

DISPERSÃO EM LINHAS DE LÂMINAS COM EFEITO DE ESPESSURA CONDUTORA

JAVIER EDUARDO FRAGO MADRIGALES
HUMBERTO CÉSAR CHAVES FERNANDES

Departamento de Engenharia Elétrica
Centro de Tecnologia
Universidade Federal do Rio Grande do Norte (UFRN)
59.072 - Natal - RN

RESUMO

É desenvolvida uma análise, considerando a espessura condutora, para a constante dielétrica efetiva, ϵ_{ef} , e para a impedância característica, Z_c , de estruturas de linhas de lâminas bilaterais. É usado o conciso método de análise de onda completa da linha de transmissão transversa - LTT, com o método dos momentos. São efetuadas comprovações teóricas para ϵ_{ef} e Z_c , considerando o limite quando a espessura condutora é desprezível, e são apresentados alguns resultados numéricos computacionais, para a impedância característica em frequências de ondas milimétricas.

1. INTRODUÇÃO

Na caracterização de estruturas de linhas de lâminas ou "fin-lines", para aplicações em dispositivos e circuitos de ondas milimétricas, é importante considerar a influência da espessura condutora das lâminas, pois, principalmente quando estas são mais espessas, verificam-se mudanças consideráveis no comportamento de parâmetros das estruturas com a frequência, [1]-[2]

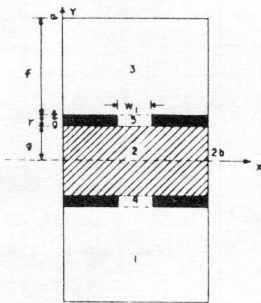


Figura 1 - Seção transversal de uma estrutura de linha de lâmina bilateral simétrica, com espessura r da lamina condutora.

2. TEORIA

Para o desenvolvimento da análise da estrutura de linha de lâmina bilateral da Fig. 1, considerando-se a espessura das lâminas condutoras, neste trabalho é utilizado o direto método da linha de transmissão transversa - LTT. Neste método, a partir das equações de Maxwell os campos na estrutura são obtidos inicialmente em função dos campos transversais às regiões dielétricas \vec{E}_y e \vec{H}_y no domínio da transformada de Fourier. Por exemplo para o campo \vec{H}_z na i -ésima região dielétrica, obtém-se:

$$\vec{H}_{zi} = \frac{1}{K_i^2 + \gamma_i^2} (-j\beta \frac{\partial}{\partial y} \vec{H}_{yi} + \omega \epsilon_i \alpha \vec{E}_{yi}) \quad (1)$$

onde, $K_i^2 = K_0^2 \epsilon_{ri}$, $K_0^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0$, $\gamma_i^2 = \alpha^2 + \beta^2 - K_i^2$, $i = 2, 3, 5$; $\alpha_{2,3} = n\pi/(2b)$ é a variável espectral, β é a constante de fase na direção z e γ_i é a constante de propagação na direção transversal y . Para a região dielétrica 5, de espessura r da lâmina condutora, $\alpha_5 = m\pi/w_1$.

As soluções da equação de onda espectral que se obtém no desenvolvimento, são fornecidas através de funções hiperbólicas.

$$\vec{E}_{yi} = Aei \sinh \gamma_i y + Bei \cosh \gamma_i y \quad (2)$$

$$\vec{H}_{yi} = Ahi \sinh \gamma_i y + Bhi \cosh \gamma_i y \quad (3)$$

Então são aplicadas condições de contorno para $y=0, a, g$ e t de forma que os campos sejam obtidos em termos dos campos de expansões de funções base na fenda para $y = g$ e t , dados por $\vec{E}_{xg}, \vec{E}_{zg}, \vec{E}_{xt}$ e \vec{E}_{zt} , após vários cálculos serem efetuados para a determinação das constantes $Aei \dots Bhi$.

Por exemplo, para os campos \vec{E}_y das regiões 2, 3, e 5, obtém-se respectivamente,

$$\vec{E}_{y2} = \frac{(\alpha_2 \vec{E}_{xg} + \beta \vec{E}_{zg})}{-j \gamma_2 \cosh \gamma_2 g} \sinh \gamma_2 y \quad (4)$$

$$\vec{E}_{y3} = \frac{\alpha_2 \vec{E}_{xt} + \beta \vec{E}_{zt}}{j \gamma_3 \sinh \gamma_3 f} \cosh \gamma_3 (a-y) \quad (5)$$

$$\vec{E}_{y5} = \frac{(\alpha_5 \vec{E}_{xg} + \beta \vec{E}_{zg}) \cosh \gamma_5 (t-y) - (\alpha_5 \vec{E}_{xt} - \beta \vec{E}_{zt}) \cosh \gamma_5 (y-g)}{j \gamma_5 \sinh \gamma_5 r} \quad (6)$$

Determinados todos os campos, aplicam-se as condições de contorno de campos magnéticos para $y = g$ e t , que resultará na determinação da constante dielétrica efetiva $\epsilon_{ef} = (\beta/K_0)^2$, após a aplicação do método dos momentos [3].

Conhecido o valor de ϵ_{ef} e das expressões dos campos determina-se então a impedância característica, $Z_c = Vx^2/(2P)$, onde Vx é a voltagem na fenda e P é a potência transportada ao longo da fenda obtida do vetor de Poynting complexo, no domínio espectral através de

uma integração analítica em y .

Comprovações das teorias foram efetuadas tanto para ϵ_{ef} como para Z_c , no limite quando a espessura r da região 5 tende para zero, obtendo-se as mesmas expressões quando se consideram somente as regiões dielétricas 2 e 3.

3. RESULTADOS

Alguns resultados numéricos foram obtidos usando-se um microcomputador PC. Os programas computacionais estão sendo elaborados na linguagem FORTRAN IV.

Foram obtidos resultados para a impedância característica considerando-se diferentes espessuras condutoras r , e para dois valores diferentes da largura da fenda w_1 , usando-se resultados da constante dielétrica efetiva, ϵ_{ef} , em que a espessura é desprezível.

Estes resultados são mostrados nas tabelas I, II e III, para uma linha de lâmina com guia de onda WR-28, ($2a = 7,112\text{mm}$ e $2b = 3,556\text{mm}$), $\epsilon_{r2} = 3,0$, $\epsilon_{r3} = 1,0$, $g = 0,125\text{mm}$ e 200 termos espectrais.

Na tabela I verifica-se que o valor de Z_c diminui a medida que a espessura condutora r aumenta, e nas tabelas II e III observa-se uma pequena variação no valor de Z_c em função da frequência quando r passa de zero para $0,001\text{mm}$, para as larguras de fendas $w_1 = 0,5$ e $w_1 = 0,15\text{mm}$ respectivamente.

4. CONCLUSÕES

Foram desenvolvidas as teorias da constante dielétrica efetiva e da impedância característica de uma linha de lâmina bilateral simétrica, considerando-se a espessura condutora. Foi usado o direto método da linha de transmissão transversa, em que as expressões tornam-se bastante concisa e simplificadas. As teorias foram comprovadas quando se considerou a espessura desprezível, obtendo-se igual concordância. Resultados numéricos foram apresentados para a impedância característica, para diferentes espessuras condutoras e para diferentes larguras da fenda em função da frequência. (Apoio: CNPq).

5. REFERÊNCIAS

- [1] FERNANDES, H.C.C., MADRIGALES, J.E.F., GIAROLA, A.J. e SOUZA, R.F., "A simplified method applied to various finline structures including dispersion, asymmetry, loss, finite strip thickness and discontinuity", 12th International Conference on Infrared and Millimeter Waves, Flórida, U.S.A., Proc. pp. 161-162, Dez 1987.
- [2] JANSEN, R.H., "High-speed computation of single and coupled microstrip parameters including dispersion, high order modes, loss and finite strip thickness", IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., Vol. MTT-26, nº 2, Fev. 1978.
- [3] FERNANDES, H.C.C., SOUZA, R.F. e GIAROLA, A.J., "The ETL and simplified TTL methods applied to the analysis of generalizad finlines", Inter-

national Conference and Workshop on Electro-magnetic Interference and Compatibility (INCEMIC), Bangarole, India, Proc. pp. 221-224 Set. 1987.

TABELA I

IMPEDÂNCIAS CARACTERÍSTICAS DA LINHA DE LÂMINA BILATERAL PARA DIFERENTES ESPESSURAS r CONDUTORAS. (WR-28; $f=40,0$ GHz; $w_1=0,5\text{mm}$; $\epsilon_{r2}=3,0$; $\epsilon_{r3}=1,0$ e $g=0,125\text{mm}$).

$\epsilon_{ef}(r=0)$	$Z_c(\Omega)(r=0)$	$r(\text{mm})$	$Z_c(\Omega)$
1,138	402,380	0,0001	402,267
1,138	402,380	0,001	402,251
1,138	402,380	0,01	392,985
1,138	402,380	0,1	355,124

TABELA II

IMPEDÂNCIAS CARACTERÍSTICAS DA LINHA DE LÂMINA BILATERAL, PARA VÁRIAS FREQUÊNCIAS. ($g=0,125\text{mm}$; $w_1 = 0,5\text{mm}$).

$f(\text{GHz})$	$\epsilon_{ef}(r=0)$	$Z_c(\Omega)(r=0)$	$r(\text{mm})$	$Z_c(\Omega)$
15,0	0,3884	620,066	0,001	619,138
18,0	0,6510	483,709	0,001	482,505
20,0	0,7647	449,120	0,001	447,994
25,0	0,9405	412,440	0,001	411,380
30,0	1,0368	401,184	0,001	400,125
35,0	1,0978	399,351	0,001	398,265
40,0	1,1385	402,380	0,001	401,251
60,0	1,2243	434,419	0,001	432,825
80,0	1,2708	477,489	0,001	475,595

TABELA III

IMPEDÂNCIAS CARACTERÍSTICAS DA LINHA DE LÂMINA BILATERAL, PARA VÁRIAS FREQUÊNCIAS. ($g=0,125\text{mm}$; $w_1=0,15\text{mm}$).

$f(\text{GHz})$	$\epsilon_{ef}(r=0)$	$Z_c(\Omega)(r=0)$	$r(\text{mm})$	$Z_c(\Omega)$
15,0	0,8549	271,505	0,001	270,342
18,0	1,0223	250,217	0,001	249,135
20,0	1,0991	243,152	0,001	242,094
25,0	1,2085	235,229	0,001	234,187
30,0	1,2723	233,438	0,001	232,282
40,0	1,3413	236,490	0,001	235,326
60,0	1,4066	250,069	0,001	248,726
80,0	1,4458	264,997	0,001	263,438