

# ARRANJOS DE ANTENAS DE MICROFITA SOBRE SUBSTRATOS ANISOTRÓPICOS EM RAMPA

Maria Rosa M. L. Albuquerque\*, Sandro G. da Silva\*\*, Adaildo G. d'Assunção\*

\*Universidade Federal do Rio Grande do Norte - Departamento de Engenharia Elétrica - 59072-970 Natal, RN

\*\*Universidade Federal da Paraíba - Centro de Ciências e Tecnologia - 58109-970 Campina Grande, PB

## RESUMO

Este trabalho apresenta uma investigação teórica das características de antenas de microfita com patches retangulares e seus arranjos sobre substratos anisotrópicos em rampa. É efetuada uma análise rigorosa, no domínio espectral, através do método dos potenciais vetoriais de Hertz e do método de Galerkin. São apresentados os diagramas de radiação para um arranjo linear com dez elementos. Resultados são também apresentados para os parâmetros de entrada da antena afilada, para a frequência de ressonância e para a largura de banda..

## 1. INTRODUÇÃO

A tecnologia de antenas de microfita tem motivado um número significativo de pesquisas nos últimos anos, tornando-se objeto de minuciosa investigação científica. Seu grande potencial de aplicação, nos mais modernos sistemas de comunicações, deve-se principalmente às características de peso e dimensões reduzidos, baixo custo de fabricação, versatilidade, além de fácil integração com outros circuitos em altas frequências. Por outro lado, as antenas de microfita apresentam limitações em decorrência de sua estreita largura de banda. Várias técnicas têm sido propostas no sentido de aumentar a largura de banda, como a utilização de elementos parasitas, ou o projeto de antenas planares sobre multicamadas dielétricas [1],[2].

Este trabalho propõe uma alternativa de projeto de antenas de microfita e seus arranjos. Nosso objetivo é obter um melhor desempenho, no que se refere à largura de banda, através de um procedimento que considera variações na espessura do substrato [3],[4]. Nesse contexto, vários trabalhos foram desenvolvidos para a caracterização de linhas de microfita sobre substratos isotrópicos [5],[6] e, mais recentemente, sobre substratos anisotrópicos, usando um modelo de análise rigorosa [7].

No estudo de antenas com *patches* retangulares e seus arranjos sobre substratos anisotrópicos em rampa, são empregados o método dos potenciais vetoriais de Hertz, no domínio espectral, o teorema de Parseval e o método de Galerkin [8],[9]. Apesar da complexidade matemática, escolhemos substratos anisotrópicos, tendo em vista que os materiais usados na fabricação de antenas

M. R. M. L. Albuquerque, ela@ufrnet.br, A. G. d'Assunção, adaildo@ct.ufrn.br, S. G. Silva, sandro@ct.ufrn.br, Tel.+55-xx-84-2153731, Fax+55-xx-84-2153732.

Este trabalho foi parcialmente financiado pelo CNPq.

impressas, normalmente apresentam anisotropia dielétrica, como anisotropia uniaxial [1],[2]. A frequência de ressonância é determinada.

Outra etapa deste trabalho consiste na utilização da teoria de linhas de transmissão para a determinação dos parâmetros de entrada da estrutura afilada. Como a razão entre a largura do *patch* e a espessura do substrato ( $W/h$ ) não se mantém constante, a permissividade elétrica efetiva e a impedância característica variam ao longo da estrutura, de acordo com a variação linear do substrato. A estrutura é discretizada em  $N$  seções uniformes, cada qual com  $W$  e  $h$  constantes, de modo que a caracterização dinâmica de cada uma das subseções uniformes seja efetuada. As constantes de fase normalizadas e as impedâncias características são obtidas através do método de Galerkin. Daí, emprega-se a teoria de linha de transmissão e, através de um processo iterativo, determina-se o coeficiente de reflexão e o coeficiente de onda estacionária na entrada da antena de microfita em rampa [7].

Este trabalho consiste em uma extensão de outros desenvolvidos recentemente [10],[11]. Resultados numéricos são apresentados para a frequência de ressonância, a largura de banda, o coeficiente de reflexão e o coeficiente de onda estacionária na entrada da antena, e diagramas de radiação para um arranjo linear de *patches* retangulares. Especificamente, o efeito da variação linear da altura do substrato anisotrópico é avaliado.

A antena de microfita afilada pode ser utilizada como uma alternativa para controle de largura de banda e para estender o uso da tecnologia de antenas de microfita e suas aplicações.

## 2. ANÁLISE

A estrutura de antena de microfita em rampa está mostrada na Figura 1. O *patch* retangular, com largura  $W$  e comprimento  $L$ , está impresso em um material anisotrópico uniaxial, com permissividade elétrica tensorial  $\vec{\epsilon}$  e permeabilidade magnética  $\mu_0$  (região 1). A espessura do *patch* condutor é desprezada. A espessura do substrato varia linearmente de  $h_1$  para  $h_2$ , conforme as variações do ângulo  $\theta$  (Figura 2). A região 2 é o ar com permissividade elétrica e permeabilidade magnética iguais a  $\epsilon_0$  e  $\mu_0$ , respectivamente.

Os campos eletromagnéticos são obtidos a partir das equações de Maxwell e apresentam uma dependência temporal harmônica  $\exp(j\omega t)$ , onde  $\omega$  é a frequência do sinal.

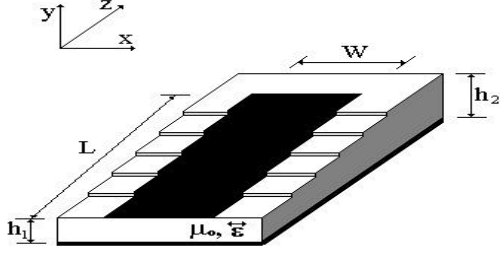


Figura 1. Antena patch de microfita em rampa.

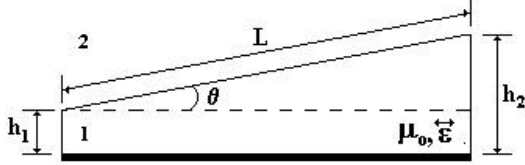


Figura 2. Vista lateral da estrutura considerada.

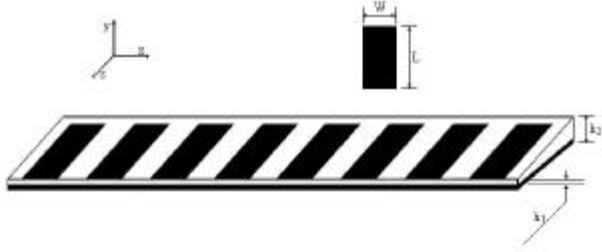


Figura 3. Arranjo de antena de microfita.

O tensor permissividade elétrica do substrato dielétrico é diagonal, onde a componente na direção do eixo óptico é  $\epsilon_1 = \epsilon_{r1} \epsilon_0$ , enquanto que nas direções perpendiculares ao eixo óptico são iguais a  $\epsilon_2 = \epsilon_{r2} \epsilon_0$  [7]

$$\vec{\epsilon} = \begin{bmatrix} \epsilon_2 & 0 & 0 \\ 0 & \epsilon_1 & 0 \\ 0 & 0 & \epsilon_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

Os campos estão expressos em termos dos potenciais de Hertz elétrico ( $\vec{p}_e$ ) e magnético ( $\vec{p}_h$ ), sendo dados por:

$$\vec{E} = -j\omega\mu_0 \nabla \times \vec{p}_h + \omega^2 \mathbf{m}_0 \mathbf{e}_o \vec{p}_e + \frac{\mathbf{e}_o}{\mathbf{e}_2} \nabla \nabla \cdot \vec{p}_e \quad (2)$$

$$\vec{H} = j\omega \mathbf{e}_o \nabla \times \vec{p}_e + \nabla \nabla \cdot \vec{p}_h - \nabla^2 \vec{p}_h \quad (3)$$

onde  $\vec{p}_e$  e  $\vec{p}_h$  estão orientados ao longo do eixo  $y$ .

Os potenciais vetoriais de Hertz,  $\vec{\pi}_e$  and  $\vec{\pi}_h$ , devem satisfazer às equações de onda:

$$\nabla^2 \vec{p}_e + \omega^2 \mathbf{m}_0 \mathbf{e}_1 \vec{p}_e + \frac{\mathbf{e}_2 - \mathbf{e}_1}{\mathbf{e}_2} \frac{\partial^2 \vec{p}_e}{\partial y^2} = 0 \quad (4)$$

$$\nabla^2 \vec{p}_h + \omega^2 \mathbf{m}_0 \mathbf{e}_1 \vec{p}_h = 0 \quad (5)$$

Seguindo o procedimento de análise do domínio espectral [8],[9], as componentes de campo elétrico e magnético em cada

região (Figura 1) são transformadas em relação ao eixo  $x$ . A aplicação das condições de contorno nas interfaces correspondentes ao plano de terra ( $y = 0$ ) e à superfície do patch ( $y = h$ ) resulta em um sistema de equações algébricas acopladas, que relacionam as componentes tangenciais do campo elétrico,  $\vec{E}_x$  e  $\vec{E}_z$ , com as densidades de corrente no patch condutor,  $\vec{J}_x$  e  $\vec{J}_z$ , obtendo-se:

$$\begin{bmatrix} \vec{E}_x(\mathbf{a}, h) \\ \vec{E}_z(\mathbf{a}, h) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{Z}_{xx}(\mathbf{a}, \mathbf{b}, h) & \tilde{Z}_{xz}(\mathbf{a}, \mathbf{b}, h) \\ \tilde{Z}_{zx}(\mathbf{a}, \mathbf{b}, h) & \tilde{Z}_{zz}(\mathbf{a}, \mathbf{b}, h) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{J}_x(\mathbf{a}, h) \\ \vec{J}_z(\mathbf{a}, h) \end{bmatrix} \quad (6)$$

onde  $\tilde{Z}_{xx}$ ,  $\tilde{Z}_{xz}$ ,  $\tilde{Z}_{zx}$  e  $\tilde{Z}_{zz}$  são as componentes da função diádica de Green no domínio da transformada de Fourier.

Com a utilização do teorema de Parseval, do método de Galerkin e do sistema equações dado em (6), chega-se a um sistema de equações algébricas, do qual se obtém a frequência de ressonância complexa, a partir da imposição da condição necessária para a existência de solução não trivial [8],[9]. A frequência de ressonância e a largura de banda são determinadas para antenas de microfita sobre substratos em rampa.

A segunda etapa da análise é a determinação das propriedades da estrutura afilada através do modelo da linha de transmissão. Como primeiro passo, consideramos a segmentação da linha de microfita em subseções uniformes ( $W/h$  constante). O método de Galerkin e o teorema de Parseval são aplicados para a obtenção das constantes de fase normalizadas,  $\beta(z)/k_0$ . A impedância característica,  $Z_0(z)$ , é calculada de acordo com a definição potência - corrente [7]. Em seguida, o uso da teoria de linha de transmissão permite, através de um processo iterativo, determinar o coeficiente de reflexão e o coeficiente de onda estacionária na entrada da antena.

O coeficiente de onda estacionária é definido por:

$$\text{SWR}(\text{dB}) = 20 \log_{10} [(1 + |\Gamma_{in}|) / (1 - |\Gamma_{in}|)] \quad (7)$$

onde  $\Gamma_{in}$  é o coeficiente de reflexão na entrada da antena.

Se considerarmos o modelo da linha de transmissão [1], a frequência de ressonância do modo dominante da antena patch retangular pode ser calculada, através da expressão:

$$f_r = \frac{c}{2(L + 2\Delta L)\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (8)$$

onde  $c$  é a velocidade da luz no vácuo,  $L$  é o comprimento do patch retangular,  $\epsilon_{\text{eff}}$  é a constante dielétrica efetiva do substrato e  $\Delta L$  representa o efeito de borda no patch.

A constante dielétrica efetiva é determinada, com a aplicação do método de Galerkin, sendo dada por:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \left[ \left( \frac{\mathbf{b}(z=0)}{\mathbf{k}_o} \right)^2 + \left( \frac{\mathbf{b}(z=L)}{\mathbf{k}_o} \right)^2 \right] / 2 \quad (9)$$

onde  $\Delta L$  é calculada através de:

$$\Delta L = \frac{\mathbf{DL}_1 + \mathbf{DL}_2}{2} \quad (10)$$

com

$$DL_i = 0,412h_i \frac{(\epsilon_{\text{eff}} + 0,3) (w/h_i + 0,264)}{(\epsilon_{\text{eff}} - 0,258) (w/h_i + 0,813)}, \quad i=1,2 \quad (11)$$

sendo

$$h_2 = h_1 + L \sin \theta \quad (12)$$

onde  $\theta$  é o ângulo entre o plano contendo o *patch* condutor e o plano paralelo ao plano de terra (Figura 2). Aqui,  $\epsilon_{\text{eff}}$  e  $\Delta L$  são calculados para  $z=0$  ( $h=h_1$ ) e para  $z=L$  ( $h=h_2$ ), respectivamente.

### 3. RESULTADOS NUMÉRICOS

Foram obtidos resultados para a estrutura de um *patch* de microfita (Figura 1), assim como para um arranjo linear de dez elementos (Figura 3). Nas estruturas analisadas, a espessura do substrato dielétrico anisotrópico ( $\epsilon_{r1} = \epsilon_{yy} = 3,4$ ;  $\epsilon_{r2} = \epsilon_{xx} = \epsilon_{zz} = 5,12$ ) varia linearmente de  $h_1$  até  $h_2$ , onde  $h_2$  é dado por (12). O *patch* retangular tem dimensões  $W = 1,78$  cm e  $L = 2,67$  cm. É importante ressaltar que, para  $\theta = 0^\circ$ , os resultados são válidos para antenas de microfita convencionais ( $h_1 = h_2$ ).

As Figuras 4 e 5 mostram, respectivamente, o comportamento em frequência do coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) e do coeficiente de onda estacionária (VSWR) na entrada da antena (Figura 1), para  $\theta = 0^\circ, 1^\circ, 5^\circ, 10^\circ$  (Figura 2). Observa-se que à medida que  $\theta$  aumenta, os valores de  $S_{11}$  (dB) e VSWR variam e indicam uma maior largura de banda.

A Figura 6 apresenta as curvas de frequência de ressonância em função do ângulo de inclinação,  $\theta$ , para diferentes valores de permissividade elétrica do substrato. Os resultados são obtidos para substratos isotrópicos ( $\epsilon_r = 1,0$  e  $2,2$ ) e para substratos anisotrópicos ( $\epsilon_{r1} = \epsilon_{yy} = 3,4$ ;  $\epsilon_{r2} = \epsilon_{xx} = \epsilon_{zz} = 5,12$ ). O substrato dielétrico varia linearmente de  $h_1$  a  $h_2$ . Foram obtidos resultados através do método dos momentos (—), como também através do método da cavidade combinado com o modelo da linha de transmissão (---). Verifica-se que a frequência de ressonância é mais sensível aos valores de  $\epsilon_r$  do que às variações na altura do substrato. Uma boa concordância foi obtida entre os resultados das duas técnicas.

O efeito da variação da altura do substrato ( $h_1 = 0,254$  cm e  $h_2 = h_1 + L \sin \theta$ , na Figura 2) na largura de banda de uma antena de microfita com substrato em rampa é mostrado na Figura 7. As curvas foram obtidas para substratos isotrópicos ( $\epsilon_r = 1,0$  e  $2,2$ ) e para substratos anisotrópicos ( $\epsilon_{r1} = \epsilon_{yy} = 3,4$ ;  $\epsilon_{r2} = \epsilon_{xx} = \epsilon_{zz} = 5,12$ ). Observa-se que a largura de banda da estrutura cresce à medida que  $\theta$  aumenta.

As Figuras 8 e 9 mostram os diagramas de radiação (plano E e plano H) obtidos através de análise rigorosa para um arranjo linear de *patches* retangulares com dez elementos sobre substrato ( $\epsilon_{r1} = \epsilon_{yy} = 3,4$ ;  $\epsilon_{r2} = \epsilon_{xx} = \epsilon_{zz} = 5,12$ ) em rampa (Figura 3). A altura do substrato varia de  $h_1 = 0,254$  cm a  $h_2 = 0,7176$  cm ( $\theta=10^\circ$ ). Na obtenção dos resultados, utilizou-se a teoria de arranjos, considerados uniformes, apresentada em [2].

## 4. CONCLUSÕES

O efeito da variação da espessura do substrato dielétrico em antenas de microfita e seus arranjos foi investigado. Observou-se que a antena em rampa apresenta uma largura de banda maior que a antena convencional. Verificou-se também que a frequência de ressonância é mais sensível aos valores de permissividade do que às variações na altura do substrato.

Os resultados obtidos nesta análise para a frequência de ressonância concordaram com aqueles apresentados em [8], para substratos isotrópicos. Resultados para antenas de microfita convencionais podem ser obtidos, fazendo-se  $\theta = 0^\circ$ .

A análise efetuada é rigorosa e precisa, podendo este modelo de antena ser usado em aplicações onde se deseja aumentar a largura de banda, sem contudo alterar, de maneira significativa, a frequência de ressonância.

## 5. REFERÊNCIAS

- [1] Bahl, I.J., e Bhartia, P., *Microstrip Antennas*. Norwood, MA: Artech House, 1980.
- [2] Pozar, D. M., e Schaubert, D.H., *Microstrip Antennas-The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays*, New York, NY: IEEE Press, 1995.
- [3] Poddar, D.R., Chatterjee, J.S., e Chowdhury, S. K., "On some broad band microstrip resonators," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, AP-31, 193-194, 1983.
- [4] Mishra, R.K., e Pattinaik, S.S., "Resonant frequency of wedge shaped microstrip antenna," *Electronics Letters*, 26, 912-913, 1990.
- [5] Kobayashi, M., e Sawada, N., "Analysis and synthesis of tapered microstrip transmission lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, MTT-40, 1642-1646, 1992.
- [6] Kouki, B., Khebir, A., Bosisio R.G., e Ghannouchi, F.M., "A novel technique for the analysis of dielectric height variations in microstrip circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, MTT-42, 73-77, 1994.
- [7] Albuquerque, M.R.M.L., e d'Assunção, A.G., "Effect of the dielectric anisotropy on the propagation properties of microstrip tapers with height variations," *Intern. Journal of Infrared and Millimeter Waves*, 21, 1517-1528, 2000.
- [8] Nelson, R.M., Rogers, D.A. e d'Assunção, A.G., "Resonant frequency of a rectangular microstrip patch on several uniaxial layers", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. AP-38, pp. 973-981, 1990.
- [9] Oliveira, J.R.S., d'Assunção, A.G., e Rocha, C.S., "Characteristics of a suspended rectangular microstrip patch antenna on a uniaxial substrate", *Proc. IEE Ninth Int. Conf. on Antennas and Propag.*, ICAP, 1, 37-40, 1995.
- [10] Albuquerque, M.R.M.L., d'Assunção, A.G., e Silva, S. G., "Antenas de microfita com variação linear na espessura do substrato em rampa," *Anais do IV Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo*, 374-376, Natal, RN, 2000.
- [11] Albuquerque, M.R.M.L., d'Assunção, A.G., e Silva, S. G., "Broadband microstrip patch antennas on anisotropic substrates," *Proc. IEE Ninth Int. Conf. on Antennas and Propag.*, ICAP, Manchester, Inglaterra, 2001.

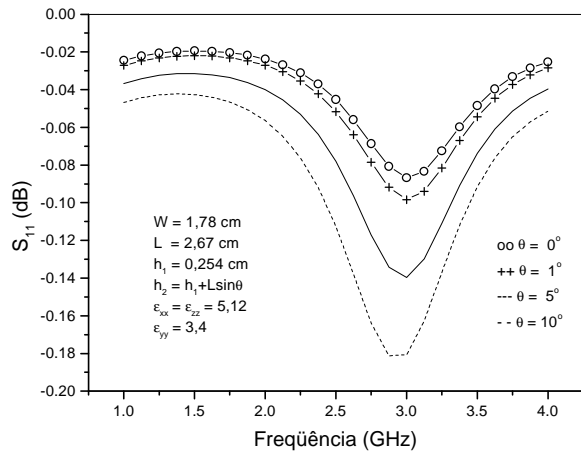


Figura 4. Coeficiente de reflexão em função da frequência.

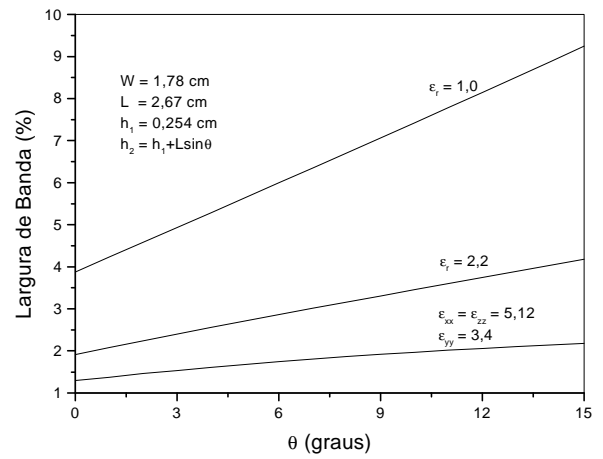


Figura 7. Largura de banda em função da frequência.

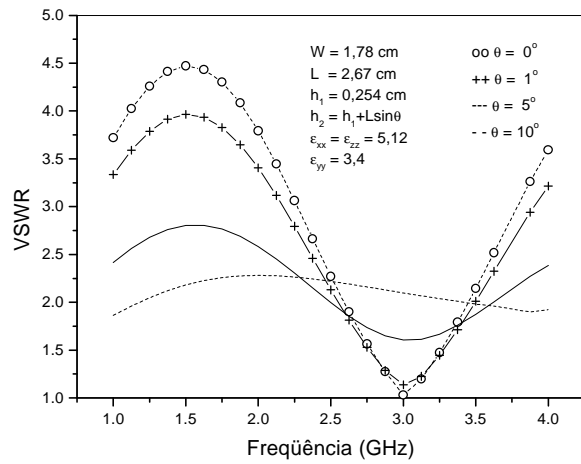


Figura 5. Coeficiente de onda estacionária em função da frequência.

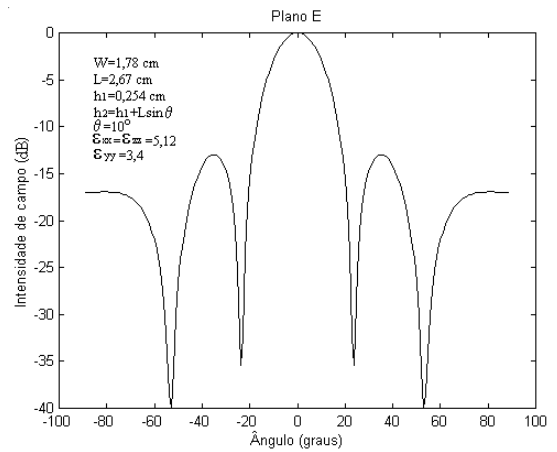


Figura 8. Plano E de um arranjo linear de antenas de microfita com dez elementos.

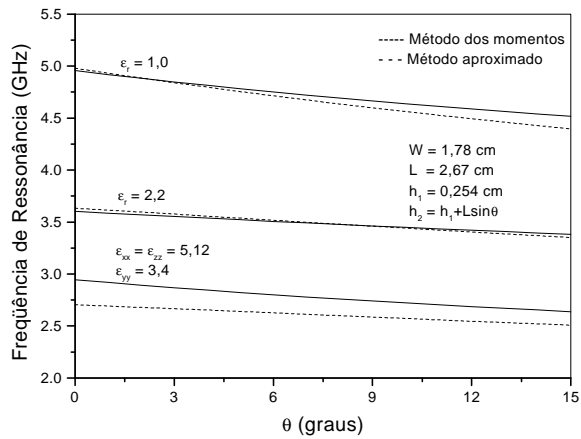


Figura 6. Frequência de ressonância em função da frequência.

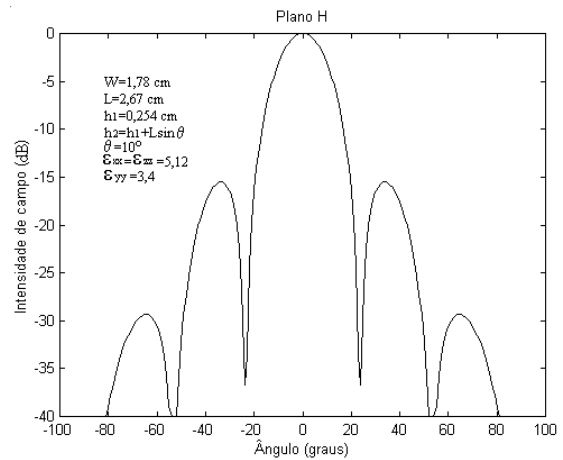


Figura 9. Plano H de um arranjo linear de antenas de microfita com dez elementos.