

CAPÍTULO 2

2 - ANÁLISE DE ANTENA DE MICROFITA RETANGULAR COM ESTUBES

2.1 - Introdução

Neste capítulo será introduzido o estudo das antenas de microfita que utilizam estubes nas bordas do *patch* para a redução das dimensões. Serão apresentados um exemplo de aplicação do método de condições de contornos de impedância para a análise da microfita circular com estubes [13], os tipos de microfita retangulares com estubes que serão analisadas, neste e nos próximos capítulos, e os seguintes métodos para a análise de tais tipos de antenas: *circuitos de parâmetros concentrados* [9], no qual serão calculadas a frequência de ressonância e a susceptância, e *linhas de transmissão* [12] onde será apresentado um resumo da teoria e dos resultados obtidos.

2.2 - Redução das dimensões de antenas de microfita

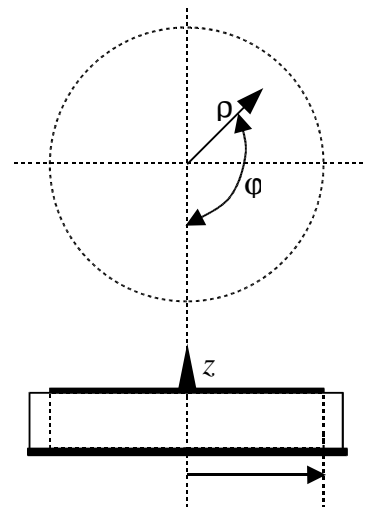
A redução das dimensões das antenas de microfita é importante para muitas aplicações, tais como equipamentos para comunicações móveis portáteis, embarcado em aeronaves e satélites, mísseis e em arranjos de antenas. Vários métodos têm sido utilizados com este objetivo [2]-[13]: utilização de substratos com alta constante dielétrica, ou utilização de resistores (chip) e capacitores embebidos [2], [4] e [38], a utilização de fendas no plano de terra [7], ou ainda a construção de ressoadores *patches* com uma estreita fenda [5].

Um dos métodos para a redução das dimensões destes tipos de antenas, é a utilização de estubes nas bordas do patch [8]-[13]. Esta técnica, já foi aplicada com sucesso em antenas circulares em [10], onde foi mostrado que o efeito de um único estube provoca uma redução na frequência de ressonância e, em [11], com dois estubes cujo efeito é similar. As antenas em formato de anel também apresentam o mesmo comportamento, como foi mostrado em [8]. Neste trabalho a demonstração foi feita numericamente e experimentalmente. Já em [9], foi utilizado um modelo de circuitos.

Outro método utilizado para análise de tais antenas (com estubes) é o de *condições de contorno de impedância* [13]-[15], neste o efeito dos estubes periódicos das bordas do *patch* são modelados como condições de impedância nas superfícies laterais do ressonador. Este método será abordado nos próximos capítulos para análise das antenas retangulares com estubes. A seguir será mostrado um exemplo de aplicação deste método para a microfita circular com estubes.

2.2.1 - Antena de microfita circular com estubes

A microfita circular com estubes mostrada na Fig. 2.1 foi analisada em [13] pelo método das condições de contorno de impedância.



(a)

(b)

Figura 2.1: Ressorador circular com estubes. (a) dimensões do ressoador com estubes.

(b) ressoador uniforme com condições de contorno de impedância em $\rho=R$.

Através deste modelo, os autores obtiveram a seguinte equação que define as frequências do ressoador:

$$J'_n(kR) - aJ_n(kR) = 0, \quad (2.1)$$

onde $J_n(\bullet)$ e $J'_n(\bullet)$ são as funções de Bessel de primeira espécie, de ordem n e sua derivada, respectivamente, R é o raio do ressoador sem estubes (Fig. 2.1(a)), $k=\omega$

$$\sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \quad o \quad Rd$$

, a é um parâmetro adimensional que descreve os estubes e é definido pela expressão, $a = -jZ_d Y_s$, $Z_d =$

$$\sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \quad 0 \quad l \quad Rd$$

, $Z_s = 1/Y_s$ é a impedância média de contorno no raio R do ressoador. As condições de contornos da superfície cilíndrica do ressoador em $\rho=R$ são:

$$H = -Y_s E_z, \quad (2.2)$$

$$E_z = -Z_s H,$$

onde H_ϕ e E_z são as componentes magnéticas em $\rho=R$ (Fig. 2.1(b)). A admitância média dos estubes é definida como:

$$Y_s = jKY_l \left(\frac{1}{1 - l/R_0} \right) \tan(2\pi l/\lambda_g) \quad (2.3)$$

onde Y_l é a admitância característica do estube, λ_g é o comprimento de onda da linha de microfita formada pelo estube, $K=w_l/(w_l+w_2)$, onde as dimensões w_l e w_2 são mostradas na Fig. 2.1(a). Através de simulação da equação (2.1) os autores obtiveram as curvas da Fig. 2.2 para a frequência normalizada (ω/ω_0) em função do comprimento normalizado dos estubes (l/R_0), onde ω_0 é a frequência de ressonância para o ressoador sem estubes ($l=0$).

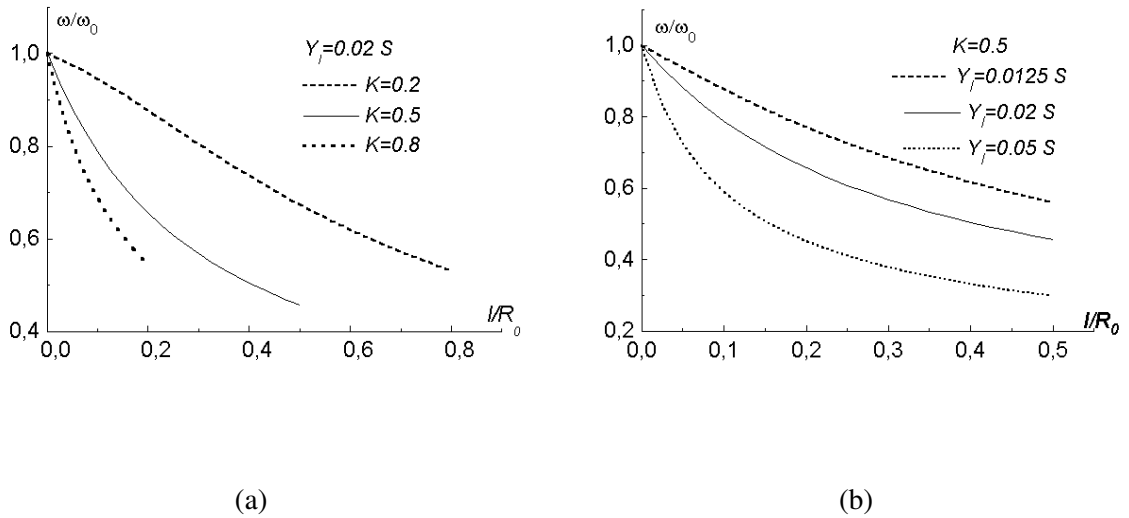


Figura 2.2: Frequência normalizada (ω/ω_0) versus comprimento normalizado dos estubes (l/R_0).

(a) Y_l é mantido fixo e K varia. (b) K é mantido fixo e Y_l varia.

Neste artigo os autores também calcularam a largura de banda do ressoador aproximadamente por meio do parâmetro de inclinação da curva da susceptância B' . Eles consideraram a admitância de entrada do ressoador sendo:

$$Y_{in} = G_{in} + jB_{in} \quad (2.4)$$

onde G_{in} é a condutância paralela e B_{in} é a susceptância paralela do ressoador. O valor de B_{in} pode ser dado aproximadamente em torno da frequência de ressonância por

$$B_{in} = 2 B' \left[\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right]$$

, onde ω é a frequência, B' é a inclinação da curva da susceptância do ressoador na frequência ω_0 , a qual é definida por

$$B' = \frac{\partial B_{in}}{\partial \omega}$$

, assim foi obtido:

$$B' = \frac{1}{4 Z_d \sin} \left[k_d R \frac{J_1(k_d R)}{k_d R} \right] \quad (2.5)$$

onde

$$= Z_d \left(\frac{\partial Y}{\partial \omega} \right)$$

, $Y = Y_s/j$, 2ψ é mostrado na Fig. 2.1(a). A Fig. 2.3 mostra a variação de B' em função da frequência. Destas curvas pode-se concluir que o fator de qualidade aumenta com o aumento do comprimento dos estubes.

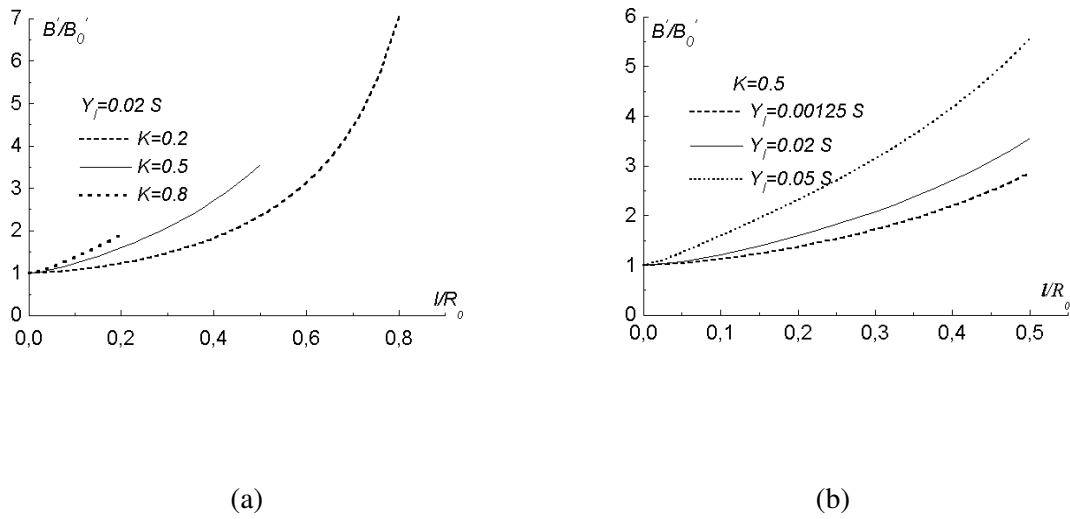


Figura 2.3: Variação B'/B'_0 em função do comprimento normalizado dos estubes l/R_0 .

(a) Y_f é mantido fixo e K varia. (b) K é mantido fixo e Y_f varia.

2.3 - Antena de microfita retangular com estubes

A antena de microfita retangular com estubes, Fig. 2.4, tem a vantagem de possuir mais possibilidades para se obter características desejáveis em projetos, pois podem ser ajustadas as duas dimensões L e W , em vez de uma que possui a microfita circular.

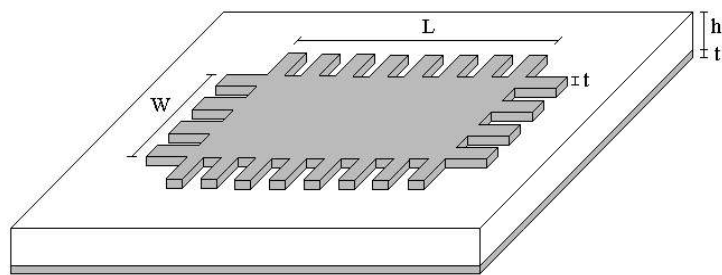


Figura 2.4: Microfita retangular com estubes nos quatro lados.

Na Fig. 2.5 são mostrados os diversos tipos, de microfita retangulares ($L > W$) que possuem estubes. As cinco antenas desta figura podem ser analisadas pelo método de *circuitos com parâmetros concentrados*, do qual pode-se obter uma aproximação do efeito

dos estubes na frequência de ressonância e na susceptância de entrada. Como exemplo de aplicação, na próxima seção será analisada a microfita da Fig. 2.5(c) por meio deste método.

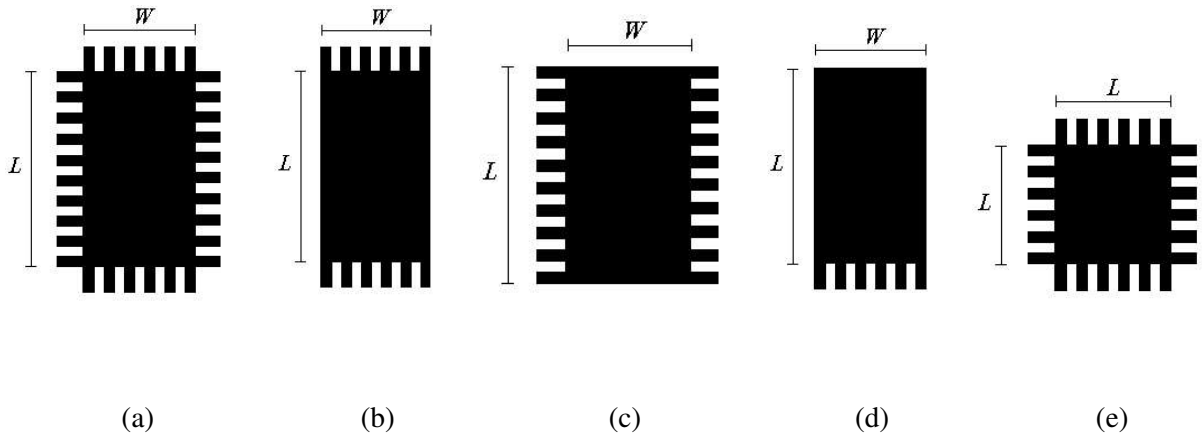


Figura 2.5: Microfitas retangulares com estubes. (a) caso geral. (b) estubes longitudinais. (c) estubes laterais. (d) estubes em um lado. (e) quadrada.

A microfita da Fig. 2.5(c) foi analisada pelo método de *linhas de transmissão* em [12]. No presente capítulo será mostrado um resumo da teoria e dos resultados obtidos neste artigo.

O método de *condições de contorno de impedância* pode ser utilizado para analisar as cinco microfita mostradas na Fig. 2.5. Por meio deste método, para a microfita mostrada na Fig. 2.5(a), serão obtidas expressões gerais que serão facilmente adaptadas para os outros casos. Será mostrado nos próximos capítulos que as microfita das Fig. 2.5(b) e Fig. 2.5(d) não sofrem uma real redução em suas dimensões, e que somente os casos das Fig. 2.5 (c) e Fig. 2.5(e) apresentam esta efetiva redução. No Capítulo 3, serão obtidas as expressões para o caso geral, e analisadas as microfita das Fig. 2.5(b), Fig. 2.5(d) e Fig. 2.5(e). Esta análise se resume ao cálculo da frequência ressonante e campos dentro da cavidade. Já a microfita da Fig. 2.5(c) será analisada no Capítulo 4, esta análise será mais completa, pois serão calculados vários parâmetros característicos além da frequência de ressonância do modo fundamental.

2.4 - Método de circuitos de parâmetros concentrados

Este método foi primeiramente utilizado em [9] para a microfita em formato de anel com estubes. Aqui será analisada a microfita retangular com estubes da Fig. 2.5(c). Será mostrado que os estubes provocam uma redução nas dimensões da antena e um aumento na susceptância, o qual implica em um conseqüente aumento no fator Q . A Fig. 2.6 mostra o ressoador de microfita convencional, de dimensões L e W , e o seu respectivo modelo de circuito. O circuito na Fig. 2.6(b) é um equivalente paralelo onde os parâmetros são R_0 , L_0 e C_0 .

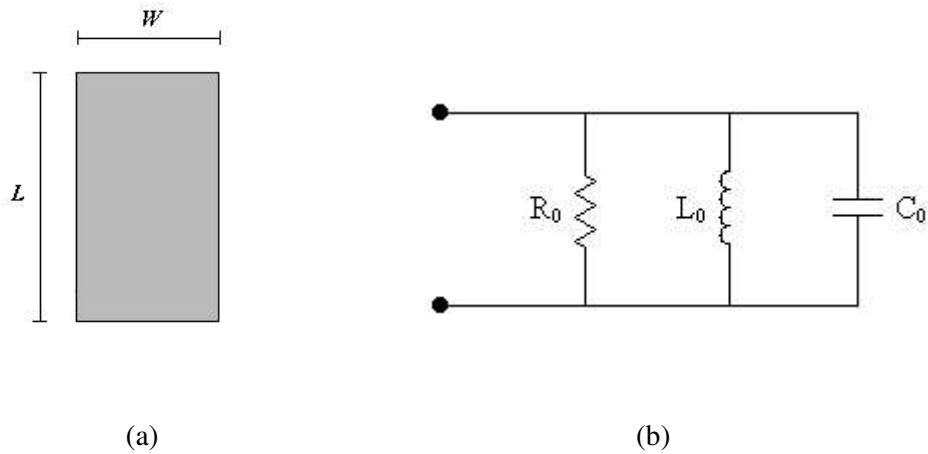


Figura 2.6: Microfita retangular convencional. (a) ressoador. (b) modelo equivalente de circuitos.

Para a microfita com estubes, são mostrados na Fig. 2.7 o ressoador, com as mesmas dimensões L e W , e o seu circuito paralelo equivalente. Para este caso, a capacitância ΔC representa o efeito dos estubes, pois estes podem ser considerados como elementos de capacitância adicionais na periferia do *patch*. Os estubes possuem comprimento l , largura w_1 e distâncias entre si w_2 .

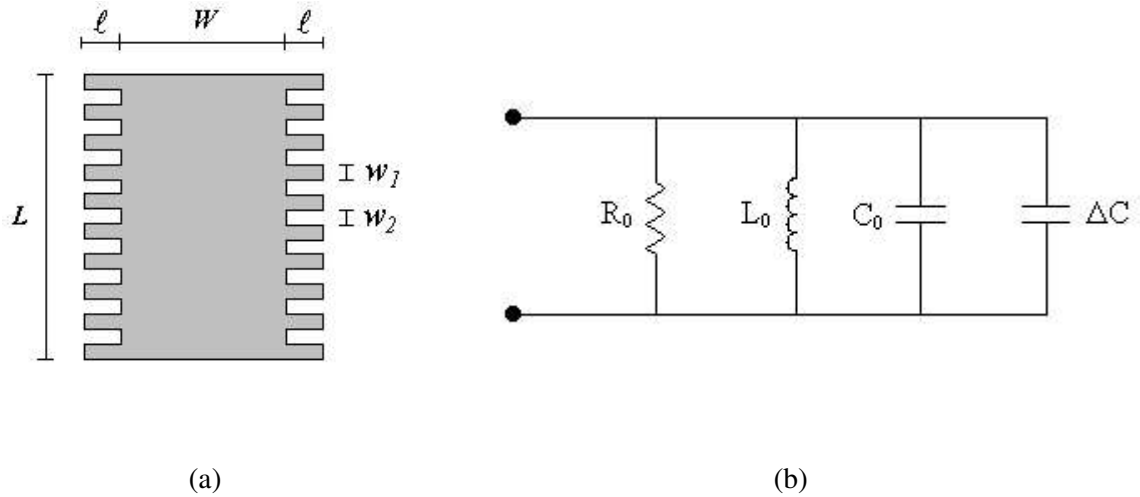


Figura 2.7: Microfita retangular com estubes. (a) ressoador. (b) modelo equivalente de circuitos.

2.4.1 - Relação de frequência

A frequência de ressonância para a microfita convencional (ω_0) é determinada do circuito da Fig. 2.6(b), ela é calculada por [30]:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} \quad (2.6)$$

.

Para a microfita com estubes, Fig. 2.7, a frequência de ressonância (ω) é calculada por:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_t C_0 + \Delta C}} \quad (2.7)$$

,

desta equação já pode-se observar que o efeito da capacitância ΔC provocará uma redução na frequência de ressonância. Dividindo a equação (2.7) por (2.6) obtém-se a seguinte relação de frequência:

$$\frac{1}{\sqrt{\epsilon_d}} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_d}} \quad (2.8)$$

Para o ressonador da Fig. 2.6, a capacitância C_0 é dada aproximadamente por $C_0 = \epsilon_d S_0 / h$, onde ϵ_d é a permissividade do dielétrico, $S_0 = L.W$ é a área do condutor e h é a altura entre os condutores, *patch* e plano de terra. Pode-se determinar a capacitância devido aos estubes ΔC determinando-se a área ocupada por eles. Sendo N o número de estubes em um lado da antena, Fig. 2.7(a), então $L = Nw_1 + (N-1)w_2$ é uma relação válida e dela tem-se que:

$$N = \frac{L + w_2}{w_1 + w_2}, \quad (2.9)$$

onde as dimensões w_1 e w_2 são mostradas na Fig. 2.7(a). Agora pode-se determinar a área devido aos estubes, esta área é calculada por:

$$S = 2Nw_1 \times l = 2 \left(\frac{L + w_2}{w_1 + w_2} \right) w_1 \times l, \quad (2.10)$$

sabendo-se que $\frac{C}{C_0} \simeq \frac{S}{S_0}$, então dividindo (2.10) por $S_0 = L.W$, tem-se:

$$\frac{S}{S_0} = 2 \left(\frac{w_1}{w_1 + w_2} \right) \left(\frac{l}{W} \right) \left(1 + \frac{w_2}{L} \right), \quad (2.11)$$

considerando $L \gg w_2$, que é uma situação prática, e fazendo $K = w_1 / (w_1 + w_2)$ e $\beta = l / W$, a relação

entre as áreas será $\frac{C}{C_0} = \frac{S}{S_0} = 2K\beta$, substituindo este último resultado em (2.8) tem-se:

$$\frac{1}{\sqrt{1+2K}} \quad (2.12)$$

Esta última equação é plotada na Fig. 2.8, onde a frequência normalizada (ω/ω_0) é dada em função do comprimento normalizado dos estubes ($\beta=l/W$), sendo que $K=w_1/(w_1+w_2)$ é utilizado como parâmetro e assume os valores $K=0.2, 0.5$ e 0.8 . Observa-se destas curvas que elas possuem o mesmo comportamento daquelas para a microfita circular que foram mostradas na Fig. 2.2.

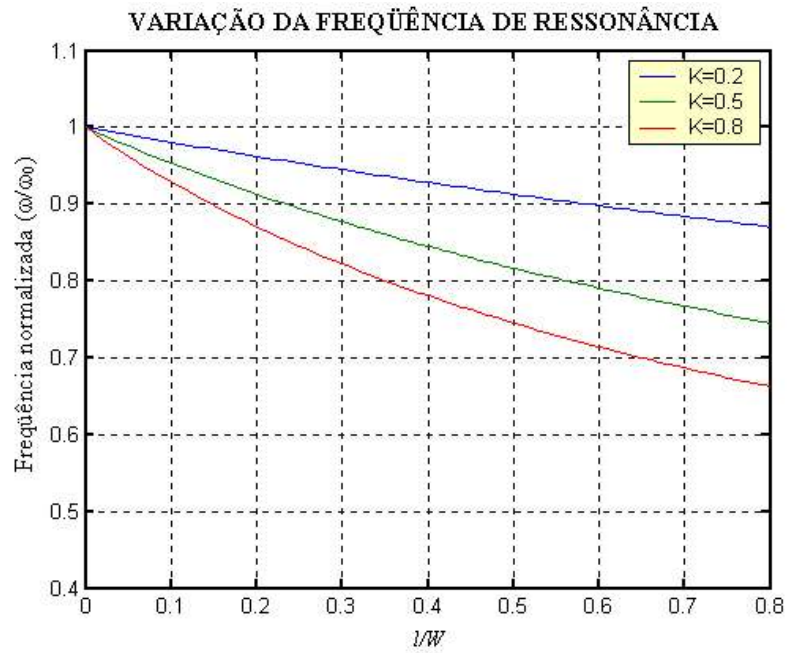


Figura 2.8: Frequência normalizada (ω/ω_0) em função do comprimento normalizado (l/W).

2.4.1 - Relação de susceptância

A admitância de entrada para o ressonador da Fig. 2.6 é dada por:

$$Y_0 = G_0 + jB_0 = \frac{1}{R_0} + j \left(C_0 - \frac{1}{L_0} \right). \quad (2.13)$$

Em torno da frequência de ressonância o fator de qualidade Q_0 é calculado por:

$$Q_0 = \frac{B_{L0}}{G_0} = \frac{B_{C0}}{G_0} = \frac{B'_0}{G_0}, \quad (2.14)$$

onde $B_{L0} = 1/\omega_0 L_0$ é a susceptância devido a indutância e $B_{C0} = \omega_0 C_0$ é a susceptância devido a capacitância. Para o ressoador mostrado na Fig. 2.7, na ressonância, a susceptância B_L e B_C são iguais, e calculadas por:

$$B_L = B_C = B' = \frac{1}{L_0} \sqrt{\frac{(C_0 + C)}{L_0}} \quad (2.15)$$

onde o fator de qualidade para este caso é calculado por:

$$Q = \frac{B_L}{G_0} = \frac{B_C}{G_0} = \frac{B'}{G_0}. \quad (2.16)$$

Dividindo-se (2.15) por $B'_0 = 1/\omega_0 L_0$, obtém-se a seguinte relação de susceptância:

$$\frac{B'}{B'_0} = \sqrt{1 + C/C_0} = \sqrt{1 + 2K}, \quad (2.17)$$

onde $K = w_1/(w_1 + w_2)$ e $\beta = l/W$. A Fig. 2.9 mostra a variação de B'/B'_0 em função do comprimento normalizado, para $K=0.2, 0.5$ e 0.8 . Observa-se também destas curvas que elas

possuem o mesmo comportamento, aumento de B'/B'_0 em função de l/W , daquelas para a microfita circular (Fig. 2.3).

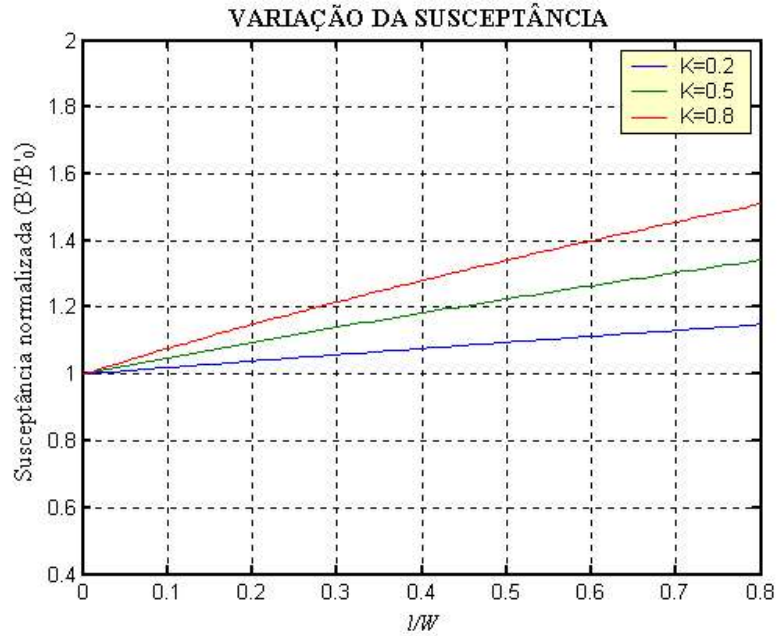


Figura 2.9: Susceptância normalizada (B'/B'_0) em função do comprimento normalizado (l/W).

2.5 - Método de linhas de transmissão

Este método foi aplicado em [12] para a análise da microfita com estufes mostrada na Fig. 2.5(c) com alimentação por linha de microfita ao longo do comprimento L . Neste artigo os autores mostraram que se pode obter uma redução de até 50% no comprimento L por meio dos estufes que neste caso foram chamados *inductive slots*. A seguir serão apresentados um resumo deste método e alguns resultados obtidos.

2.5.1 - Fundamento teórico

O modo utilizado na análise é o TM_{010}^x mostrado na Fig. 2.10, onde o campo elétrico tem amplitude constante ao longo de W , e na direção L varia com a função cosseno com

inversão de direção bem no centro. A fase entre as extremidades 1 e 3 é π , e neste caso ocorre um máximo de irradiação pois as aberturas 1 e 3 estarão em fase. Já foi mostrado no Capítulo 1 que se for diminuído o comprimento L da antena a frequência de ressonância será deslocada, assim se for mantida a mesma frequência ocorrerá um deslocamento na fase, o

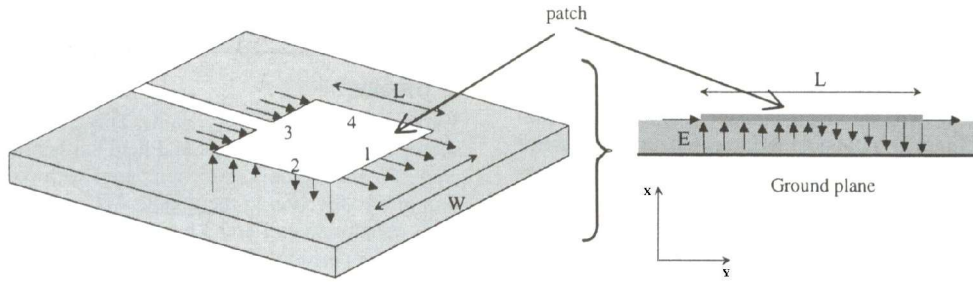


Figura 2.10: Representação do *patch* da antena e seus campos associados.

qual provocará um descasamento de fase entre as aberturas 1 e 3 e conseqüentemente uma diminuição na irradiação da antena. Para compensar esta diferença de fase, são colocados elementos indutivos na antena (Fig. 2.11), o qual possui uma indutância Δl calculada por [31]:

$$l = \frac{h}{2} \left[1 - \frac{Z_0}{Z'_0} \right] \quad (2.18)$$

, em H

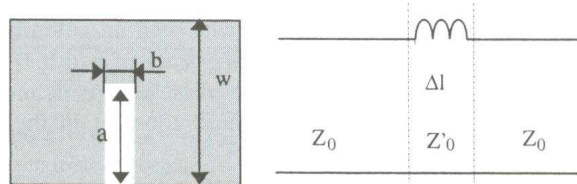


Figura 2.11: Linha de microfita com um *slot* e o seu modelo equivalente.

na qual Z_0 é a impedância característica da linha de largura w , Z'_0 é a impedância característica da linha de largura $w-a$, e h é a espessura do substrato. Na Fig. 2.12 é mostrada a microfita

com os estubes periódicos nos lados 2 e 4, para esta antena o modelo de linhas de transmissão é mostrado na Fig. 2.13, na qual os slots foram representados por carregamentos indutivo ao longo da linha, onde as indutâncias Δl são calculadas de (2.18). Neste modelo, G

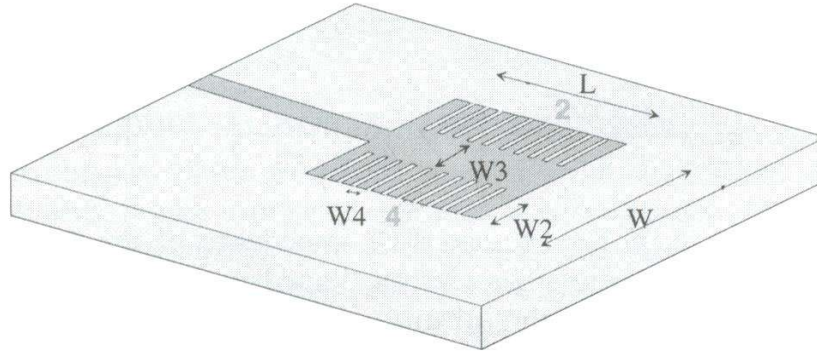


Figura 2.12: Antena de microfita retangular com estubes.

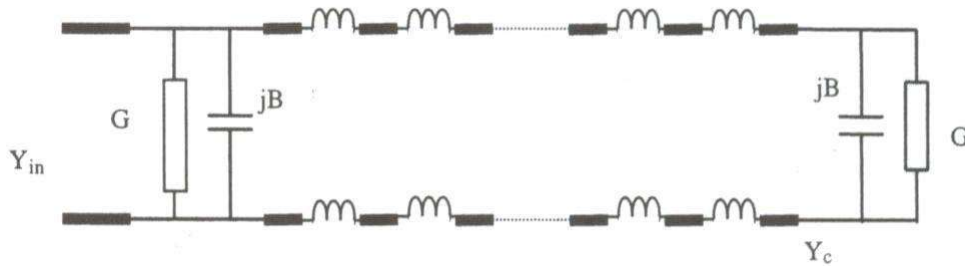


Figura 2.13: Modelo de linhas de transmissão equivalente da microfita da Fig. 2.12.

representa a condutância de irradiação das aberturas, B a susceptância e Y_c a admitância da linha com estubes. O valor da admitância de entrada Y_{in} pode ser calculado pela equação de reflexão de impedâncias de linhas de transmissão [24]-[25]:

$$Y_{in} = G + jB + Y_c \times \frac{G + j(B + Y_c \tan kL)}{Y_c - B \tan kL + jG \tan kL}, \quad (2.19)$$

onde $k=2\pi/\lambda_g$, λ_g é o comprimento de onda a longo da microfita.

2.5.2 - Resultados

Para uma frequência inicial de 1 GHz, a microfita convencional (sem estubes), com dimensões $L=7.5$ cm e $W=3.5$ cm, e constante dielétrica de 4.4, foram, progressivamente, sendo adicionados slots de dimensões $w_2=12.5$ mm e $w_4=0.5$ mm nas bordas do *patch* e foi observado o comportamento da frequência de ressonância. Este procedimento foi feito e os valores das frequências foram calculados pelo modelo de linhas de transmissão e medidos experimentalmente. Na Fig. 2.14 é mostrada a variação da frequência de ressonância em função do número de slots, observa-se que a redução na frequência satura a partir de 25 slots.

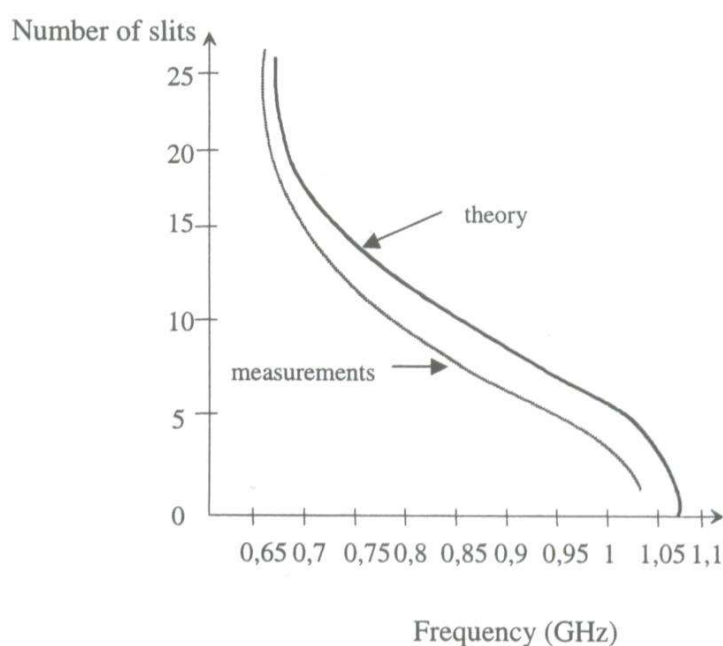


Figura 2.14: Variação da frequência de ressonância em função do número de slots.

Esta frequência de saturação foi 666 MHz, a qual corresponde a uma redução de 35%, este valor de saturação varia em função das dimensões dos slots, e pode-se chegar a uma redução de até 50%.

Na Fig. 2.15 é mostrado as parte real e imaginária da admitância de entrada para os casos extremos, microfita normal e a com slots saturada na frequência. Nesta figura, observa-se uma diferença entre os resultados obtidos experimentalmente e pelo modelo de linhas de transmissão, isto se deve ao fato do modelo teórico não considerar o efeito do acoplamento mútuo entre os slots. Observou-se que resultados melhores poderão ser obtidos se a distância entre os stubes forem 2-2.5 vezes maior que a largura dos estubes, assim, o acoplamento mútuo entre os estubes torna-se desprezível.

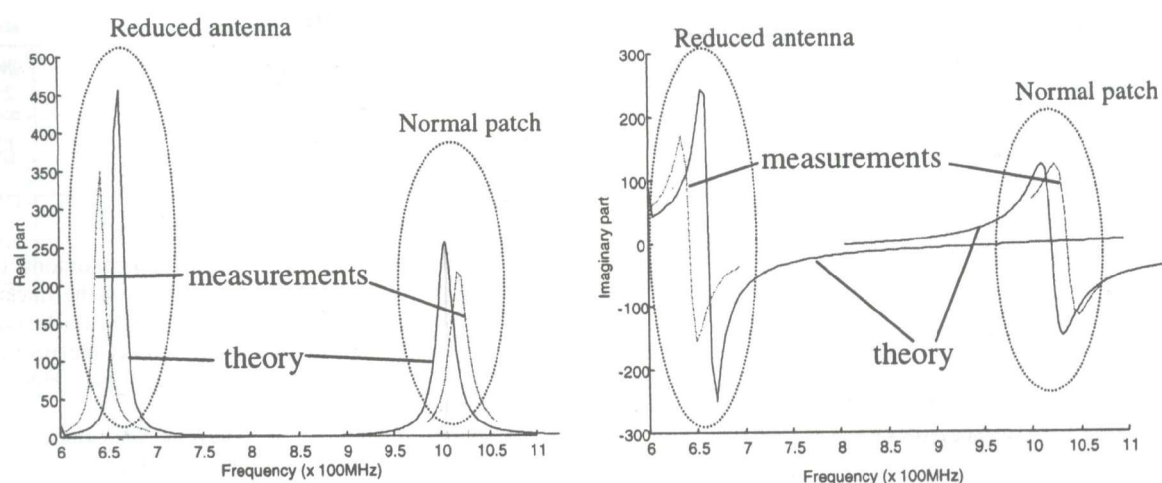


Figura 2.15: Comparação das medidas e teoria das partes real e imaginária da admitância de entrada para as duas microfita, normal e com estubes.