

CAPÍTULO 4

4 - MICROFITA RETANGULAR COM ESTUBES LATERAIS

4.1 - Introdução

Neste capítulo será analisada a microfita retangular com estubes laterais mostrada na Fig. 2.5(c). O método que será utilizado para esta análise é o mesmo apresentado no capítulo anterior, e por meio deste, serão calculados os campos eletromagnéticos dentro ressoador, os campos irradiados, a frequência de ressonância, a impedância de entrada, a diretividade e os fatores de qualidade. Para estes parâmetros, serão feitos exemplos de simulações numéricas, utilizando o *software* MATLAB 6.0, para mostrar como os estubes influenciam nos valores destes parâmetros. Será também apresentada uma comparação, com relação à frequência ressonante, entre o modelo utilizado neste capítulo com o de linhas de transmissão, o de circuitos de parâmetros concentrados e com um dado experimental. No final deste capítulo são apresentadas propostas para melhorar algumas características desta microfita.

4.2 - Desenvolvimento teórico

Nesta seção serão desenvolvidas as equações dos campos eletromagnéticos, dentro da cavidade e irradiados, e dos parâmetros característicos para a microfita da Fig. 4.1.

4.2.1 - Frequência de ressonância

Para calcular a frequência de ressonância do modo fundamental para ressoador mostrado na Fig. 4.1, é necessário determinar a equação dos autovalores do problema de

onde $k_y^2 = -k_z^2$. A constante de propagação (k) dentro do ressonador é obtida da seguinte equação:

$$k^2 = k_y^2 - \lambda_z^2 \quad (4.3)$$

,

onde $n=1, 2, 3, \dots$. Para que se tenha uma redução na frequência de ressonância do ressonador, os autovalores λ_z devem ser positivos em (4.3), assim

$k_z^2 = k_y^2 - \lambda_z^2$. Neste caso, a equação que define os autovalores λ_z será:

$$\tanh(k'_z W) + \frac{2}{k_z} \quad (4.4)$$

.

Sabendo que

$$k = \sqrt{k_y^2 - k_z^2}$$

, e que este parâmetro é obtido de (4.3), a equação (4.4) pode ser modificada para a seguinte forma:

$$\tanh(k'_z W) + \frac{2 k'_z \sqrt{k_y^2 - k_z'^2} K \tan\left(\sqrt{k_y^2 - k_z'^2} l \sqrt{k_y^2 - k_z'^2}\right)}{\left(k_z'^2 - k_y^2\right) K^2 \tan^2\left(\sqrt{k_y^2 - k_z'^2} l \sqrt{k_y^2 - k_z'^2}\right)} \quad (4.5)$$

.

Desta última equação determina-se todos os autovalores

$$k_z'^2 = k_y'^2 \text{ para cada valor de } k_y. \text{ A frequência}$$

fundamental é obtida fazendo-se $n=1$ em (4.3) e determinando maior valor k_z' obtido de (4.5).

O modo para esta frequência é o $TM_{01\delta}^x$, onde o índice (1) representa uma variação senoidal em (y) e o índice (δ) representa uma variação hiperbólica em (z).

4.2.2 - Campos dentro da cavidade

Para o modo $TM_{01\delta}^x$, a solução do problema (4.1) é $F_y = \cos(k_y y)$, onde $k_y = \pi/L$. A solução de (4.2) é representada pela equação (3.43), onde

$$k_y'^2 = -k_y^2. \text{ Os autovalores } k_z' \text{ são determinados de}$$

(4.5). Desta forma, a componente (x) do campo elétrico será $E_x = F_z F_y$, então:

$$E_x = \left[\cosh(k_z' z) - \frac{\left[k_y^2 - k_z'^2 \right] Y}{\cosh(k_z' z)} \right] \cos(k_y y) \quad (4.6)$$

.

Esta última equação pode ser modificada para a forma mais compacta mostrada abaixo:

$$E_x = E_{x0} \sqrt{1-C} \cosh \left[k_z' z - \tanh^{-1}(C) \right] \cos(k_y y), \quad (4.7)$$

onde:

$$C = \frac{\left[k_y^2 - k_z'^2 \right] Y}{\cosh(k_z' z)} \quad (4.8)$$

.

O campo elétrico E_x é uma função das variáveis (z) e (y), por isso, pode ser mostrado por meio das equações (3.14) e (3.15) que, neste caso, existem os campos magnéticos H_z e H_y dentro do ressonador. Estes campos são:

$$H_z = j \frac{E_{x0}}{Z_d} \frac{k_y \sqrt{1-C^2}}{\sqrt{k_y^2 - k_z'^2}} \cosh \left[k'_z z - \tanh^{-1}(C) \right] \sin(k_y y), \quad (4.9)$$

$$H_y = j \frac{E_{x0}}{Z_d} \frac{k'_z \sqrt{1-C^2}}{\sqrt{k_y^2 - k_z'^2}} \sinh \left[k'_z z - \tanh^{-1}(C) \right] \cos(k_y y). \quad (4.10)$$

4.2.3 - Campos irradiados

A determinação dos campos irradiados para este caso, segue o mesmo desenvolvimento utilizado para a microfita retangular convencional, onde foi utilizado o *princípio da equivalência*. As fontes equivalentes para a microfita da Fig. 4.1, podem ser determinadas por meio das equações (1.28) e (1.29), onde, neste caso, os campos tangenciais utilizados são obtidos de (4.7), (4.9) e (4.10), desta forma obtêm-se as seguintes equações:

$$M_z = -2 E_{x0} C_x \cosh \left[k'_z z - \tanh^{-1}(C) \right], \quad (4.11)$$

$$J_x = -j2 \frac{E_{x0}}{Z_d} C_y \sinh \left[\tanh^{-1}(C) \right] \cos(k_y y), \quad (4.12)$$

onde C é obtido de (4.8), e:

$$C_x = \sqrt{1-C^2}, \quad (4.13)$$

$$C_y = \frac{k'_z \sqrt{1-C^2}}{\sqrt{k_y^2 - k_z'^2}}. \quad (4.14)$$

A equação (4.11) representa as densidades de correntes magnéticas nas aberturas 1 e 2 mostradas na Fig. 4.2, sendo que na *abertura 1*, desta figura, está esboçado o perfil da variação hiperbólica destas fontes. A equação (4.12) representa as densidades de correntes elétricas nas aberturas 3 e 4 desta figura, onde na *abertura 3* é mostrado o perfil da variação senoidal destas fontes. As fontes \mathbf{M}_s das aberturas 3 e 4 (Fig. 4.2) não foram calculadas, pois se observa que, por simetria, estas fontes não contribuirão para os diagramas de irradiação nos planos E e H (Fig. 4.3) que serão calculados a seguir.

De posse das equações (4.11) e (4.12), pode-se calcular os campos eletromagnéticos irradiados. O campo elétrico devido às fontes \mathbf{M}_z , produzido pelas aberturas 1 e 2, é o $E_{\phi 1,2}$, onde os índices (1) e (2) referem-se às aberturas 1 e 2, respectivamente. As fontes \mathbf{J}_x das

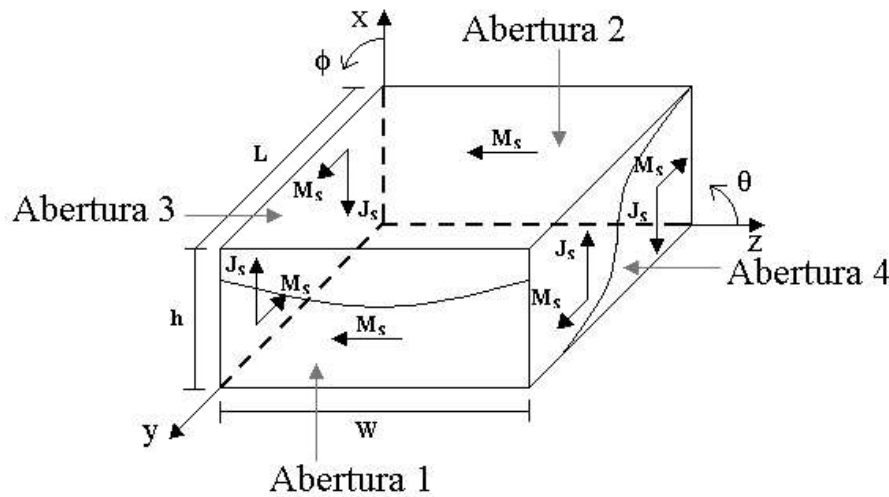


Figura 4.2: Fontes equivalentes nas aberturas da microfita.

aberturas 3 e 4 produzem as duas componentes elétricas $E_{\phi 3,4}$ e $E_{\theta 3,4}$, onde os índices (3) e (4) referem-se às aberturas 3 e 4, respectivamente. As expressões dos campos elétricos irradiados devido às fontes (4.11) e (4.12) são:

$$E_{1,2} = \frac{jk_0 E_{x0} C_x h e^{-jk_0 r}}{r \left[k_z'^2 + k_0^2 \cos^2(\theta) \right]} \frac{\sin(X)}{X} \left[k_0 \cos(\theta) + k_z' \sinh\left(\frac{k_z' W}{2}\right) \cos\left(\frac{k_0 W}{2} \cos(\theta)\right) \right] \times \sin\left(\frac{k_0 L}{2} \sin(\theta)\right) \quad (4.15)$$

$$E_{1,2} = \frac{jk_0 E_{x0} \sqrt{\frac{C_x \sinh(\tanh^{-1}(C)) h e^{-jk_0 r}}{k_z'^2 + k_0^2 \sin^2(\theta)}} \frac{\sin(X)}{X} \left[k_0 \sin(\theta) \cos\left(\frac{k_0 L}{2} \sin(\theta)\right) + i \sin(\theta) \times \left[2 \cos\left(\frac{k_0 W}{2} \cos(\theta)\right) \right] \right] \quad (4.16)$$

$$E_{1,2} = \frac{jk_0 E_{x0} \sqrt{\frac{C_x \sinh(\tanh^{-1}(C)) h e^{-jk_0 r}}{k_z'^2 + k_0^2 \sin^2(\theta)}} \frac{\sin(X)}{X} \left[k_0 \sin(\theta) \cos\left(\frac{k_0 L}{2} \sin(\theta)\right) + i \cos(\theta) \times \left[2 \cos\left(\frac{k_0 W}{2} \cos(\theta)\right) \right] \right] \quad (4.17)$$

onde a referência utilizada nestas equações é aquela mostrada na Fig. 4.3 abaixo. As deduções destas expressões encontram-se no Apêndice A.

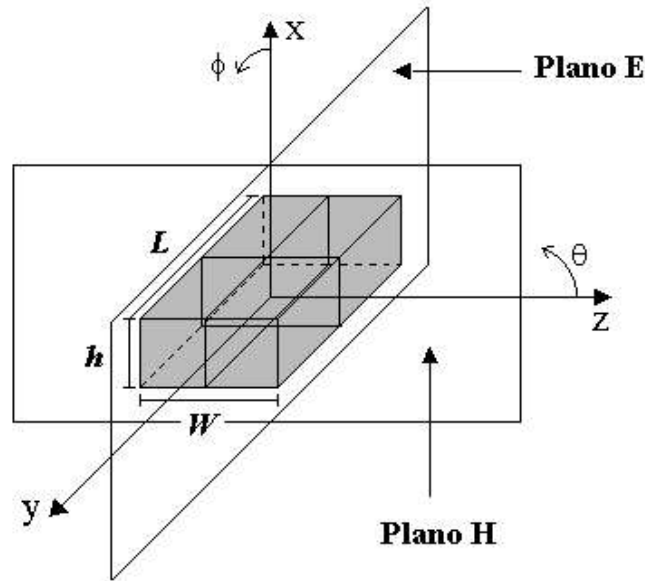


Figura 4.3: Sistema de referência para os campos irradiados.

- a) Diagrama de irradiação no plano E ($\theta = 90^\circ$, $0^\circ \leq \phi \leq 90^\circ$ e $-90^\circ \leq \phi \leq 0^\circ$):

Neste plano (Fig. 4.3) tem-se $E_{\theta 3,4} = 0$, assim o campo elétrico total será $E_\phi = E_{\phi 1,2} + E_{\phi 3,4}$. Desta forma pode ser mostrado a seguinte equação para o E_ϕ :

$$E = \frac{j k_0 E_0 h W e^{-j k_0 r} \sin\left(\frac{k_0 h}{2} \cos(\phi)\right)}{r \frac{k_0 h}{2} \cos(\phi)} \left[\cos\left(\frac{k_0 L}{2} \sin(\phi)\right) \times \left| \frac{C \sinh(k'_z W/2)}{k'_z W/2} \right| \right] \times \frac{2 \sqrt{R_d C_y k_0 W \sin^2(\phi) \sinh[\tanh^{-1}(C)]}}{\left[(k_y W)^2 - (k_0 W)^2 \sin^2(\phi) \right]} \quad (4.18)$$

desta equação observa-se que se o comprimento dos estubes for zero ($l=0$), esta equação torna-se idêntica aquela para a microfita convencional, equação (1.41).

b) Diagrama de irradiação no plano H ($\phi=0^\circ$, $0^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$):

Para este plano (Fig. 4.3) tem-se $E_{\phi 3,4}=E_{\theta 3,4}=0$, assim a irradiação será devido ao campo $E_{\phi 1,2}$ com $\phi=0$. Substituindo este valor de ϕ em (4.15), obtém-se a seguinte equação para E_ϕ :

$$E_{\phi 1,2} = \frac{j k_0 E_0 h W C_x e^{-j k_0 r}}{r \left[(k'_z W)^2 + (k_0 W)^2 \cos^2 \left(\frac{k'_z W}{2} \right) \right]} \left[k_0 W \cos \left(\frac{k_0 W}{2} \right) \cosh \left(\frac{k'_z W}{2} \right) \sinh \left(\frac{k_0 W}{2} \right) \cos \left(\frac{k'_z W}{2} \right) + k'_z W \sinh \left(\frac{k'_z W}{2} \right) \cos \left(\frac{k_0 W}{2} \right) \cos \left(\frac{k'_z W}{2} \right) \right] \times 2 \sin \left(\frac{k_0 W}{2} \right) \quad (4.19)$$

Observa-se também nesta equação, que se o comprimento dos etubes for igual à zero ($l=0$), a expressão resultante será idêntica aquela da microfita convencional, equação (1.42).

4.2.4 - Diretividade e impedância de entrada

Para o calcular a diretividade e a impedância de entrada, é necessário calcular-se primeiro a potência irradiada pela antena (P_{rad}). Esta potência é obtida pela equação:

$$P_{\text{rad}} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |E_\theta|^2 \sin \theta d\theta d\phi + \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |E_\phi|^2 \sin \theta d\theta d\phi \quad (4.20)$$

onde $U(\theta, \phi)$ é a intensidade de irradiação definida por:

$$U(\theta, \phi) = \frac{r^2}{2Z_0} |\bar{E}_r|^2 \quad (4.21)$$

,

onde $|\bar{E}_r|^2 = |E_{\phi 1,2} - E_{\phi 3,4}|^2 + |E_{\theta 3,4}|^2$. O campo elétrico total irradiado será $\mathbf{E}_r = (E_{\phi 1,2} + E_{\phi 3,4})\mathbf{a}_\phi + E_{\theta 3,4}\mathbf{a}_\theta$, assim a potência total irradiada será:

$$P_{rad} = \frac{V_0^2}{2Z_0} I_2^2 \quad (4.22)$$

onde $V_0 = E_{x0} \cdot h$, e:

$$I_2 = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |\mathbf{E}_r|^2 \sin\theta d\theta d\phi \quad (4.23)$$

,

sendo que as funções E'_θ e E'_ϕ são obtidas de:

$$E'_\theta = \frac{(E_{\phi 1,2} + E_{\phi 3,4}) r}{E_{x0} h} \quad (4.24)$$

$$E'_\phi = \frac{E_{\theta 3,4} r}{E_{x0} h} \quad (4.25)$$

a) *Diretividade:*

A diretividade máxima (D_0) é calculada pela seguinte expressão [1], [26] e [29]:

$$D_0 = 4 \frac{U_m}{P_{rad}} \quad (4.26)$$

,

onde P_{rad} é obtida de (4.22). U_m é a intensidade de irradiação máxima. Para a antena em análise, este valor de U_m ocorre para $\theta=90^0$ e $\phi=0^0$. Substituindo as expressões de U_m e P_{rad} para o presente caso, desta forma pode ser mostrada a seguinte equação para D_0 :

$$D_0 = 4 \frac{f(90^0, 0^0)}{I_2}, \quad (4.27)$$

onde:

$$f(\theta, \phi) = \frac{1}{2} \left(|E_x|^2 + |E_y|^2 \right) \quad (4.28)$$

.

b) Impedância de entrada e resistência de irradiação

Para uma alimentação via linha de microfita mostrada na Fig. 4.4, a impedância de entrada está diretamente relacionada com o campo elétrico E_x obtido de (4.6), e varia de acordo com a posição (y_0, z_0) , como pode ser verificado de (4.6). Este comportamento é diferente da microfita convencional [1], onde, por meio do modelo da cavidade, a dependência é apenas uma função de y_0 . Nesta figura é utilizado $z_0=W/2$, sendo que, neste caso, a tensão para $y=0$ e $y=y_0$ são calculadas respectivamente por:

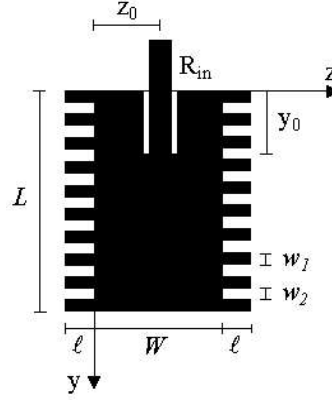


Figura 4.4: Alimentação via linha de microfita.

$$V_0 = E_{x0} h \sqrt{1 - C^2} \cosh \left[k'_z W/2 - \tanh^{-1}(C) \right], \quad (4.29)$$

$$V_{in} = E_{x0} h \sqrt{1 - C^2} \cosh \left[k'_z W/2 - \tanh^{-1}(C) \right] \cos(k_y y_0). \quad (4.30)$$

A potência de entrada é calculada por $P_{in} = V_{in}^2 / 2R_{in}$, e a potência irradiada é obtida por $P_{rad} = V_0^2 / 2R_r$, onde R_r é a resistência de irradiação e R_{in} é a resistência de entrada da antena mostrada na Fig. 4.4. Considerando uma situação sem perdas, tem-se a igualdade $P_{in} = P_{rad}$, da qual obtém-se a seguinte relação:

$$\frac{R_{in}}{R_{in0}} = \cos^2(k_y y_0), \quad (4.31)$$

onde $R_{in0} = R_r$. Esta última equação é idêntica a da microfita convencional simplificada, equação (1.14), isto se deve ao fato de que nos dois casos é idêntica a variação na direção (y), como se pode observar em (1.26) e (5.7). A resistência de irradiação, conforme explicado acima, pode obtida por:

$$R_r = \frac{V_0^2}{2P_{rad}} \quad (4.32)$$

4.2.5 - Fator de qualidade

Nesta seção serão calculados os fatores de qualidade devido ao dielétrico do substrato (Q_d), devido aos condutores do *patch* e plano de terra (Q_c) e devido à irradiação (Q_r). Para isto, serão utilizadas as expressões dos campos dentro da cavidade (4.7), (4.9) e (4.10) e dos campos irradiados (4.15), (4.16) e (4.17). O fator de qualidade é definido por [1], [24] e [26]:

$$Q = \frac{\omega w_e}{P_{diss}} \quad (4.33)$$

onde ω é a frequência de operação em rad/s, w_e é a energia eletromagnética total armazenada, ou a máxima energia elétrica armazenada, e P_{diss} é a potência média dissipada. Serão calculadas também a resistência equivalente devido aos condutores (R_c) e a devido ao dielétrico (R_d) para a situação com alimentação via linha de microfita, Fig. 4.4, em $z=W/2$ e $y_0=0$.

a) *Fator de qualidade devido ao dielétrico:*

Este fator de qualidade está relacionado às perdas no dielétrico. Para o cálculo deste fator devido ao dielétrico, e também para os outros dois Q_c e Q_r , será considerado que a energia elétrica armazenada encontra-se dentro do ressonador (região retangular de dimensões L , W e h), assim, esta energia elétrica máxima armazenada é calculada por [1], [24]-[26]:

$$w_e = \int_v \frac{1}{2} \epsilon_d |E_x|^2 dv \quad (4.34)$$

onde (v) é o volume delimitado pela região retangular de dimensões L , W e h . Substituindo a expressão de E_x , equação (4.7), em (4.34), e calculando a integral, obtém-se o seguinte resultado:

$$w_e = \frac{{}_dE_{x0}^2(1-C^2)hLW}{8} \left[1 + \frac{\sinh\left[2k'_z W - 2\tanh^{-1}(C)\right]}{2k'_z W} + \frac{\sinh\left[2\tanh^{-1}(C)\right]}{2k'_z W} \right] \quad (4.35)$$

.

Considerando σ_d a condutividade do dielétrico, a potência média dissipada no dielétrico P_{dmed} é calculada de [24]-[26]:

$$P_{dmed} = \int_V \frac{1}{2} |J_d|^2 dv \quad (4.36)$$

,

onde:

$$J_d = {}_dE_x \sqrt{1-C^2} \cosh\left[k'_z z - \tanh^{-1}(C)\right] \cos(k_y y) \quad (4.37)$$

,

assim, substituindo (4.37) em (4.36) e resolvendo a integral resultante, a potência média dissipada será:

$$P_{dmed} = \frac{{}_dE_{x0}^2(1-C^2)hLW}{8} \left[1 + \frac{\sinh\left[2k'_z W - 2\tanh^{-1}(C)\right]}{2k'_z W} + \frac{\sinh\left[2\tanh^{-1}(C)\right]}{2k'_z W} \right] \quad (4.38)$$

,

desta equação pode-se obter a expressão de R_d por meio da relação $P_{\text{dmed}} = V_0^2 / 2R_d$, onde V_0 é obtido de (4.29), neste caso, esta resistência é aquela “vista” da linha de microfita (Fig. 4.4) na posição onde $y_0=0$. Assim, pode ser mostrada a seguinte expressão para esta resistência:

$$R_d = \frac{4h}{dLW \left[\frac{\cosh^2 \left(k'_z W/2 - \tanh^{-1}(C) \right)}{1 + \frac{\sinh \left[2k'_z W - 2 \tanh^{-1}(C) \right]}{2k'_z W}} + \frac{\sinh \left[2 \tanh^{-1}(C) \right]}{2k'_z W} \right]} \quad (4.39)$$

Substituindo (4.38) e (4.35) em (4.33), obtém-se a mesma equação para o fator de qualidade Q_d , equação (1.59), obtida para a microfita convencional.

b) Fator de qualidade devido ao condutor:

A potência média dissipada nos condutores do *patch* e plano de terra é calcula por:

$$P_{\text{cmed}} = \int_V \frac{1}{\sigma_c} |J_c|^2 dv, \quad (4.40)$$

onde σ_c é a condutividade do condutor, e:

$$|J_c|^2 = \frac{1}{2} \left(|K_y|^2 + |K_z|^2 \right), \quad (4.41)$$

onde,

$$= \frac{1}{\sqrt{f}} \frac{e}{d}$$

é a profundidade pelicular, e:

$$K_y = H_z = jC_z \cosh \left[k'_z z - \tanh^{-1}(C) \right] \sin(k_y y), \quad (4.42)$$

$$K_z = H_y = jC_y \sinh \left[k'_z z - \tanh^{-1}(C) \right] \cos(k_y y), \quad (4.43)$$

$$C_z = \frac{k_y \sqrt{1 - C^2}}{\sqrt{k_y^2 - k_z'^2}}, \quad (4.44)$$

assim substituindo (4.41)-(4.43) em (4.40), obtém-se a seguinte expressão para P_{med} :

$$P_{\text{med}} = \frac{hLW}{2} \frac{1}{(C_z^2 + C_y^2) + (C_z^2 - C_y^2) \frac{\sinh\left[2k'_z W - 2 \tanh^{-1}(C)\right]}{2k'_z W} + \frac{\sinh\left[2 \tanh^{-1}(C)\right]}{2k'_z W}} \quad (4.45)$$

.

Da mesma forma que foi obtido R_d , pode ser mostrado a seguinte expressão para R_c :

$$R_c = \frac{h}{LW} \frac{Z_d^2}{(1 - C^2) \cosh^2\left[k'_z W/2 - \tanh^{-1}(C)\right]} \frac{1}{(C_z^2 + C_y^2) + (C_z^2 - C_y^2) \frac{\sinh\left[2k'_z W - 2 \tanh^{-1}(C)\right]}{2k'_z W} + \frac{\sinh\left[2 \tanh^{-1}(C)\right]}{2k'_z W}} \quad (4.46)$$

.

O fator de qualidade Q_c é obtido substituindo (4.45) e (4.35) em (4.34), desta forma obtém-se:

$$Q_c = \frac{h}{2LW} \frac{Z_d^2}{(1 - C^2) \left[1 + \frac{\sinh\left(2k'_z W - 2 \tanh^{-1}(C)\right)}{2k'_z W} + \frac{\sinh\left(2 \tanh^{-1}(C)\right)}{2k'_z W} \right]} \frac{1}{(C_z^2 + C_y^2) + (C_z^2 - C_y^2) \frac{\sinh\left[2k'_z W - 2 \tanh^{-1}(C)\right]}{2k'_z W} + \frac{\sinh\left[2 \tanh^{-1}(C)\right]}{2k'_z W}} \quad (4.47)$$

.

c) *Fator de qualidade de irradiação:*

O fator de qualidade de irradiação Q_r é obtido substituindo (5.22) e (4.35) em (4.34), desta forma obtém-se:

$$Q_r = \frac{Z_0^2}{4h l_2} \frac{LW}{(1-C^2)} \left[1 + \frac{\sinh\left(2k'_z W - 2\tanh^{-1}(C)\right)}{2k'_z W} + \frac{\sinh\left(2\tanh^{-1}(C)\right)}{2k'_z W} \right] \quad (4.48)$$

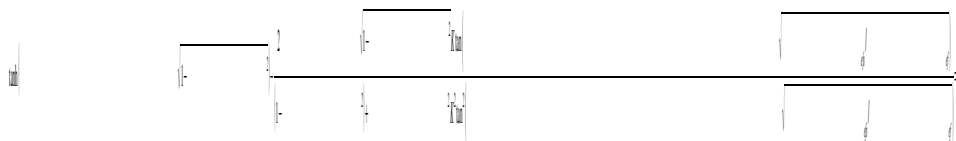
.

4.3 - Resultados numéricos

Nesta seção serão apresentados exemplos de simulações numéricas das equações obtidas nas seções anteriores. A maioria das simulações foram feitas utilizando parâmetros normalizados, do mesmo modo como feito para os casos anteriores, onde os valores dos parâmetros de referência, para a normalização, são os da microfita convencional, os quais foram apresentados no Capítulo 1.

4.3.1 - Frequência de ressonância

A equação dos autovalores (4.5) é utilizada para o cálculo da frequência fundamental correspondente ao modo TM_{018}^x . Esta equação pode ser transformada para a seguinte forma normalizada abaixo:



$$\quad (4.49)$$

,

onde $\phi = W/L$, $\alpha = \omega/\omega_0$, $\beta = l/W$ e $K = w_l/(w_l + w_2)$, ω_0 é a frequência de ressonância da microfita

convencional (sem estubes). Esta última equação transcendente [32], pode ser resolvida numericamente para o cálculo da frequência normalizada ($\alpha=\omega/\omega_0$), para isso é necessário fixar-se os outros parâmetros contidos nesta equação. Com a utilização do *software* MATLAB 6.0, resolveu-se (4.49) obtendo-se as curvas da Fig. 4.5, onde foram utilizados $\phi=0.3$, $K=0.5$, $\sqrt{\frac{l}{\lambda_{ef}}}=1.4$ e $\beta=0.2, 0.5$ e 0.8 , as frequências normalizadas são os pontos onde estas curvas interceptam o eixo horizontal (ω/ω_0), isto é, onde elas se anulam. Observa-se destas curvas quando aumenta-se o comprimento normalizado dos estubes (l/W), a frequência ressonante normalizada (ω/ω_0) diminui.

Na Fig. 4.6 são mostradas curvas da variação da frequência de ressonância normalizada (ω/ω_0) em função do comprimento normalizado dos estubes (l/W) e do parâmetro K , o qual assume os valores $K=0.2, 0.5$ e 0.8 em cada figura. Na Fig. 5.5(a) foram utilizados

$\sqrt{\frac{l}{\lambda_{ef}}}=1$ e $W/L=0.5$, na Fig. 5.5(b)

$\sqrt{\frac{l}{\lambda_{ef}}}=1$ e $W/L=0.2$, na Fig. 5.5(c)

$\sqrt{\frac{l}{\lambda_{ef}}}=1$ e $W/L=0.3$, e na Fig. 5.5(d)

$\sqrt{\frac{l}{\lambda_{ef}}}=1.4$ e $W/L=0.3$. Os resultados obtidos destas curvas, ao contrário dos resultados mostrados nas Fig. 3.4, Fig. 3.6 e Fig. 3.9, representam realmente uma redução na dimensão L , pois nas simulações este valor permanece constante e a frequência reduz. A largura da antena é aumentada para $W \geq 2l$, mas este aumento pode ser compensado pelo ajuste de W , sendo que este deve satisfazer a condição da não consideração da distorção dos campos nas bordas do *patch* ($W \gg h$) para que o modelo da cavidade possa ser aplicado.

Uma outra simulação foi feita utilizando os dados de [12]. Neste caso, são usadas duas antenas, conforme mostrado na Fig. 4.7, as quais têm as mesmas dimensões, L e W' , sendo que uma é a convencional, Fig. 4.7(b), e a outra é com estubes, Fig. 4.7(a). Para estas duas

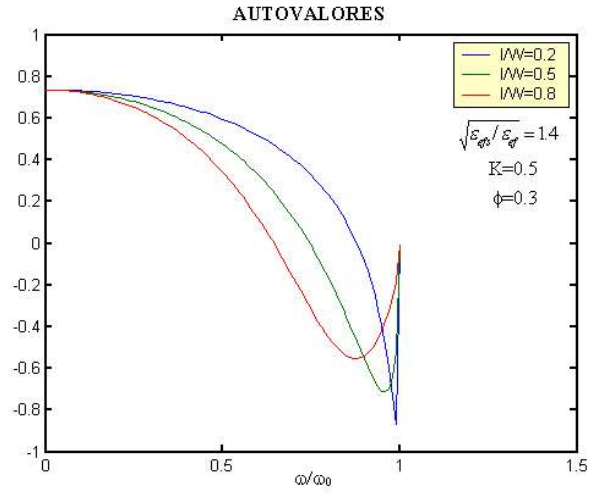


Figura 4.5: Autovalores para a microfita com estubes laterais,

$$\phi = W/L = 0.3, K = 0.5,$$

$$\sqrt{\frac{\epsilon_{es}}{\epsilon_{er}}} = 1.4$$

e $\beta = 0.2, 0.5$ e 0.8 .

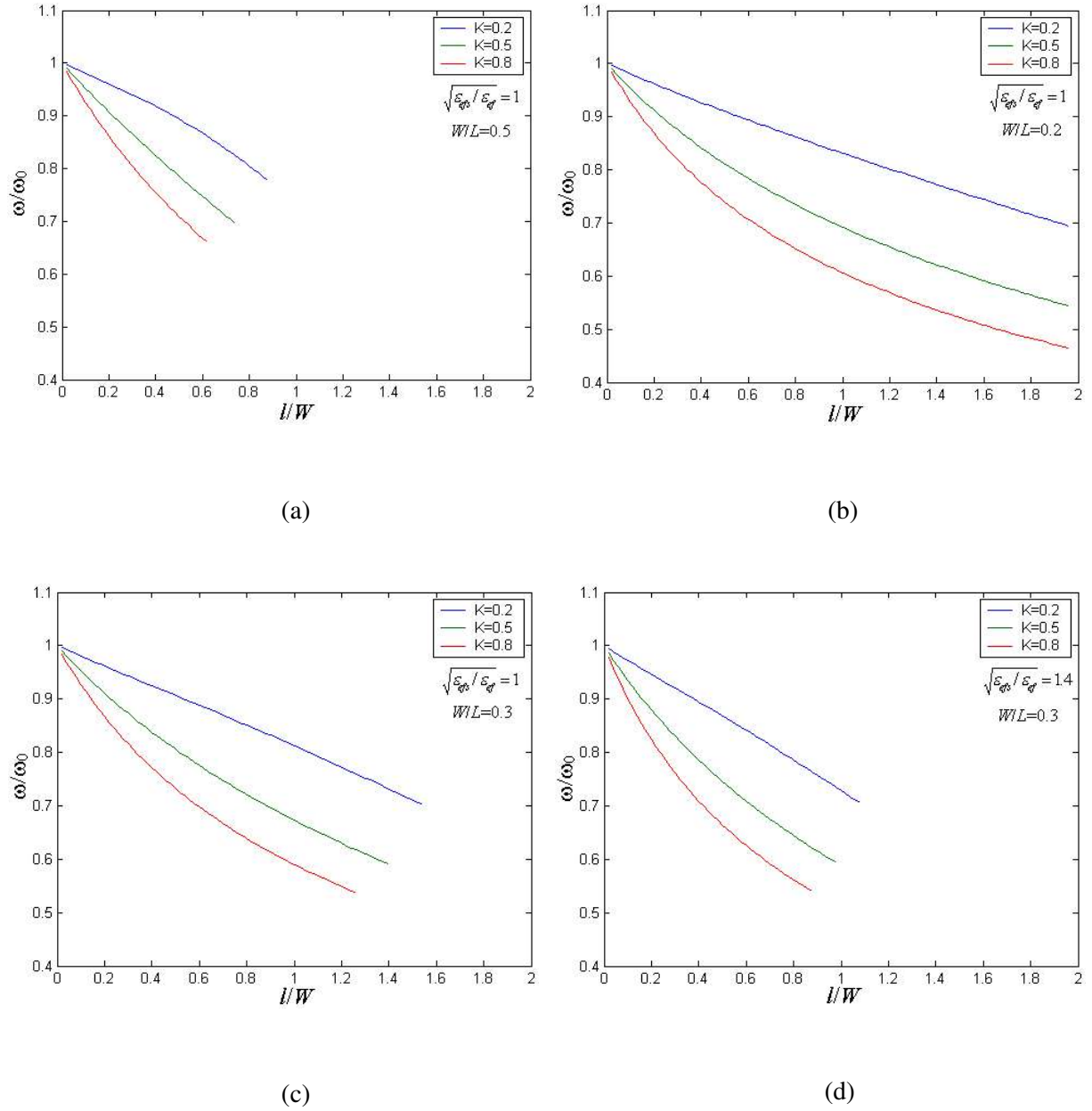


Figura 4.6: Variação da frequência normalizada (ω/ω_0) em função do comprimento normalizado dos estubes (l/W), onde $K=0.2, 0.5$ e 0.8 . (a)

$$\sqrt{\frac{\epsilon_{fs}}{\epsilon_d}} = 1 \quad e \quad W/L=0.5. \quad (b)$$

$$\sqrt{\frac{\epsilon_{fs}}{\epsilon_d}} = 1 \quad e \quad W/L=0.2.$$

$$(c) \sqrt{\frac{e_{fs}}{e_{ef}}} = 1$$

e $W/L=0.3$. (d)

$$\sqrt{\frac{e_{fs}}{e_{ef}}} = 1.4$$

e $W/L=0.3$.

antenas foram calculadas as frequências de ressonância, considerando-se $w_1=0.5\text{mm}$, $w_2=0.5\text{mm}$, $L=7.5\text{cm}$, $W'=3.5\text{cm}$, $h=1\text{mm}$, $l=1.25\text{cm}$ e $\epsilon_{Rd}=4.4$ [12]. Para se obter a relação de redução da frequência, da antena da Fig. 4.7(b) para a da Fig. 4.7(a), através do modelo por condições de contorno de impedância, é necessário calcular alguns parâmetros a partir desses dados. Os parâmetros obtidos através dos dados foram: $W/L \simeq 0.13$, $w_1/(w_1+w_2)=0.5$, $l/W=1.25$

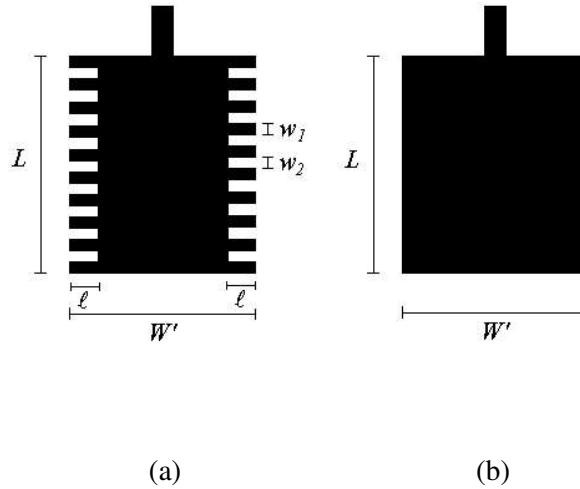


Figura 4.7: Antenas utilizadas para comparação de frequência.

(a) microfita com estúbes.(b) microfita sem estúbes.

e

$$\sqrt{\frac{e_{fs}}{e_{ef}}} \simeq 1.12$$

. Simulando (4.49) com estes parâmetros, obtém-se a curva de frequência da Fig. 4.8. Deste

gráfico tem-se que para $l/W=1.25$, a redução na frequência de ressonância obtida é de aproximadamente 63.4%, este ponto é destacado na figura. Na Tabela 4.1 é feita

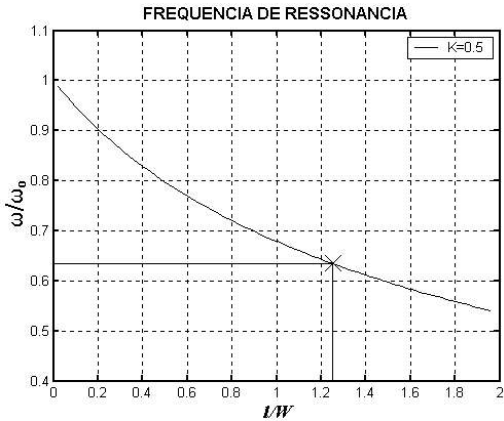


Figura 4.8: Simulação de (4.49) para $K=w_1/(w_1+w_2)=0.5$, $W/L=0.13$ e

$$\sqrt{\frac{l}{efs}} = 1.12$$

uma comparação dos resultados do modelo utilizado neste capítulo, com os de circuitos de parâmetros concentrados [9], linhas de transmissão [12] e dados experimentais [12]. Nesta tabela, a frequência f_0 corresponde a frequência ressonante da antena da Fig. 4.7(b) e f da antena da Fig. 4.7(a). Dos resultados apresentados na Tabela 4.1, conclui-se que o modelo de condições de contorno de impedância dá uma melhor aproximação, com relação aos dados experimentais, do que os modelos de linhas de transmissão e circuitos de parâmetros concentrados.

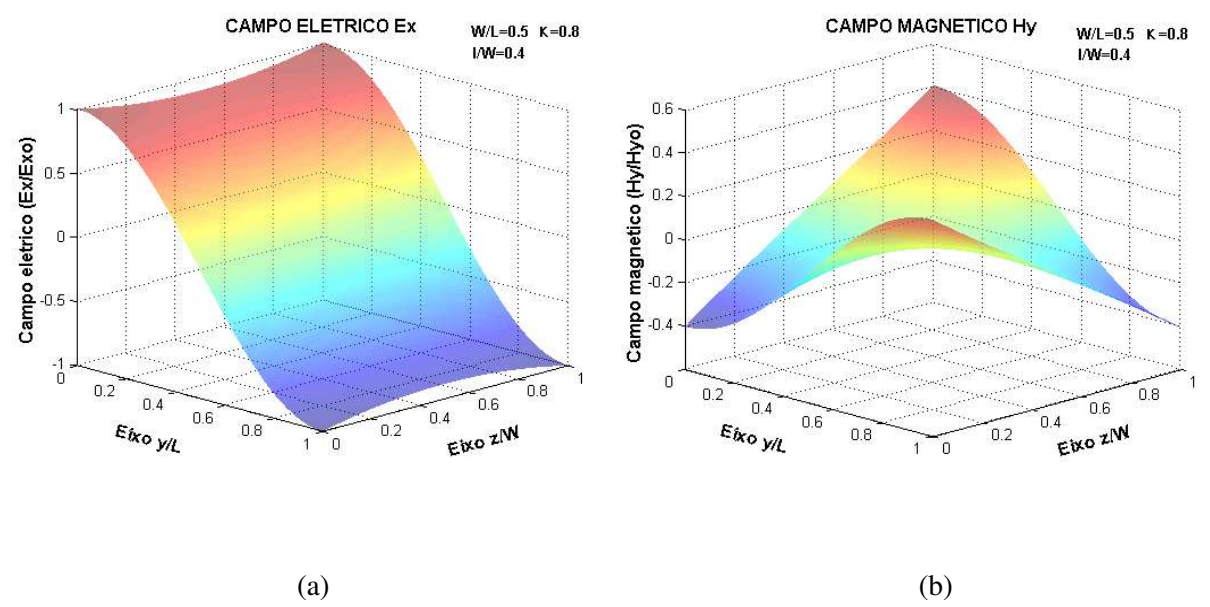
Tabela 4.1 - Comparação de Resultados

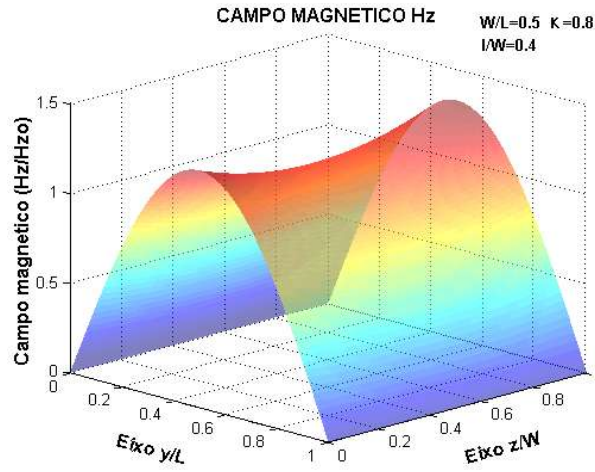
Modelo	f_0 (GHz)	f (GHz)	f/f_0
Circuito de parâmetros concentrados [9]	-	-	0.667

Linhas de transmissão [12]	1.02	0.660	0.647
Condições de contorno de impedância	1.02	0.647	0.634
Dados experimentais [12]	1.02	0.640	0.628

4.3.2 - Campos dentro da cavidade

As Fig. 4.9(a), Fig. 4.9(b) e Fig. 4.9(c) mostram as distribuições espaciais dos campos elétricos e magnéticos normalizados. Estes gráficos foram calculados de (4.7), (4.9) e (4.10). Os eixos normalizados são z/W e y/L . As simulações foram feitas para $K=0.8$, $\sqrt{\frac{\epsilon_{fs}}{\epsilon_{ef}}}=1.4$, $W/L=0.5$ e para um comprimento dos estubes de $l/W=0.4$. Observa-se destas figuras que os campos têm uma variação senoidal com o eixo (y), e uma variação hiperbólica com o eixo (z).





(c)

Figura 4.9: Distribuição espacial dos campos eletromagnéticos dentro da cavidade com

$$K=w_1/(w_1+w_2)=0.8,$$

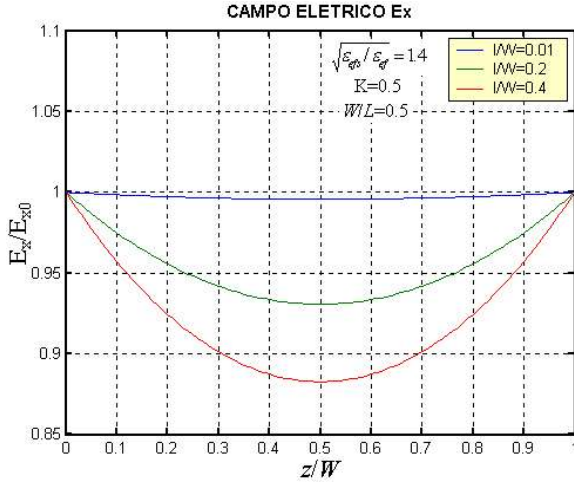
$$\sqrt{\frac{l}{l_{ef}}} = 1.4,$$

$$l/W=0.4 \text{ e } W/L=0.5. \text{ (a) } E_x/E_{x0}. \text{ (b) } H_y/H_{y0}. \text{ (c) } H_z/H_{z0}.$$

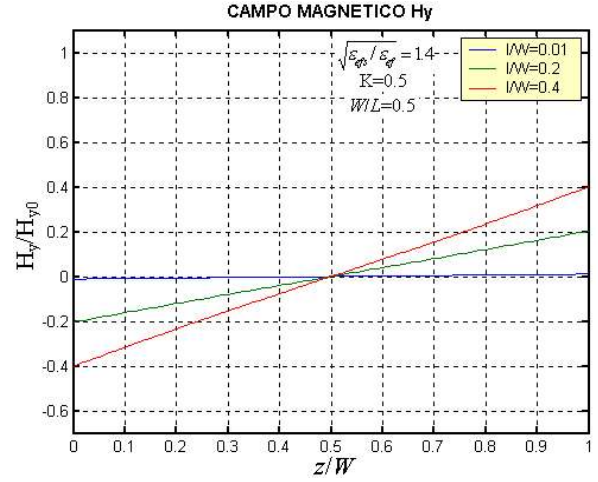
O campo H_y tem uma variação simétrica com o eixo (z), este resultado está de acordo com as condições de contorno do problema (4.2). Comparando estes campos com os da antena de microfita convencional, observa-se que na segunda só existem os campos H_z e E_x , isto implica na existência de correntes somente na direção (y), já na primeira existem correntes também na direção (z), estas são devido aos estubes e estão relacionadas ao campo H_y (Fig. 4.9(b)). A variação das distribuições dos campos eletromagnéticos em função do comprimento normalizado dos estubes é mostrada nas Fig. 4.10(a), Fig. 4.10(b) e Fig. 4.109(c). Nestas simulações foram usados $K=0.8$,

$$\sqrt{\frac{l}{l_{ef}}} = 1.4,$$

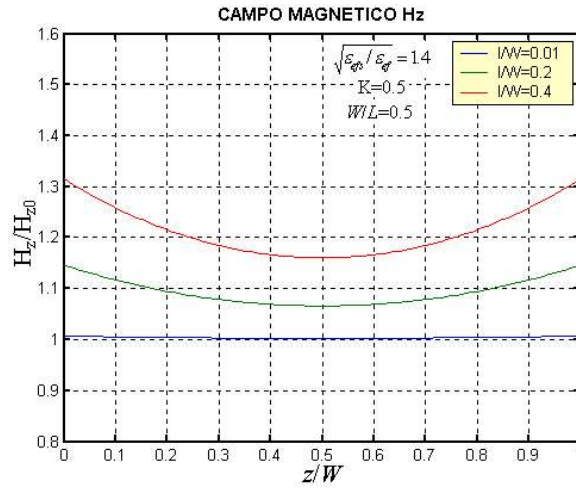
$W/L=0.5$ e $l/W=0.01, 0.2$ e 0.4 .



(a)



(b)



(c)

Figura 4.10: Variação das distribuições dos campos eletromagnéticos em função do comprimento normalizado dos estubes (l/W). (a) E_x/E_{x0} . (b) H_y/H_{y0} . (c) H_z/H_{z0} .

4.3.3 - Diagramas de irradiação

Simulando a equação (4.19) para o plano H, observou-se que a variação dos diagramas em função do comprimento normalizado dos estubes (l/W) é desprezível, e este diagrama é idêntico ao da microfita convencional. O diagrama de irradiação para o plano E sofre uma pequena variação com o aumento do comprimento dos estubes, como mostrado na Fig. 4.11,

onde nesta simulação foram utilizados os seguintes parâmetros normalizados na equação (5.18):

$$\sqrt{\frac{ef}{efs}} = 1, \quad W/L=0.3,$$

$h/L=0.01$, $\epsilon_{Rd}=2$, $K=w_1/(w_1+w_2)=0.5$ e $l/W=0, 0.6$ e 1.2 . Destas curvas observa-se que os diagramas aumentam nas proximidades dos ângulos de 90° quando o comprimento dos estubes aumenta, isto se deve ao fato da dimensão L da microfita diminuir.

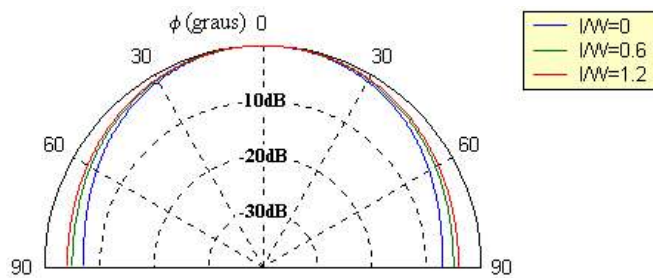


Figura 4.11: Variação do diagrama plano E em função do comprimento normalizado dos estubes (l/W),

$$W/L=0.3,$$

$$\sqrt{\frac{ef}{efs}} = 1,$$

$$h/L=0.01, \epsilon_{Rd}=2, K=w_1/(w_1+w_2)=0.5 \text{ e } l/W=0, 0.6 \text{ e } 1.2.$$

4.3.4 - Diretividade e Impedância de entrada

a) *Diretividade:*

Na Fig. 4.12 é mostrada a variação da diretividade máxima da antena (D_0), equação (4.27), em função do comprimento normalizado dos estubes (l/W) e do parâmetro $K=w_1/(w_1+w_2)$. Nesta simulação foram utilizados $W/L=0.1$,

$$\sqrt{\frac{ef}{efs}} = 1,$$

$$h/L=0.01, \epsilon_{Rd}=2 \text{ e } K=0.2, 0.5 \text{ e } 0.8.$$

b) *Resistência de irradiação:*

Na Fig. 4.13 é mostrada a variação da resistência de irradiação normalizada (R_r/R_{r0}) em função do comprimento normalizado dos estubes (l/W) e do parâmetro $K=w_1/(w_1+w_2)$.

Nesta simulação foram utilizados $W/L=0.3$,

$$\sqrt{\frac{\epsilon_{fs}}{\epsilon_{ef}}} = 1,$$

$h/L=0.01$, $\epsilon_{Rd}=4.4$ e $K=0.2, 0.5$ e 0.8 .

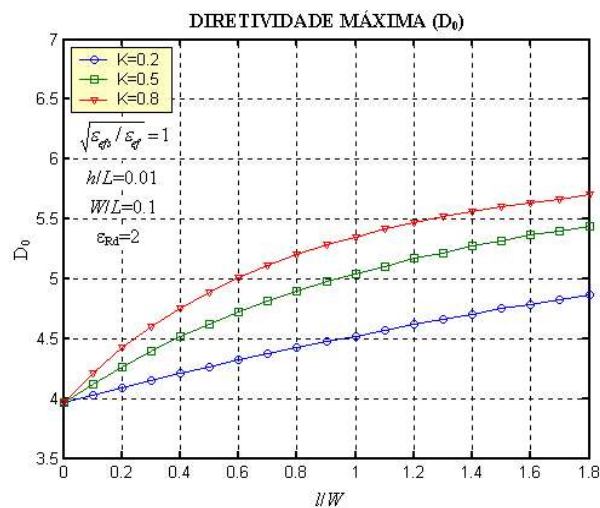


Figura 4.12: Variação da diretividade máxima em função do comprimento normalizado dos

Estubes (l/W), $W/L=0.1$,

$$\sqrt{\frac{\epsilon_{fs}}{\epsilon_{ef}}} = 1,$$

$h/L=0.01$, $\epsilon_{Rd}=2$ e $K=0.2, 0.5$ e 0.8 .

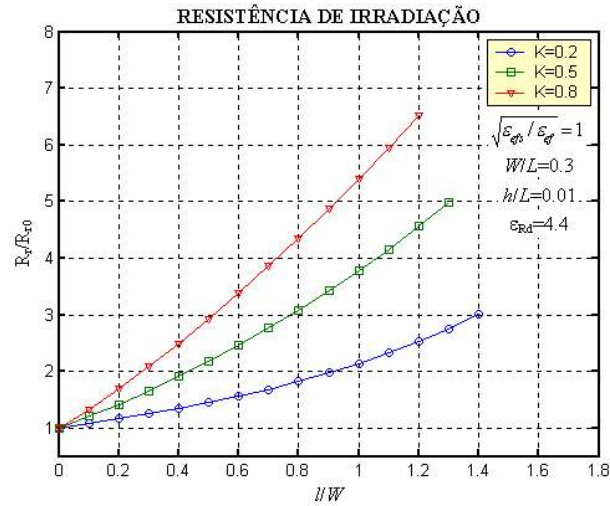


Figura 4.13: Variação da resistência de radiação normalizada (R_r/R_{r0}) em função do comprimento normalizado (l/W), $W/L=0.3$,

$$\sqrt{\frac{\epsilon_{g0}}{\epsilon_g}} = 1, \quad h/L=0.01, \quad \epsilon_{Rd}=4.4 \text{ e } K=0.2, 0.5 \text{ e } 0.8.$$

4.3.5 - Fator de qualidade

A variação do fator de qualidade de irradiação normalizado (Q_r/Q_{r0}) em função do comprimento normalizado dos estubes (l/W) e do parâmetro $K=w_1/(w_1+w_2)$ é mostrada na Fig. 5.14(a), onde nesta simulação foram utilizados $W/L=0.3$,

$$\sqrt{\frac{\epsilon_{g0}}{\epsilon_g}} = 1, \quad h/L=0.01, \quad \epsilon_{Rd}=4.4 \text{ e } K=0.2, 0.5 \text{ e } 0.8.$$

Na Fig. 4.14(b) é mostrado a variação do fator de qualidade devido ao condutor normalizado (Q_c/Q_{c0}) em função do comprimento (l/W) e do parâmetro $K=w_1/(w_1+w_2)$, nesta foram usados $W/L=0.5$,

$$\sqrt{\frac{\epsilon_{g0}}{\epsilon_g}} = 1.4$$

e $K=0.2, 0.5$ e 0.8 . Utilizando as equações (4.39) e (4.46) obteve-se as curvas mostradas nas Fig. 4.15(a) e Fig. 4.15(b).

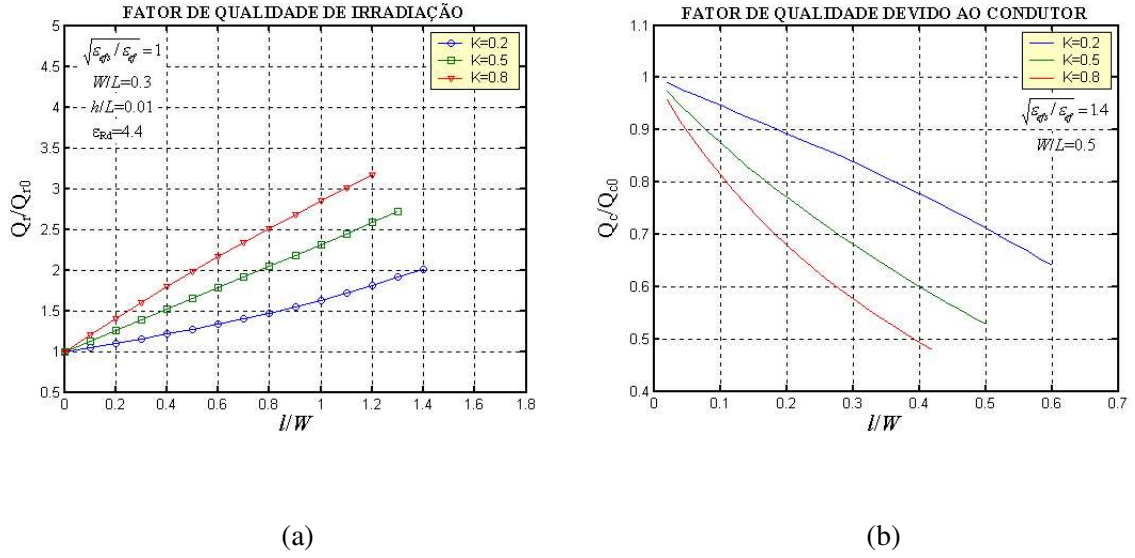


Figura 4.14: Variação dos fatores de qualidade normalizado em função do comprimento normalizado dos estubes (l/W), $K=0.2, 0.5$ e 0.8 . (a) Q_r/Q_{r0} , onde $W/L=0.3$,

$\sqrt{\epsilon_{ps}/\epsilon_d}=1$, $h/L=0.01$ e $\epsilon_{Rd}=4.4$.
(b) Q_c/Q_{c0} , onde $W/L=0.5$ e $\sqrt{\epsilon_{ps}/\epsilon_d}=1.4$.

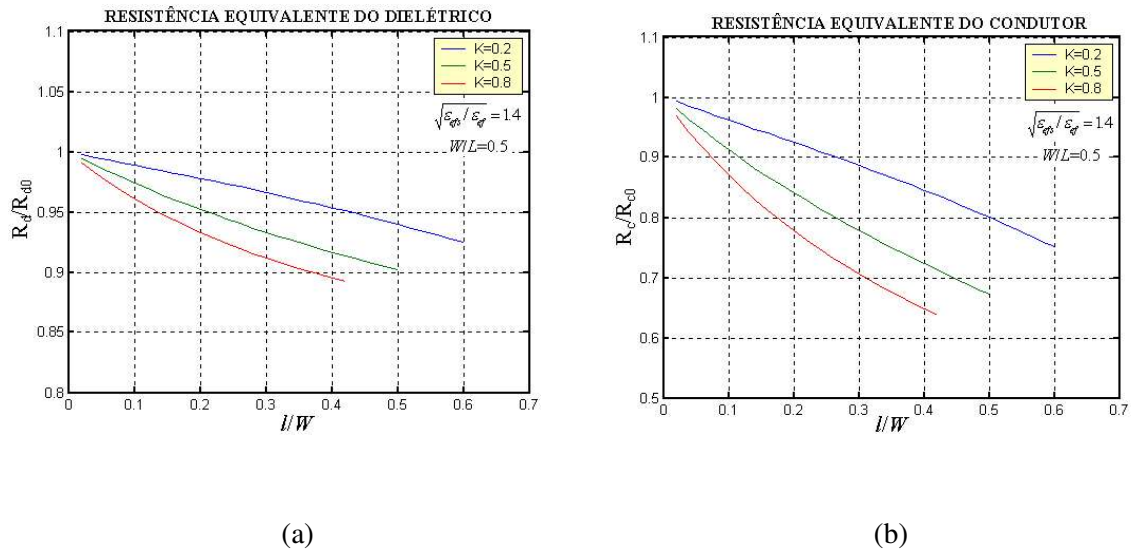


Figura 4.15: Variação das resistências equivalentes normalizadas em função do comprimento normalizado dos estubes (l/W), $W/L=0.5$,

$\sqrt{\epsilon_{ps}/\epsilon_d}=1.4$ e $K=0.2, 0.5$ e 0.8 . (a) Q_d/Q_{d0} . (b) Q_c/Q_{c0} .

4.4 – Propostas para melhorar características

Nesta seção são apresentadas algumas propostas para melhorar as características das microfita retangulares com estubes, tais como aumentar a largura de banda [35]-[46] e diminuir o efeito de irradiação da linha de alimentação sobre o diagrama da antena [46], visto que a microfita analisada neste capítulo é alimentada via linha de microfita, e ela apresenta largura de banda menor quando comparada com a convencional. Esta última característica é observada nas Fig. 2.3, Fig. 2.9, Fig. 2.15 e Fig. 4.14(a).

a) Utilização de outras geometrias de estubes

A utilização de geometrias de estubes diferentes da retangular usada neste trabalho, pode possibilitar uma melhora na largura de banda, visto que, pela suas geometrias, elas podem apresentar diferentes modos de ressonância. Na Fig. 4.16 são mostrados alguns exemplos de geometrias de estubes.

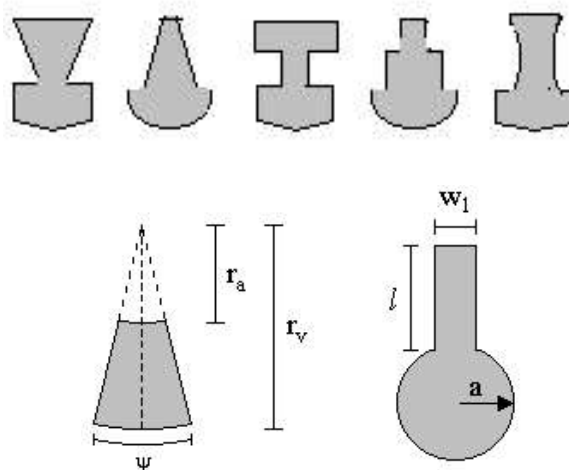


Figura 4.16: Geometria de estubes.

b) Utilização de técnicas combinadas

Uma proposta para melhorar as características da microfita com estubes, seria a utilização de uma alimentação por acoplamento eletromagnético (Fig. 4.17), visto que esta técnica, como mostrado em [46], diminui o efeito de irradiação da linha sobre o diagrama da antena e aumenta sua largura de banda. Uma outra proposta para aumentar a largura de banda é utilizando um *patch* em forma de E (Fig. 4.18(a)). Esta técnica foi proposta em [36]-[37], onde foi mostrado que é possível obter uma largura de banda de 32,2%, em uma faixa de frequência de 1.9GHz-2.4GHz, faixa esta que é utilizada em modernos sistemas de comunicação *wireless*. Na Fig. 4.18(b) é mostrada a microfita com *patch* em forma de E com estubes em suas bordas.

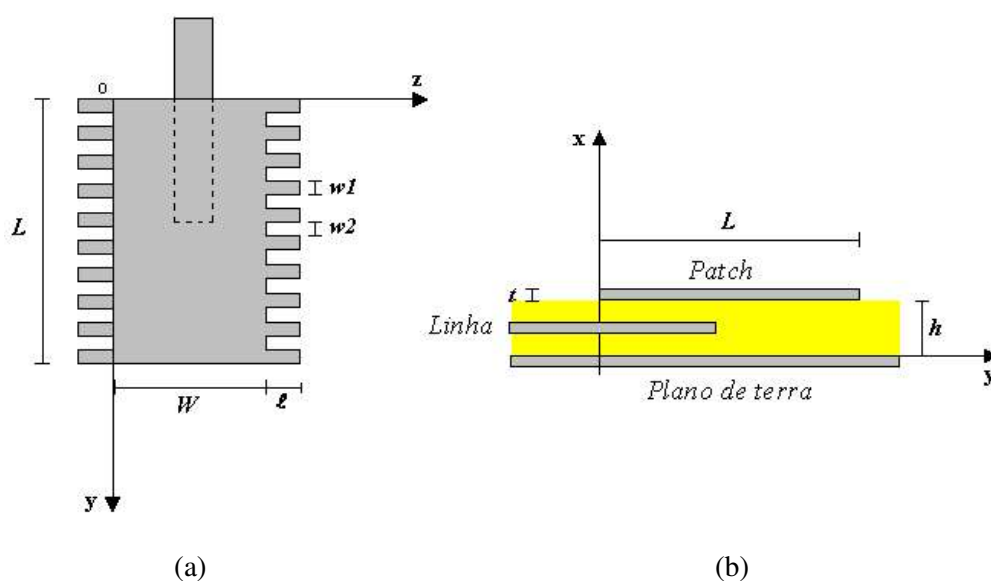


Figura 4.17: Alimentação via acoplamento eletromagnético. (a) vista superior. (b) viste transversal.

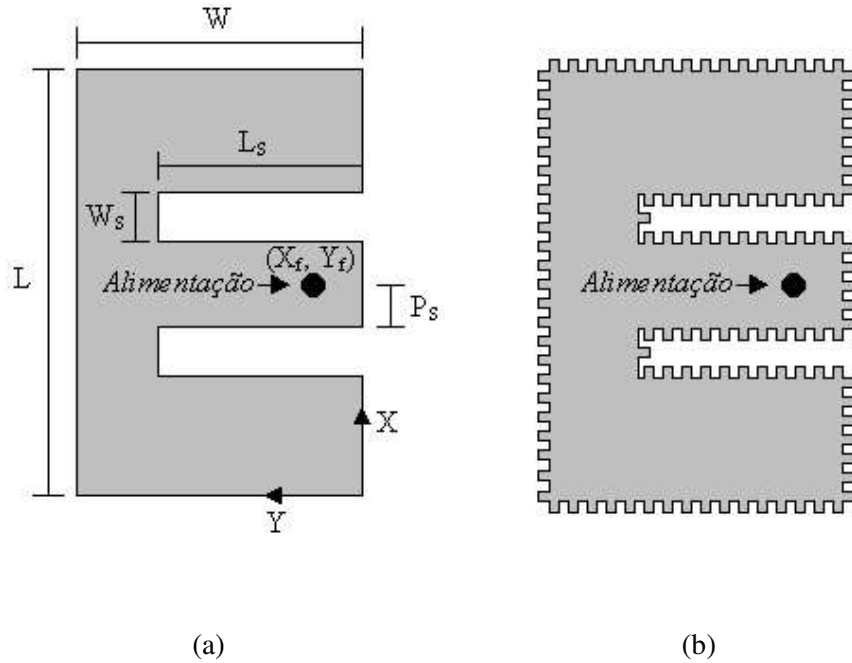
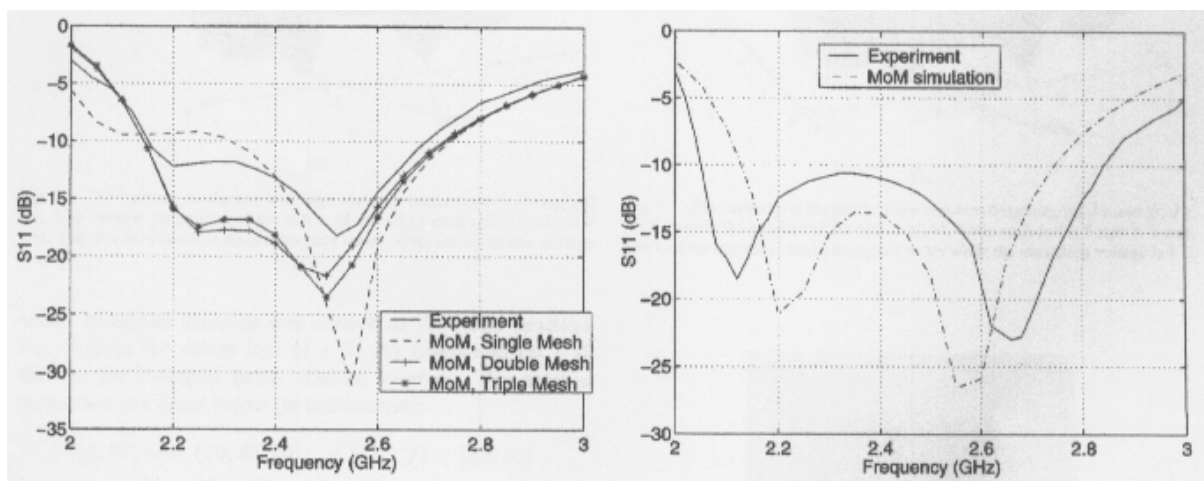


Figura 4.18: Antena com *patch* em forma de E, alimentação via cabo coaxial.

(a) convencional. (b) com estubes.

Para mostrar como a largura de banda deste tipo de antena é aumentada, na Fig. 4.19 são apresentados os resultados obtidos em [36] para dois exemplos. Na Fig. 4.19(a) é mostrada a variação do fator de perda de retorno (S_{11}) em função da frequência (GHz), onde as dimensões utilizadas (milímetros) foram $(L, W, h) = (70, 45, 10)$, $(X_f, Y_f) = (35, 10)$, $L_s = 30$, $W_s = 5$ e $P_s = 12.5$. Na Fig 4.19(b) é mostrada o outro exemplo, onde, neste caso, utilizou-se $(L, W, h) = (70, 45, 10)$, $(X_f, Y_f) = (35, 7)$, $L_s = 35$, $W_s = 4$ e $P_s = 9$. No primeiro exemplo obteve-se uma largura de banda de 21.2% e no segundo 32.3% (largura de banda medida entre os pontos de -10dB). Estas curvas foram obtidas por dados experimentais e pelo método dos momentos. Destes resultados, se observa que as dimensões dos *slits* (W_s, L_s), a distância P_s e o ponto de alimentação (X_f, Y_f) , definem a largura de banda da antena.



(a)

(b)

Figura 4.19: Variação de S_{11} em função da frequência. (a) largura de banda 21.2%.

(a) largura de banda 32.3%.

4.5 - Conclusão

A microfita retangular com estubes periódicos nas bordas laterais do *patch* (Fig. 4.1) foi analisada neste capítulo pelo método de condições de contorno de impedância. Este método mostrou ser bastante vantajoso com relação aos outros modelos existentes na literatura, pois, por meio deste, obtém-se resultados teóricos mais próximos dos dados experimentais. Além desta vantagem, o modelo permite calcular vários parâmetros característicos da microfita, além da frequência de ressonância, os quais não são possíveis por meio dos modelos de *circuitos de parâmetros concentrados e linhas de transmissão*.