nome do autor

TÍTULO DO TRABalho

Patos de Minas

2020

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO A ENGENHARIA DE MICRO-ONDAS 2
1.1 Ocupação do espectro eletromagnético 2
1.2 As frequências de micro-ondas 2
1.3 Limitações dos elementos de circuitos em micro ondas 3
1.3.1 Resistor Real 4
1.3.2 Indutor Real 5
1.3.3 Capacitor Real 6

2 RESSONADORES EM MICRO-ONDAS 8
2.1 Cavidades Ressonantes 8
2.2 Fator de mérito nas cavidades ressonantes 10

3 ANÁLISE DE REDES DE MICRO-ONDAS 13

REFERÊNCIAS 14

1 INTRODUÇÃO A ENGENHARIA DE MICRO-ONDAS

1.1 Ocupação do espectro eletromagnético

Espectro eletromagnético é o conjunto de todas as frequências da energia eletromagnética.

As **bandas de frequências** ou **faixas** são subdivisões de frequências do espectro. A divisão é dada, pela Comitiva Internacional de Telecomunicações (CCIR), pela relação

$$0,3 \times 10^N \leq f \leq 3 \times 10^N \tag{1.1}$$

onde

f é a frequência;

N é uma constante que caracteriza o grupo da divisão.

1.2 As frequências de micro-ondas

A **faixa de radiofrequência** (RF) apresenta limite superior de 300 MHz. Nesta faixa os sinais eletromagnéticos apresentam comprimentos de ondas muito curtos ($\lambda = 1$ m).

A **faixa de micro-ondas** apresenta limite inferior de 300 MHz e superior de 300 GHZ ($\lambda = 1 \times 10^{-3}$ m), estando entre os sinais de RF e o infravermelho. Nesta faixa os sinais eletromagnéticos apresentam comprimentos de ondas ultra curtos.

Contudo, não é possível equipamento cobrirem toda esta faixa, então estes são projetados para operar em uma determinada **faixa prática**. Estão foram definidas como

Designação	**Limites (GHz)**
UHF	0,30 -3,00
L	1,00 -1,55
S	1,00 -3,95
G	3,95 -5,85
C	3,95 -8,20
J	5,30 -8,20
H	7,05 -10,0

X	8,20 -12,4
M	10,0 –15,0
K_U	12,4 -18,0
K	18,0 -26,5
K_U	26,5 –40,0
Q	23,0 -46,0
U	40,0 -60,0
V	40,0 -80,0
E	60,0 -90,0
W	58,0 –110
F	90,0 –140
N	80,0 –170
D	110 -170

As vantagens desta faixa são eficiência do processo de multiplexação, grande diretividade das antenas, grandes larguras de faixas, confiabilidade do sistema, fácil instalação e custos compensados.

1.3 Limitações dos elementos de circuitos em micro ondas

Para um resistor real, a tensão v é dada por

$$v = iR \tag{1.2}$$

onde

R é a resistência nominal; i é a corrente.

Para um indutor real, a tensão v é dada por

$$v = L\frac{di}{dt} \tag{1.3}$$

onde

L é a indutância nominal.

O indutor ainda apresenta uma reatância indutiva X_L dada por

$$X_L = \omega L = 2\pi f L \tag{1.4}$$

onde

ω é a frequência angular.

Para um capacitor real, a tensão v é dada por

$$i = C\frac{dv}{dt} \tag{1.5}$$

onde

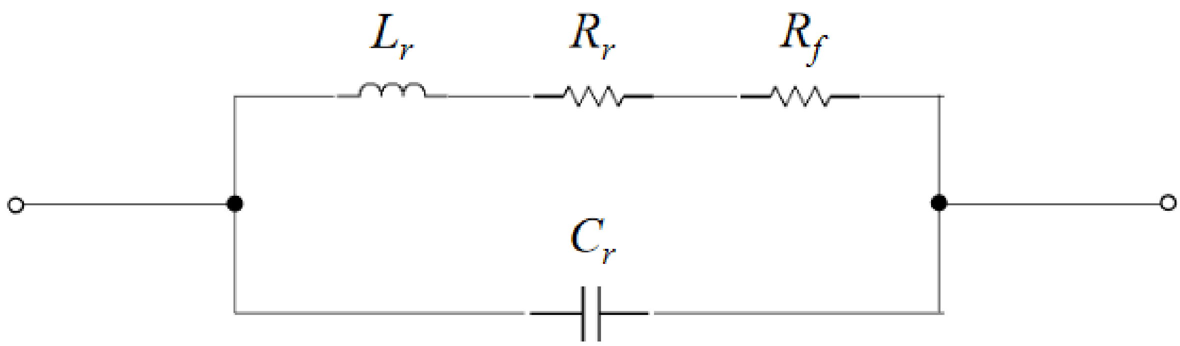
C é a capacitância nominal.

O capacitor ainda apresenta uma reatância capacitiva X_C dada por

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C} \tag{1.6}$$

1.3.1 Resistor Real

Para altas frequências, um resistor real pode ser representado como



Fonte: o autor.

onde

R_r é a resistência especifica;

R_f é a resistência nos terminais;

L_r é a indutância parasita dos terminais;

C_r é a capacitância decorrente dos contatos metálicos com um meio dielétrico de separação.

A **condição de ressonância** (quando aparte imaginaria da impedância assume valor zero) para o resistor real ocorre quando a frequência é igual a

$$f_{0res} = \frac{\sqrt{1 - R_t^2\left(\frac{C_r}{L_r}\right)}}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \tag{1.7}$$

onde

$$R_t = R_r + R_f \tag{1.8}$$

Esta relação é obtida encontrando a impedância equivalente do circuito, separando a parte imaginaria, igualando-a a zero e finalmente isolando a frequência.

A impedância se torna puramente resistiva, com valor dado por

$$R_{0res} = \frac{R_t^2 + (\omega_0 L_r)^2}{R_t} = R_t \left(1 + Q_r^2\right) \tag{1.9}$$

onde

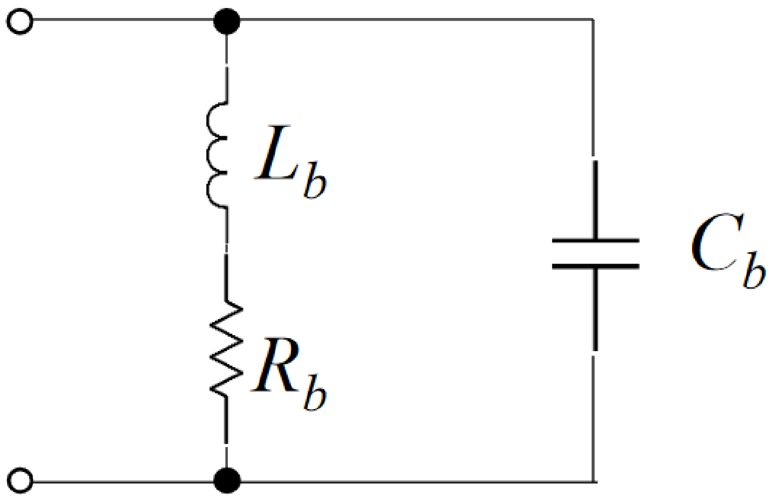
ω_0 é a frequência angular na ressonância;

Q_r é o fator de mérito do resistor na ressonância, dado por

$$Q_r = \frac{\omega_0 L_r}{R_t} \tag{1.10}$$

1.3.2 Indutor Real

Para altas frequências, um indutor real pode ser representado como



Fonte: o autor.

onde

L_b é a indutância especifica;

R_b é a resistência devido à condutividade finita do material usado na construção do componente, aumentada pelo efeito pelicular e pelo efeito de aproximação das espiras;

C_b é a capacitância distribuídas entre as espiras e entre suas extremidades.

A **condição de ressonância** para o resistor real ocorre quando a frequência é igual a

$$f_{0ind} = \frac{\sqrt{1 - R_b^2\left(\frac{C_b}{L_b}\right)}}{2\pi\sqrt{L_b C_b}} \tag{1.11}$$

Esta relação é obtida encontrando a impedância equivalente do circuito, separando a parte imaginaria, igualando-a a zero e finalmente isolando a frequência.

A impedância se torna puramente resistiva na ressonância, assumindo o valor

$$R_{0ind} = \frac{R_b^2 + (\omega_0 L_b)^2}{R_b} = R_b\left(1 + Q_b^2\right) \tag{1.12}$$

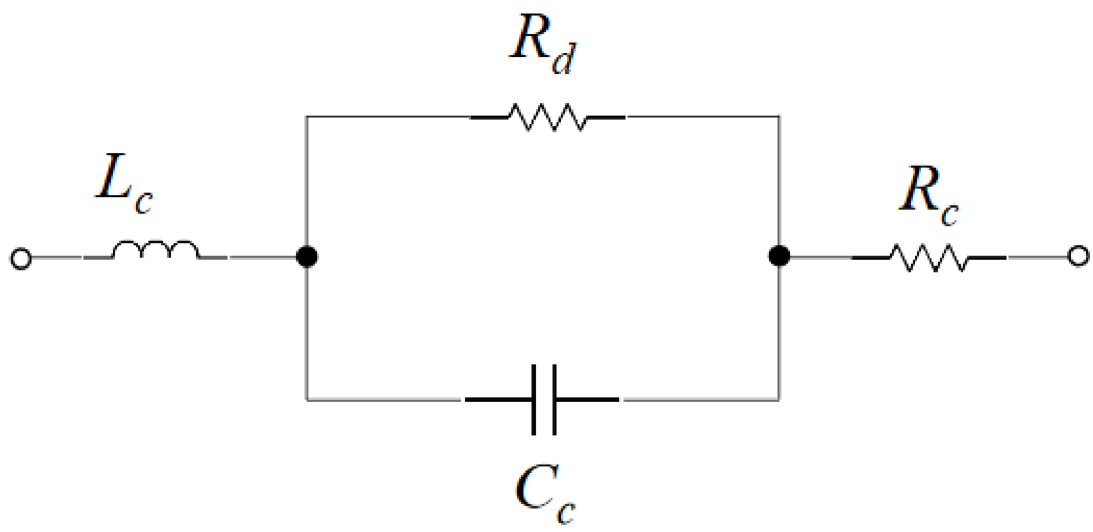
onde

Q_b é o fator de mérito do indutor na ressonância, dado por

$$Q_b = \frac{\omega_0 L_b}{R_b} \tag{1.13}$$

1.3.3 Capacitor Real

Para altas frequências, um capacitor real pode ser representado como



Fonte: o autor.

onde

C_c é a capacitância especifica;

R_d é a resistência de perdas no dielétrico;

L_c é a indutância parasita associada aos terminas;

R_c é a resistência parasita associada aos terminas.

A **condição de ressonância** para o resistor real ocorre quando a frequência é igual a

$$f_{0cap} = \frac{\sqrt{1 - G_d^2\left(\frac{L_c}{C_c}\right)}}{2\pi\sqrt{L_c C_c}} \tag{1.14}$$

onde

G_d é dado por

$$G_d = \frac{1}{R_d} \tag{1.15}$$

Esta relação é obtida encontrando a impedância equivalente do circuito, separando a parte imaginaria, igualando-a a zero e finalmente isolando a frequência.

A impedância se torna puramente resistiva na ressonância, assumindo o valor

$$R_{0cap} = R_c + \frac{R_d}{1 + (\omega_0 R_d C_c)^2} = R_c\left(1 + Q_c^2\right) \tag{1.16}$$

onde

Q_c é o fator de mérito do capacitor na ressonância, dado por

$$Q_c = \frac{\omega_0 C_c}{G_d} \tag{1.17}$$

2 RESSONADORES EM MICRO-ONDAS

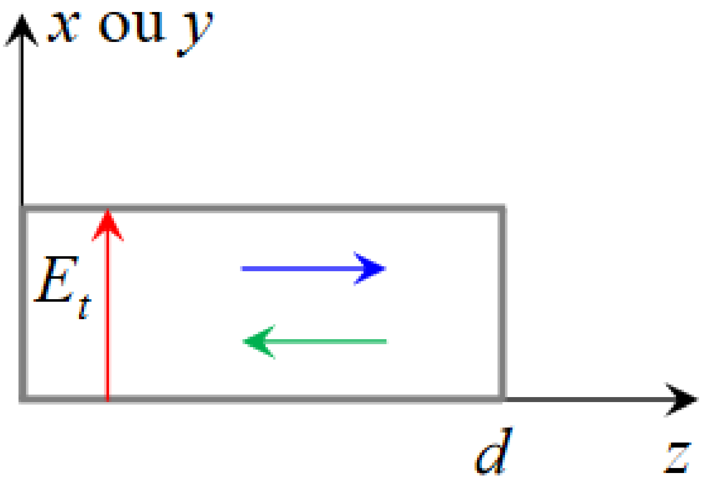
2.1 Cavidades Ressonantes

Um **ressonador** é um dispositivo que exibe ressonância, ou seja, apresenta um fenômeno em que um sistema vibratório conduz outro sistema a oscilar com a maior amplitude em frequências especificas conhecidas como frequências ressonantes ou frequências naturais do sistema.

Circuitos ressonantes podem ser usados em filtros, osciladores, medidores de frequência e amplificadores sintonizados. Para baixas frequências, são construídos apartir de resistores, capacitores e indutores. Para as frequências de 30 MHz até 3 GHz são criados usando trechos de linhas de transmissão. Acima de 3 GHz, usa-se trechos de guias do ondas.

Uma **cavidade** pe um volume envolvido por uma superfície condutora, apresentando a possibilidade de excitação de um campo eletromagnético em seu interior.

Considerando a cavidade retangular abaixo



Fonte: ver [1].

esta, opera em modo TE_{mn}, ou seja, ??, com o campo elétrico da onda concentrado no plano transversal com eixo de propagação sendo **z** e limitada por $z = 0$ e $z = d$.

O campo elétrico transversal é caraterizado por

$$E_t = 2A_i \text{sen}\left(\frac{p\pi z}{d}\right) \text{sen}\left(\omega t\right) \tag{2.1}$$

onde

A_i é a amplitude do campo incidente;

p é uma constante que indica o número de máximos de campo (semi-períodos da senoide) na direção paralela ao eixo longitudinal;

z é a posição sobre o eixo z;

t é um instante de tempo.

Assim, o campo elétrico varia no tempo de forma senoidal no tempo e na distância longitudinal.

A frequência de ressonância de uma cavidade retangular é dado por

$$f_0 = \frac{c\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{d}\right)^2}}{2\pi} \tag{2.2}$$

onde

m e n, assim como p, são os índices em modos TE e TM.

A frequência de corte de uma cavidade retangular é dado por

$$f_c = \frac{c\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}}{2\pi} \tag{2.3}$$

Um modo pode ser representado como TM_{mnp}/TE_{mnp}, onde os índices m, n e p assumem valores inteiros positivos e estão ligados diretamente com o período forma de onda do campo eletromagnético. O período dos componentes em função do eixo x é determinada por m, eixo y por n e eixo z por p, onde, a frequência de oscilação da onda no eixo será maior, quanto maior por o seu respectivo índice.

As dimensões de um guia (a,b e d) normalmente apresentam a relação $a > d > b$. Critérios de proporcionalidade das dimensões foram propostos para reduzir as perdas de potência em frequências próximas de f_0, sendo elas

$$a = \frac{3c}{4f_0}$$
$$b = \frac{3c}{8f_0}$$
$$d = \frac{3c}{2\sqrt{5}f_0}$$

2.2 Fator de mérito nas cavidades ressonantes

O **fator de mérito** Q_0 é a razão entre a energia armazenada (U_{mx}) e dissipada (P_d).

A potência dissipada é a soma das dissipações no meio dentro da cavidade (P_m) e nas suas paredes (P_c). Então,

$$
\begin{aligned}
Q_0 &= \frac{\omega_0 U_{mx}}{P_d} \\
Q_0 &= \frac{\omega_0 U_{mx}}{P_m + P_c} \\
Q_0 &= \frac{1}{\dfrac{P_m}{\omega_0 U_{mx}} + \dfrac{P_c}{\omega_0 U_{mx}}} \\
Q_0 &= \frac{1}{\dfrac{1}{Q_d} + \dfrac{1}{Q_c}} \\
Q_0 &= \frac{Q_c Q_d}{Q_c + Q_d}
\end{aligned}
$$

onde:

ω_0 é a frequência angular de ressonância;

Q_c é o fator de mérito para a cavidade isolada;

Q_d é o fator de mérito devido ao meio dentro da cavidade.

A energia máxima armazenada na frequência de ressonância é dada por

$$U_{mx} = \frac{\varepsilon abd\eta^2 H_0}{8} \left(\frac{f_0}{f_c}^2 \right) \tag{2.4}$$

onde a impedância intrínseca do material dentro da cavidade (η) é definida como

$$\eta = \sqrt{\frac{i\omega_0 \mu}{\sigma_d + i\omega_0 \varepsilon}} \tag{2.5}$$

onde:

μ é ??;

σ_d é ??;

ε é a permissividade dielétrica.

O fator de mérito devido o meio dentro da cavidade, também pode ser calculado por

$$Q_d = \frac{\varepsilon'}{\varepsilon''} = \frac{1}{\tan(\delta_d)}$$

onde:

ε' é a parte real da permissividade dielétrica ε;

ε'' é a parte imaginaria da permissividade dielétrica ε;

δ_d é conhecido como fator ou tangente de perdas do meio.

O fator de mérito devido às perdas nas paredes apresenta cinco definições que dependem do modo eletromagnético e dos valores de m, n e p. Para os modos TE$_{m0p}$

$$Q_{c_{TEm0p}} = \left(\frac{\lambda_0}{\delta_c}\right)\left(\frac{abd}{2}\right)\left[\frac{\sqrt{\left(s^2+r^2\right)^3}}{s^2 d\left(a+2b\right)+r^2 a\left(d+2b\right)}\right]$$

Para os modos TE$_{0np}$

$$Q_{c_{TE0np}} = \left(\frac{\lambda_0}{\delta_c}\right)\left(\frac{abd}{2}\right)\left[\frac{\sqrt{\left(q^2+r^2\right)^3}}{q^2 d\left(b+2a\right)+r^2 b\left(d+2a\right)}\right]$$

Para os modos TE$_{mnp}$

$$Q_{c_{TEmnp}} = \left(\frac{\lambda_0}{\delta_c}\right)\left(\frac{abd}{4}\right)\left[\frac{\left(s^2+q^2\right)\sqrt{\left(s^2+q^2+r^2\right)^3}}{ad\left[s^2r^2+\left(s^2+q^2\right)^2\right]+bd\left[q^2r^2+\left(s^2+q^2\right)^2\right]+abr^2\left(s^2+q^2\right)}\right]$$

Para os modos TM$_{mn0}$

$$Q_{c_{TMmn0}} = \left(\frac{\lambda_0}{\delta_c}\right)\left(\frac{abd}{2}\right)\left[\frac{\sqrt{\left(s^2+q^2\right)^3}}{s^2 b\left(a+2d\right)+q^2 a\left(b+2d\right)}\right]$$

Para os modos TM$_{mnp}$

$$Q_{c_{TMmnp}} = \left(\frac{\lambda_0}{\delta_c}\right)\left(\frac{abd}{4}\right)\left[\frac{\left(s^2+q^2\right)\sqrt{\left(s^2+q^2+r^2\right)^3}}{s^2 b\left(a+d\right)+q^2 a\left(b+d\right)}\right]$$

Os fatores comprimento de onda na ressonância (λ_0), efeito pelicular (δ_c), permeabilidade magnética no vácuo (μ_c), s, q e r são definidos como

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_0}$$
$$\delta_c = \frac{1}{\pi f_0 \mu_c \sigma_c}$$
$$\mu_c = 4\pi \times 10^{-7}$$
$$s = \frac{m}{a}$$
$$q = \frac{n}{b}$$
$$r = \frac{p}{d}$$

onde:

σ_c é ??;

O fator de mérito para a cavidade isolada (Q_e) é dado por

$$Q_e = \frac{Q_0}{\xi}$$

onde ξ é o O coeficiente de acoplamento, relação entre a potência aproveitada no circuito externo e a potência dissipada na cavidade.

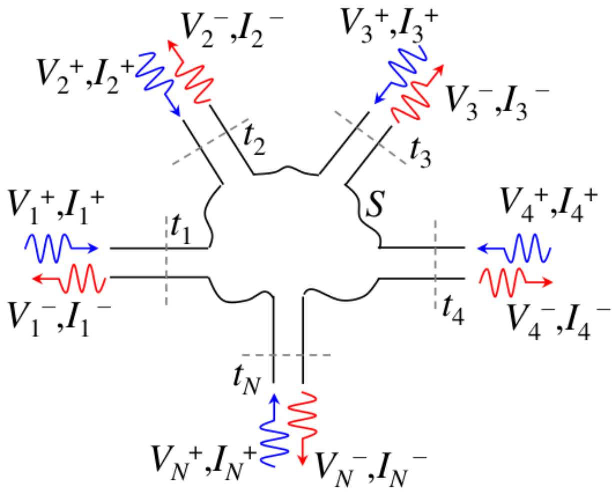
Quando $\xi = 1$ tem-se acoplamento crítico, $\xi > 1$ tem-se acoplamento sobrecrítico e para $\xi < 1$ tem-se acoplamento subcrítico

O fator de mérito com carga (Q_L), que avalia a energia eletromagnética será transferida para o circuito externo, é definida por

$$Q_L = \frac{Q_0 Q_e}{Q_0 + Q_e} = \frac{Q_0}{\xi + 1}$$

3 ANÁLISE DE REDES DE MICRO-ONDAS

A figura abaixo apresenta uma rede (ou junção) de micro-ondas de porta N arbitrária.



Fonte: ver [1].

A matriz de impedância $[Z]$ relaciona as tensões e correntes, por

$$Z_{ij} = \frac{V_i}{I_j}|_{I_k=0 \text{ para } k\neq j}$$

Z_{ij} pode ser encontrado alimentando a porta j com a corrente I_j, V_1^-,I_1^- abrindo o circuito de todas as outras portas (então $I_k = 0A$ para $k \neq j$, onde k representam as outras portas) e medindo a tensão de circuito aberto na porta i.

A matriz de admitância $[Y]$ é definida como

$$[Y] = [Z]^{-1}$$

com seus termos dadas por

$$Y_{ij} = \frac{I_i}{V_j}|_{V_k=0 \text{ para } k\neq j}$$

Y_{ij} pode ser encontrado alimentando a porta j com a tensão V_j , medindo a corrente do circuito na porta i para todas as outras portas em curto-circuito (então $V_k = 0V$ para $k \neq j$).

Uma rede recíproca apresenta nenhum dispositivo ativo ou meio não recíproco, como ferritas ou plasmas. Neste tipo de rede, matrizes de impedância e admitância são simétricas, ou seja, $Z_{ij} = Z_{ji}$ e $Y_{ij} = Y_{ji}$, consequentemente, $[Z] = [Z]^t$ e $[Y] = [Y]^t$.

REFERÊNCIAS

[1] RIBEIRO, J. *Engenharia De Microondas: FUNDAMENTOS E APLICAÇÕES*. ERICA, 2009. ISBN 9788536502090. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=D-iHPgAACAAJ>. Citado 2 vezes nas páginas 8 e 13.