

1. Classificação INPE-COM.10/PE CDU: 621.396.677		2. Período	4. Critério de Distribuição: interna ☐ externa ☒
3. Palavras Chaves (selecionadas pelo autor) ANTENAS GUIA DE ONDAS CIRCULAR			
5. Relatório nº INPE-1203-PE/114	6. Data Março de 1978	7. Revisado por <i>Pawel Rozenfeld</i> Pawel Rozenfeld	
8. Título e Sub-Título GUIA DE ONDAS CIRCULAR COMO ALIMENTADOR DE ANTENA PARABÓLICA		9. Autorizado por <i>Nelson de J. Parada</i> Nelson de J. Parada Diretor	
10. Setor DEE/GRA	Código 30.200	11. Nº de cópias 14	
12. Autoria Lucio Baptista Cividanes Carlos Eduardo Santana		14. Nº de páginas 17	
13. Assinatura Responsável <i>Lucio Cividanes</i>		15. Preço	
16. Sumário/Notas Este artigo analisa um alimentador tipo guia de onda circular para antena parabólica. É descrito detalhadamente o projeto de tal alimentador e determina-se analiticamente sua resistência de entrada. Medidas experimentais confirmam a validade da teoria proposta.			
17. Observações Submetido para publicação na Revista Brasileira de Tecnologia.			

GUIA DE ONDAS CIRCULAR COMO ALIMENTADOR DE ANTENA PARABÓLICA

Lucio Baptista T. Cividanes

Carlos Eduardo Santana

Instituto de Pesquisas Espaciais

Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico

Caixa Postal 515

CEP 12 200, São José dos Campos, SP, Brasil

05 Figuras

ABSTRACT

A circular waveguide feed for a parabolic reflector antenna is analysed. A detailed procedure outline for the design of such feed is given, with an analytical determination of its input resistance. Experimental measurements confirm the validity of the theory.

INTRODUÇÃO

Este artigo trata do cálculo de um alimentador para um refletor parabólico de 9,5 m de diâmetro destinado à recepção de dados meteorológicos colhidos pelo satélite geoestacionário SMS.

O alimentador deve operar em uma faixa de pelo menos 4 MHz em torno da frequência central de 1687,1 MHz e apresentar polarização linear. O projeto deve procurar diminuir os requisitos de correção de apontamento da antena devido aos movimentos do satélite, bem como prover uma estrutura de excitação conveniente a partir de um cabo coaxial com impedância característica de 50 Ω .

O relacionamento do diagrama de radiação do alimentador em espaço livre com o campo distante devido ao conjunto refletor alimentador está amplamente discutido em (1) e não será repetido aqui. Em resumo, para diminuir o transbordamento (spill-over) e manter uma boa eficiência de iluminação, o alimentador deve ser dimensionado para produzir uma iluminação da abertura com 10 dB de atenuação na borda. Para um parabolóide com razão foco/diâmetro (F/D) igual a 0,4, temos que a atenuação de espaço livre na direção das bordas (1) é de 2,8 dB, e portanto o diagrama de radiação do alimentador deve ter uma atenuação de aproximadamente 7 dB nas direções $\theta = \pm 64^\circ$, correspondentes à borda.

Para que o parabolóide apresente um diagrama simétrico em relação a seu eixo, é necessário que o alimentador possua diagramas idênticos nos seus planos E e H. Considerando-se que os guias circulares com $(2a/\lambda) < 0,5$ (a é o raio do guia e λ o comprimento de onda) apresentam diagramas bastantes simétricos em boa parte do lóbulo principal (1) e que para tais guias a iluminação de suas aberturas é pouco sensível ao truncamento do guia, optou-se pelo alimentador do tipo guia circular.

DESCRIÇÃO DO ALIMENTADOR

Para polarização linear e operação em um único modo, a configuração de interesse é a correspondente ao modo fundamental TE_{11} .

Para determinar o raio do guia de modo a obter o diagrama de radiação desejado, vamos admitir que a largura de feixe correspondente a 7 dB não é muito diferente da largura de feixe de 10 dB. Assim fazendo $\theta_E(1/10) \approx 64^\circ$, temos de (2) que $(2a/\lambda) \approx 0.78$; na realidade, teremos que diminuir a para conseguir 7 dB de atenuação em $\theta = 64^\circ$ e então

$$\frac{2a}{\lambda} < 0.78 \dots\dots\dots (I)$$

Para guias circulares, as frequências de corte são dadas por

$$\frac{2a}{\lambda} = \frac{X_{np}}{\pi}, \quad \frac{2a}{\lambda} = \frac{X'_{np}}{\pi}$$

onde X_{np} denota o p-ésimo zero da função de Bessel de ordem n e X'_{np} o

p-ésimo zero da derivada da função de Bessel de ordem n . Então, para permanecer operando abaixo da frequência de corte do modo seguinte ao modo fundamental TE_{11} , devemos ter

$$\frac{2a}{\lambda} > 0.6 \quad (II)$$

Para que a operação se dê na região mais linear do diagrama de dispersão do modo fundamental, é conveniente que $(2a/\lambda)$ seja mais próximo do seu limite superior dado pela eq. (I). Desta forma, vamos estipular

$$0,68 < \frac{2a}{\lambda} < 0,78 \quad (III)$$

No projeto específico para a frequência central de 1 687,1 MHz ($\lambda = 17,78$ cm), uma escolha apropriada é $(2a/\lambda) = 0.71$, porque corresponde a um diâmetro padrão (5") de tubos de latão e cobre. Com esta escolha, temos para as larguras de feixes de 10 dB nos planos E e H (1):

$$\theta_E (1/10) = 70.5^\circ, \quad \theta_H (1/10) = 91^\circ$$

Portanto, pode-se esperar que a largura de feixe de 7 dB será próxima do valor desejado de 64° .*

Como o guia sô permite propagação do modo fundamental, a maneira mais simples de excitá-lo é por meio de uma sonda diretamente ligada ao condutor central do cabo coaxial, como mostra a Figura 1. O cálculo de d , ℓ e L deve prover o casamento de impedancias apropriado.

FIGURA 1 

* Em um trabalho recente (4), chegou-se também, por considerações diferentes das apresentadas aqui, a $(2a/\lambda) = 0.71$.

CÁLCULO DA EXCITAÇÃO

Para determinar d , ℓ , e L , é necessário resolver o problema de excitação de guias de ondas por meio de correntes. A maneira usual de resolver tal problema é pelo equacionamento das expansões modais à direita e à esquerda da fonte, levando em consideração a descontinuidade do campo magnético tangencial sobre a fonte. Fazendo isto, encontra-se para o campo transversal no interior de guias uniformes

$$\begin{aligned} \underline{E}_T(\rho, \phi, z) &= \sum_i V_i(z) \underline{e}_i(\rho, \phi) \\ \underline{H}_T(\rho, \phi, z) &= \sum_i I_i(z) \underline{h}_i(\rho, \phi) \end{aligned} \quad (IV)$$

onde ρ , ϕ e z denotam as coordenadas cilíndricas, $\underline{e}_i$ e $\underline{h}_i$ são as funções modais vetoriais, que só dependem das coordenadas transversais (ρ, ϕ) e são independentes da fonte, V_i e I_i são os análogos de tensão e corrente em linhas de transmissão e o somatório engloba todos os modos possíveis.

O campo dado por (IV) está normalizado de forma tal que a potência transportada pelo i -ésimo modo é

$$P_i = V_i I_i^*$$

e se o modo for propagante, esta potência será puramente real e dada por

$$P_i = [V_i]^2 / Z_i \quad (V)$$

onde Z_i é a impedância característica do modo.

Em primeira aproximação consideramos somente a existência do modo fundamental TE_{11} , propagante. Com esta simplificação, só será possível determinar a parte real da impedância do excitador, ficando a parte

imaginária inacessível. Entretanto, se os cálculos finais resultarem em $\ell \sim \lambda/4$, podemos esperar uma parte reativa muito pequena, por analogia com o dipolo curto com plano de terra.

Para uma sonda curta e de espessura desprezível, usando a aproximação da distribuição senoidal de densidade de corrente, temos:

$$\underline{j} = -I_0 \rho^{-1} \sin[k(\rho - a + \ell)] \delta(\phi - \phi_0) \delta(z - z_0) \underline{e}_0 \quad (\text{VI})$$

onde $k = 2\pi/\lambda$, $\underline{e}_0$ é o unitário na direção radial e $\delta(x - x_0)$ é a função delta de Dirac.

Das equações (V) e (VI), obtemos para a parte resistiva da impedância da sonda:

$$R = \frac{P}{|I(a)|^2} = \frac{|V_i|^2}{I_0^2 |\sin k\ell|^2 Z_i} \quad (\text{VII})$$

onde $I(a)$ é a corrente na base da sonda.

V_i e I_i satisfazem as equações de uma linha de transmissão com fontes i_i e v_i (2):

$$\frac{dV_i}{dz} = j k_i Z_i I_i + v_i \quad (\text{VIII.a})$$

$$\frac{dI_i}{dz} = j k_i Y_i V_i + i_i \quad (\text{VIII.b})$$

onde, para modos TE, a impedância característica Z_i e a constante de propagação modal k_i são

$$Z_i = \frac{\omega \mu}{k_i}, \quad k_i = \sqrt{k^2 - k_{ti}^2} \quad (\text{IX})$$

sendo que a constante de propagação modal transversal k_{ti} será definida mais adiante (equação (XII)).

Neste caso específico no qual a excitação do guia é feita por uma corrente na direção radial (eq. (VI)), temos que (3)

$$\begin{aligned} v_i &= 0 \\ i_i &= \int_S \underline{J} \cdot \underline{e}_i^* ds \end{aligned} \quad (X)$$

onde a integração é sobre a seção transversal da guia e o símbolo * significa o complexo conjugado. Para modos TE em guias circulares, as funções modais vetoriais são (3):

$$\underline{e}_i = C_i J'_n(k_{ti} \rho) e^{-jn\phi} \underline{\phi}_0 + C_i \frac{jn}{k_{ti} \rho} J_n(k_{ti} \rho) e^{-jn\phi} \underline{\rho}_0 \quad (XI)$$

onde $\underline{\phi}_0$ e $\underline{\rho}_0$ são os unitários na direção ρ e ϕ , respectivamente, e

$$k_{ti}^2 = \left(\frac{X_{np}}{a}\right)^2, \quad C_i = \frac{k_{ti}}{\sqrt{\pi [(k_{ti}a)^2 - n^2]}} \cdot \frac{1}{J_n(k_{ti}a)} \quad (XII)$$

e o índice i é, na verdade, np (varia com n e com p).

Das equações (X) e (XI), tiramos

$$i_i = C_i \frac{I_0 jn}{k_{ti}} \cdot A(a, \ell) \cdot e^{jn\phi_0} \cdot \delta(z-z_0) \quad (XIII)$$

com

$$A(a, \ell) = \int_{a-\ell}^a \frac{J_n(k_{ti}\rho)}{\rho} \sin[k(\rho-a+\ell)] d\rho \quad (XIV)$$

ou seja, a linha de transmissão a ser resolvida para calcular V_i tem

uma fonte de corrente em $z = z_0$, como indicado na Fig. 2.

FIGURA 2

A solução $V_i(z)$ para $z > z_0$ em termos de ondas propagantes é

$$V_i(z) = - \frac{Z_i I_i}{2} \frac{\vec{Y}(z_0) + Y_i}{\vec{Y}(z_0)} [e^{-jk_i(z-z_0)} + \vec{\Gamma}(z_0) e^{jk_i(z-z_0)}] \quad (XV)$$

onde $\vec{Y}(z_0)$ e $\vec{\Gamma}(z_0)$ representam a admitância e o coeficiente de reflexão olhando para a direita do ponto z_0 , e $\vec{Y}(z_0)$ é a soma das admitâncias vistas à direita e à esquerda de z_0 .

No nosso caso, temos que

$$\vec{\Gamma}(z_0) = 0, \quad \vec{Y}(z_0) = -j Y_i \cot(k_i d), \quad \vec{Y}(z_0) = Y_i$$

$$\vec{Y}(z_0) = Y_i [j \tan(k_i d)]^{-1} e^{jk_i d}$$

Consequentemente,

$$V_i(z) = Z_i I_0 A(a, \ell) C_i \frac{n}{k_{ti}} \sin(k_i d) e^{jn \phi_0} e^{-jk_i(d+z)} \quad (XVI)$$

Substituindo (XVI) em (XII), e especializando o resultado para o modo TE_{11} , vem

$$R = B \left| \frac{\sin(k_{11} d)}{\sin(k \ell)} A(a, \ell) \right|^2 \quad (XVII)$$

onde

$$B = \frac{2 f \mu_0}{j_1^2 (X_{11}') [X_{11}'^2 - 1] k_{11}}$$

Para determinar os valores de ℓ e d que satisfaçam (XVII) com $R = 50 \Omega$, vamos fixar d em seu valor usual de $\lambda_G/4$ (λ_G é o comprimento de onda no guia) de modo que $\sin(k_{11} d) = 1$ (desta maneira a parede em curto refletirá uma impedância infinita em $z = z_0$) e plotar a eq. (XVII) em função de ℓ . Fazendo isto (veja a determinação de $A(a, \ell)$ no Apêndice), obtemos a Fig. 3.

FIGURA 3

Da Fig. 3, para operação na frequência de 1687,1 MHz, $a = 5''$, $d = 7,85$ cm, temos que o comprimento da sonda deve ser fixado em 4,9 cm. Quanto à distância L , lembrando que os modos evanescentes se tornam desprezíveis após propagarem uma distância maior que $\lambda_G/3$, vemos que não existem maiores limitações na sua escolha. Tomamos $L = 20$ cm, completando assim o cálculo do alimentador.

RESULTADOS E DISCUSSÃO

Foi construído um alimentador com as dimensões calculadas nos itens anteriores, e a Fig. 4 mostra os diagramas de radiação medidos nos planos E e H. Pode-se estimar que para $\theta = \pm 64^\circ$ as atenuações dos diagramas nos planos E e H são 9 dB e 8 dB, respectivamente. Estes valores são considerados satisfatórios.

FIGURA 4

A impedância do alimentador com a estrutura de excitação dimensionada de acordo com os cálculos anteriores já apresentou uma taxa de onda estacionária menor que 1,2 em uma faixa de 50 MHz. Para prover um ajuste fino de impedância, a sonda de excitação foi feita com rosca na

qual uma porca pode se movimentar para cima e para baixo. Isto introduz uma pequena perturbação na distribuição de corrente da sonda, o que permite um pequeno ajuste da impedância. Com este ajuste, conseguiu-se uma taxa de onda estacionária menor que 1,02 na faixa de interesse (Fig. 5).

FIGURA 5

CONCLUSÃO

Neste artigo foi descrito um alimentador do tipo guia de ondas circular para ser usado em conjunto com um refletor parabólico. O protótipo do alimentador apresentou resultados bastante satisfatórios, mostrando que a expansão modal para os campos no guia circular é adequada à estrutura de excitação considerada, o que é evidenciado também pela taxa de onda estacionária bastante baixa (menor que 1,02) na faixa em consideração.

APÊNDICE

Para avaliar a integral $A(a, \ell)$, que para o caso de propagação se do modo TE_{11} se escreve

$$A(a, \ell) = \int_{a-\ell}^a \frac{J_{11}(x'_{11} \rho/a)}{\rho} \sin[k(\rho-a+\ell)] d\rho \quad (A.1)$$

temos de lançar mão de métodos aproximados. Considerando que ℓ será no máximo igual a a , temos que o argumento da função de Bessel variará no máximo de zero a 1,8. Neste intervalo, pode-se mostrar que a função de Bessel é bem aproximada só pelos dois primeiros termos de sua representação em série de potências. Assim, no integrando de (A.1) fazemos:

$$J_1(x'_{11} \rho/a) \approx \frac{x'_{11} \rho}{2a} \left[1 - \left(\frac{x'_{11} \rho}{a x_{11}} \right)^2 \right]$$

para obter

$$A(a, \ell) \approx \frac{x'_{11}}{2a} \left[I_1 - \left(\frac{x'_{11}}{a x_{11}} \right)^2 I_2 \right] \quad (A.2)$$

onde

$$I_1 = \int_{a-\ell}^a \sin[k(\rho-a+\ell)] d\rho$$

$$I_2 = \int_{a-\ell}^a \rho^2 \sin[k(\rho-a+\ell)] d\rho$$

que podem ser integradas analiticamente.

Após algumas manipulações, encontra-se

$$I_1 = \frac{1}{k} [1 - \cos(k\ell)] \quad (\text{A.3})$$

$$I_2 = \frac{1}{k} [(a-\ell)^2 - a^2 \cos(k\ell)] + \frac{2a}{k^2} \sin(k\ell) - \frac{2}{k^3} [1 - \cos(k\ell)] \quad (\text{A.4})$$

$A(a, \ell)$ dada por (A.2), com I_1 e I_2 dados por (A.3) e (A.4), foi usada no cálculo da eq. (XVII).

REFERÊNCIAS

- (1) Silver, S., "Microwave Antena Theory and Design", Dover Publications, Inc. N.Y., 1965, Cap. 10.
- (2) Felsen, L.B. e Marcuvitz N., "Radiation and Scattering of Waves", Prentice Hall Inc., Englewood Cliffs, N.J., 1973, Cap. 2.
- (3) Marcuvitz, N., "Waveguide Handbook", Mc Grow-Hill Book Co., New York, 1951, Cap. 2.
- (4) Clarricoats, P.J.B. e Pouton, G.T., "High Efficiency Microwave Reflector Antennas - A Review", Proc. of the IEEE, 65, 10, pag. 1470-1504, Outubro 1977.

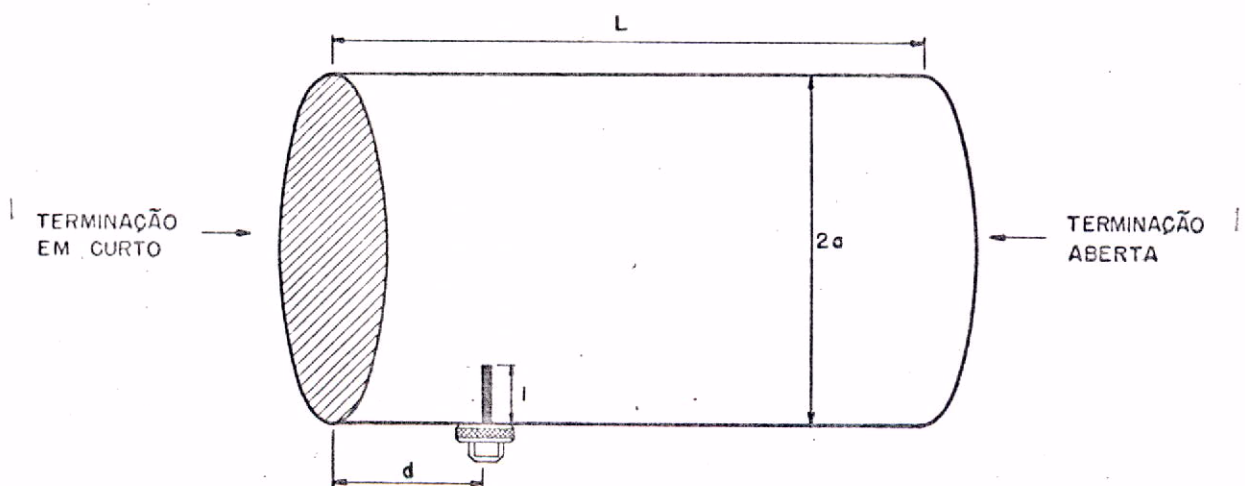


FIGURA 1 - Geometria do alimentador tipo guia de onda circular

No texto: largura máxima: 8 cm
altura máxima: 5,5 cm

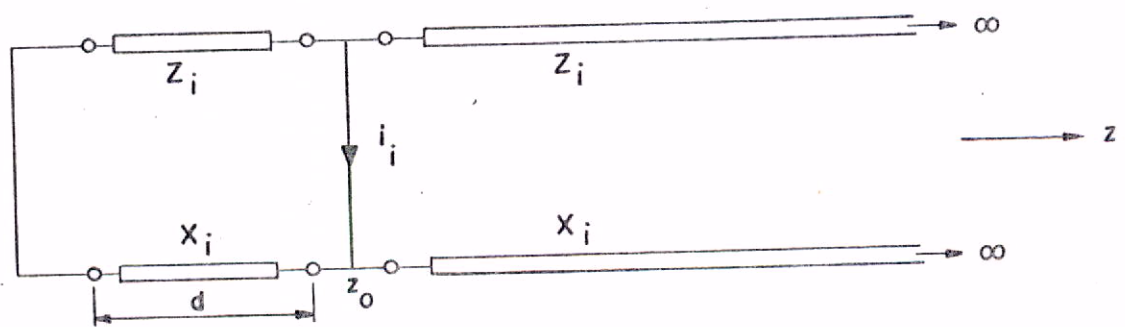


FIGURA 2 - Linha de Transmissão para a determinação de V_i .

No texto: largura máxima: 8 cm
altura máxima: 5 cm

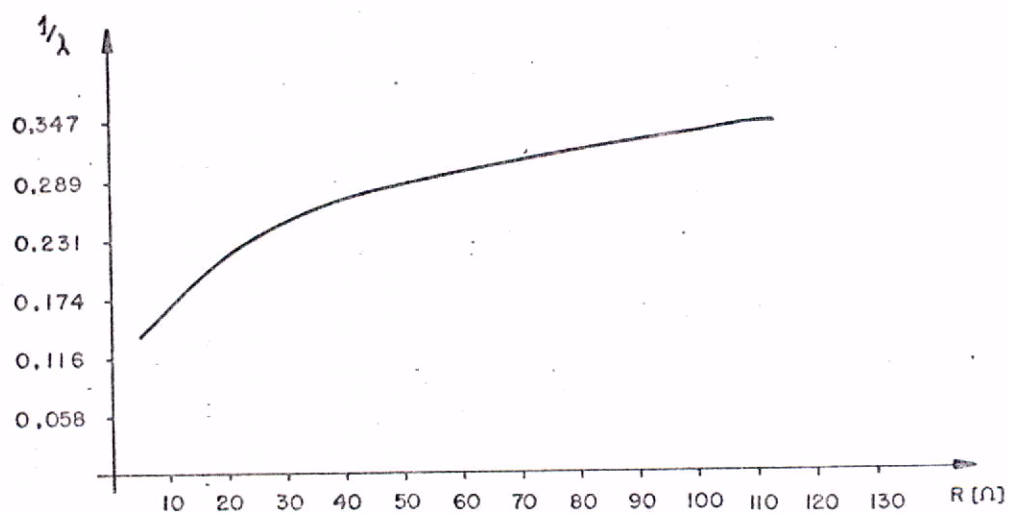


FIGURA 3 - Variação da parte real da impedância com o comprimento da sonda (normalizado em relação λ)

No texto: largura máxima: 8 cm
altura máxima: 5,5 cm

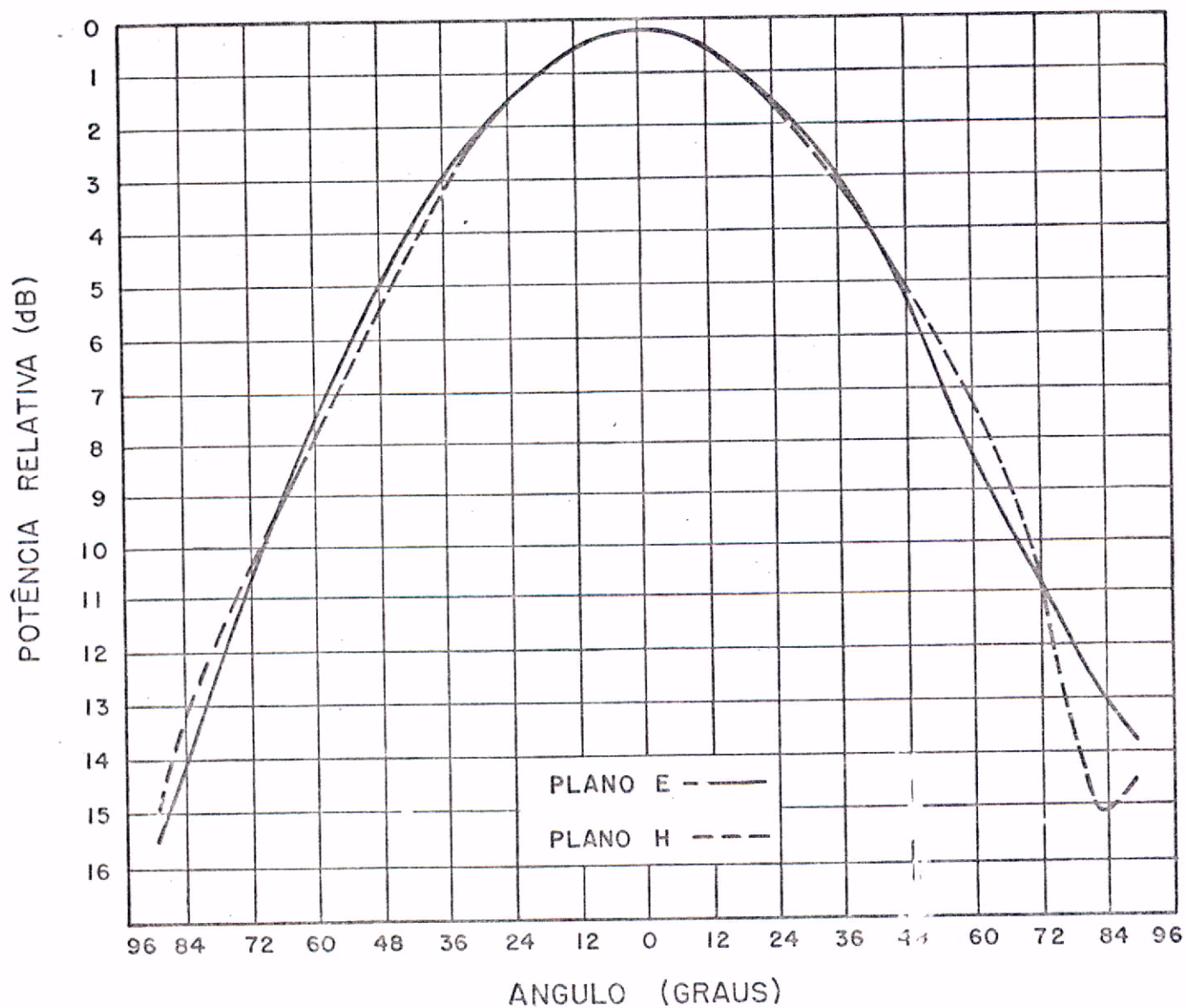


Figura 4 - Diagramas de radiação do alimentador.

No texto: Largura máxima: 9 cm
 altura máxima: 8 cm

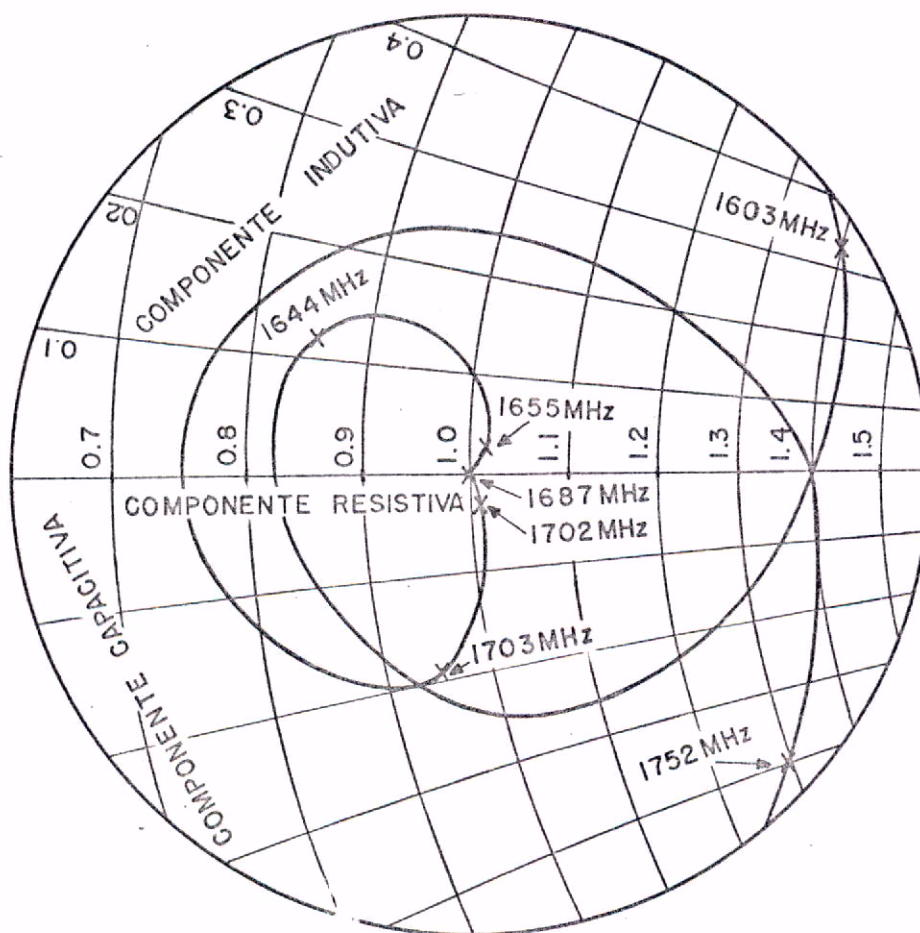


Figura 5 - Impedância de entrada do alimentador.

No texto: Largura máxima: 8 cm
 altura máxima: 7 cm