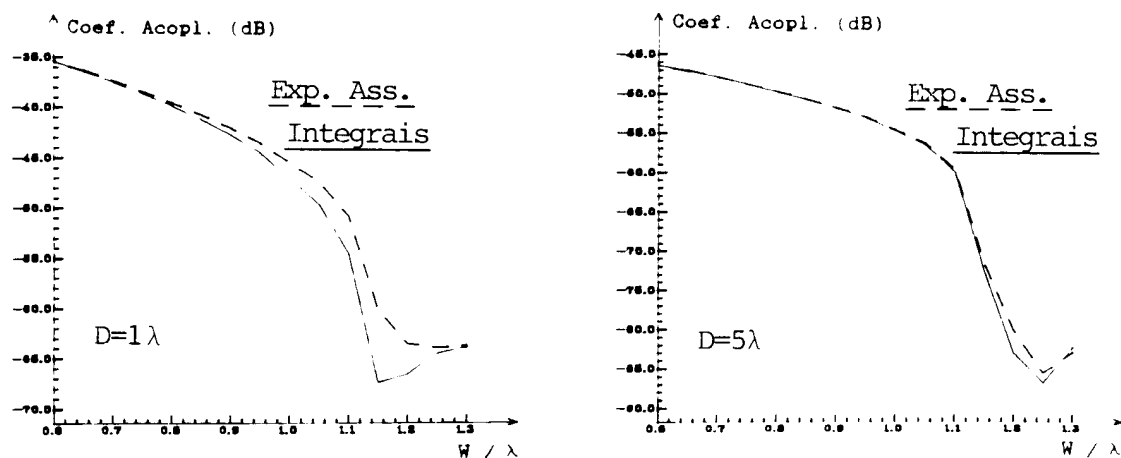


Fig.2 - Coeficiente de acoplamento TE_{10} - TE_{01}

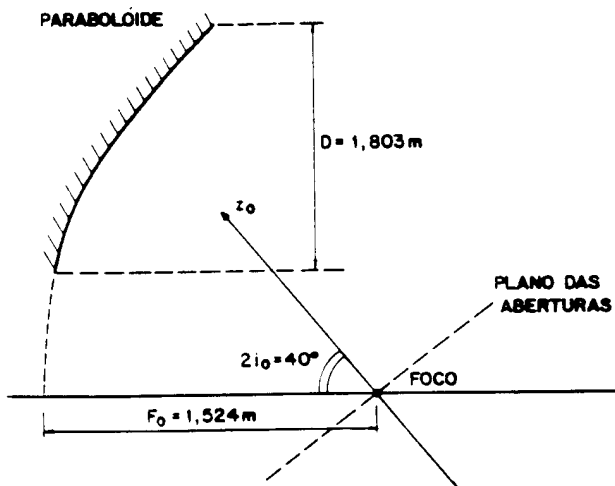


Fig.3 - Geometria do refletor

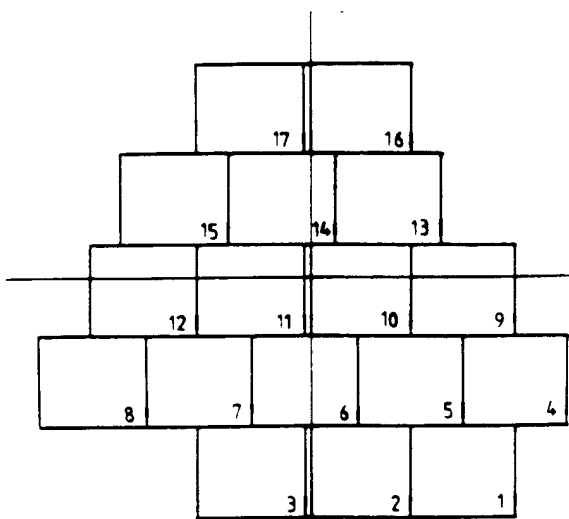


Fig.4 - Conjunto de alimentadores

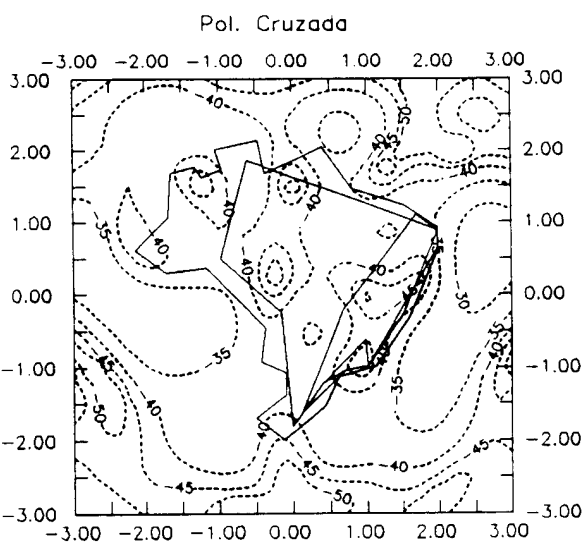
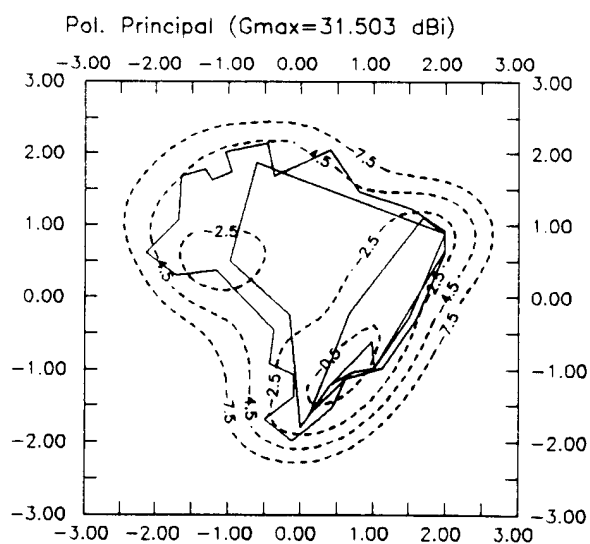


Fig.5 - Diagrama de radiação

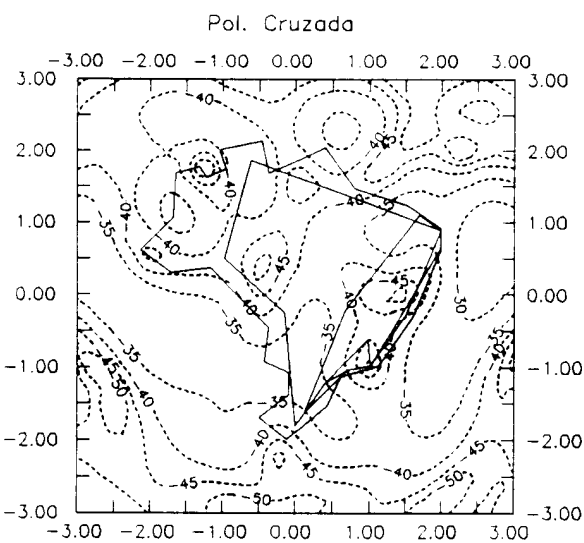
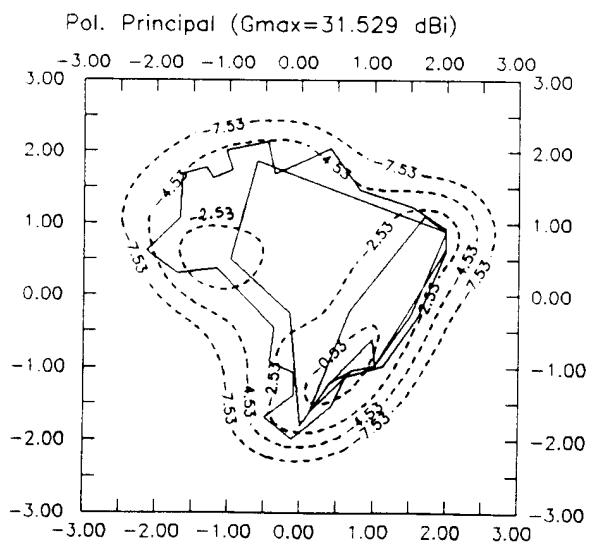


Fig.6 - Diagramas obtidos com o uso das aproximações