

# Estudo sobre permissividade efetiva e atenuação em guias de onda SIW

Márcio L. Michalkiewicz, André A. Mariano, César A. Dartora  
GICS - UFPR, Curitiba, Brasil  
marcioluis@ufpr.br

**Resumo** — O presente artigo apresenta um estudo dos mecanismos de perda em guias de onda em substrato integrado (SIW), bem como os efeitos da geometria do guia, da espessura do microstrip e da dispersão em frequência no cálculo da constante dielétrica efetiva. Apresentamos também algumas simulações com guias de onda e filtros, construídos com diferentes materiais dielétricos e discutimos os resultados obtidos.

## I. INTRODUÇÃO

O desenvolvimento de tecnologias como Internet das coisas (IoT), carros autônomos, e a necessidade de antenas para comunicação móvel cada vez mais miniaturizadas e com baixo custo, faz do estudo de circuitos que utilizam tecnologia planar, como *microstrip*, de fundamental importância. No entanto, durante o projeto de circuitos passivos que utilizam esta tecnologia é comum o projetista se deparar com resultados práticos bastante diversos dos obtidos mediante métodos analíticos. Apesar dos novos softwares de simulação apresentarem uma resposta cada vez mais próxima da realidade, mostra-se crucial a correta compreensão do mecanismo de perda no dielétrico, e do cálculo da constante dielétrica efetiva (permissividade efetiva) para se chegar a filtros, antenas, divisores de potência e outros circuitos passivos mais precisos, sem a necessidade de ajustes via software, isto é, utilizando apenas métodos analíticos.

Existem ainda outros fatores que influenciam a acurácia dos resultados obtidos via métodos analíticos, como rugosidade do metal da fita, especialmente quando estamos tratando de circuitos que operam a alta frequência, capacitâncias e radiação da onda eletromagnética nas bordas do circuito de *microstrip* e efeito da corrente de superfície, que serão apenas citados aqui, mas que poderão compor um aprofundamento em trabalho futuro.

## II. MECANISMOS DE PERDA

### A. Perdas em circuitos Microstrip

Em circuitos de *Microstrip*, a propagação das ondas eletromagnéticas acontece entre dois meios que possuem constantes dielétricas relativas ( $\epsilon_r$ , permissividade relativa). Devido a essa natureza não homogênea, circuitos

de *microstrip* não se comportam como ondas TEM pura [2]. As ondas TEM possuem apenas componentes transversais e sua velocidade de propagação depende apenas das propriedades do material (permissividade  $\epsilon$  e permeabilidade  $\mu$ ). Por outro lado, nos circuitos *microstrip*, por estarem imersos em meio não homogêneo, as componentes longitudinais não desaparecem completamente e essa característica faz com que suas velocidades de propagação dependam também das dimensões físicas do circuito.

Embora presentes, as componentes longitudinais são proporcionalmente muito menores que as componentes transversais. Essa diferença em proporção nos permite tratar os circuitos *microstrip* através de uma aproximação chamada de modo *quasi*-TEM. Nesse modo, a velocidade de propagação não dependerá somente das propriedades do material, mas também da frequência. Na **Fig. 01**, podemos ver o corte de uma linha *Microstrip*, seus principais parâmetros e a representação dos meios dielétricos em que está inserido.

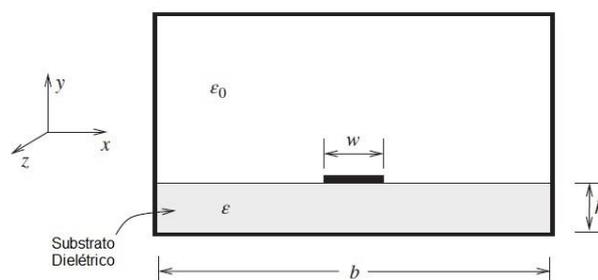


Fig. 01 - Seção transversal de um circuito microstrip.  
Fonte:[5]

Todas as linhas planares, incluindo as linhas de *microstrip*, que estão imersas em ambiente não homogêneo, são dispersivas e, portanto, a relação "exata" entre comprimento de onda e frequência é complexa [5], mas foram desenvolvidos métodos analíticos aproximados, porém refinados o bastante, para que se chegue o mais próximo possível da realidade sem a necessidade de se lançar mão de uma matemática muito rebuscada.

Segundo Denlinger [1], para projetar com acurácia circuitos utilizando a tecnologia *microstrip*, devemos ser

capazes de estabelecer de forma adequada a velocidade de fase, a impedância e o mecanismo de perda da linha.

*Purcel, Hartwig e Massé [4]*, defendem que existem dois tipos de perdas dominantes nas linhas *microstrip*: perdas no condutor (perdas ôhmicas) e perdas no dielétrico.

### B. Perdas no dielétrico

No nosso estudo, analisaremos somente perdas em materiais dielétricos não magnéticos. *Welch and Pratt [3]* e *Wheller [7]*, foram os primeiros a estabelecer as equações para a perda dielétrica. Vemos a perda no dielétrico na **Equação 1**, e o fator de preenchimento  $q$ , **Equação 2**.

$$\alpha_d = 27,3 \left( \frac{q\epsilon_r}{\epsilon_{eff}} \right) \frac{\tan \delta}{\lambda_g} \text{ dB/cm} \quad (1)$$

O fator de preenchimento  $q$  é uma função de  $\epsilon_r$ , e da relação entre  $w/h$  (largura da fita e a espessura do dielétrico) e é uma aproximação baseada na suposição que a interface dielétrico – ar é paralelo as linhas do campo elétrico no material.

$$q = \frac{\epsilon_{eff}-1}{\epsilon_r+1} \quad (2)$$

Discutiremos em detalhe o cálculo de  $\epsilon_{eff}$  e consequentemente, o cálculo do comprimento de onda guiada  $\lambda_g$  na **Subseção G**, bem como a perda tangencial  $\tan \delta$ .

### C. Perdas no Condutor

O tratamento mais difundido para o estudo das perdas no condutor foi comentado no livro de *Bozzi, Bohl e Garg [6]*. O método chama-se “regra da indutância incremental”. Nesse método, a resistência de superfície em série  $R$ , por unidade de comprimento é expresso em termos da parte da indutância total por unidade de comprimento atribuída ao efeito da corrente de superfície, isto é, a indutância  $L$  produzida pelo campo magnético dentro do condutor. Na **Equação 3**, retiradas do trabalho de *Lancaster & Hong [2]*, calculamos o valor da perda no condutor  $\alpha_c$ .

$$\alpha_c = \frac{8,688 R_s}{Z_c w} \text{ dB/cm} \quad (3)$$

Onde  $Z_c$  é a impedância característica da linha de *microstrip* (que por sua vez, tem dependência da geometria, da linha, espessura do dielétrico e efeitos de dispersão, assim como a permissividade efetiva). O parâmetro  $w$  é a largura da linha e  $R_s$  pode ser calculado mediante a **Equação 4**.

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}} \quad (4)$$

Para essa equação,  $\sigma$  é condutividade do metal empregado,  $\mu_0$  é a permeabilidade do vácuo e  $\omega$  é a frequência angular de operação do circuito. A **Fig. 02**, retirado de *Bozzi, Bohl e Garg [6]* nos mostra valores medidos da perda no condutor e perda no dielétrico para vários substratos.

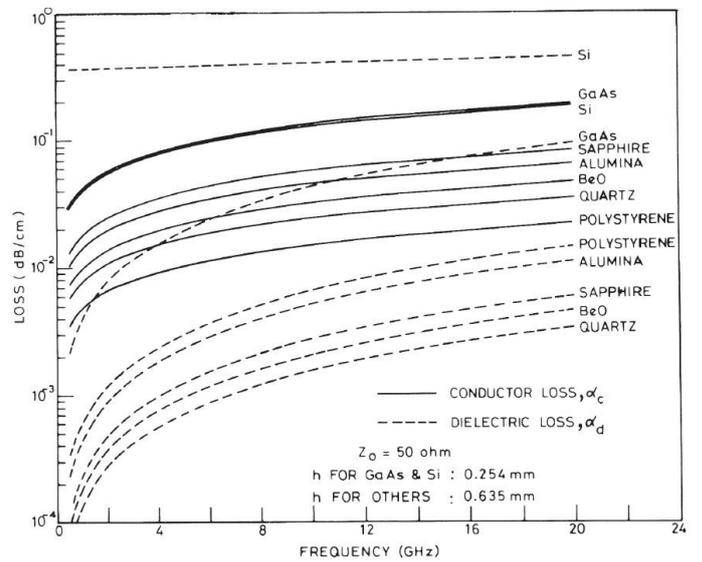


Fig. 02 – Perdas no condutor e dielétrico em função da frequência para linhas *microstrip*. Fonte:[6]

A perda total no circuito é a soma das perdas dielétricas e perdas no condutor. Existem ainda outros fenômenos relacionados ao mecanismo de perdas no circuito de *microstrip*, mas que não abordaremos nesse trabalho, não por serem menos importante, mas porque não são dominantes para projeto de circuitos passivos e por isso não estão ao escopo do nosso artigo. Assim, detalhes sobre o efeito de superfície, efeito capacitivo das bordas e rugosidade, podem ser encontrados no trabalho de *Edwards e Steer [5]*. O estudo sobre os efeitos da tolerância na fabricação dos circuitos (espessura do dielétrico  $h$ , largura da trilha  $w$  e permeabilidade relativa  $\epsilon_r$ ) e efeitos da anisotropia do dielétrico, podem ser encontrados no trabalho de *Bozzi, Bohl e Garg [6]*. Os efeitos de invólucro, ou blindagem, e das ondas eletromagnéticas de ordem superiores foram discutidos em detalhes por *Lancaster e Hong [2]*. Para o estudo de perdas por radiação em discontinuidades da fita *microstrip*, ver *Denlinger [1]*.

### D. Estudo da permissividade efetiva e impedância característica

Como comentamos anteriormente, quando estudamos a propagação de ondas eletromagnéticas em circuitos *microstrip*, utilizamos a aproximação quasi-TEM para termos equações simplificadas. Porém, isso implica que substituímos o meio heterogêneo com duas permissividades diferentes por outro meio com uma permissividade específica única. As características de transmissão em uma fita *microstrip* são descritas por dois parâmetros: a constante dielétrica efetiva (permissividade específica)  $\epsilon_{eff}$  e a impedância característica  $Z_c$ .

Os dois parâmetros acima são determinados pelos valores de capacitância como demonstrado na **Equação 05**:

$$\epsilon_{eff} = \frac{C_d}{C_a} \quad (5a)$$

$$Z_c = \frac{1}{c\sqrt{C_a C_d}} \quad (5b)$$

Onde  $C_d$  é a capacitância por unidade de comprimento do dielétrico e  $C_a$  é a capacitância do substrato dielétrico

substituído pelo ar. O parâmetro  $c$  é a velocidade da luz no vácuo.

Para condutores finos calculamos as constantes dielétricas efetiva e impedância características nas **Equações 6a e 6b**, que demonstram uma dependência pelos parâmetros geométricos da linha *microstrip* e do dielétrico. O erro dessas equações é menor que 1%, segundo trabalho de Lancaster e Hong [2].

$$\epsilon_{e(h,w)} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-0,5} \quad (6a)$$

$$Z_{c(h,w)} = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_e}} \left\{ \frac{w}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left( \frac{w}{h} + 1,444 \right) \right\}^{-1} \quad (6b)$$

Onde,  $\eta = 120\pi$  é a impedância da onda eletromagnética no vácuo.

### E. Efeito da espessura do metal em $\epsilon_{eff}$ e $Z_c$

As equações mais simples envolvendo linhas *microstrip* assumem que a espessura  $t$  do metal é igual a zero, mas sabemos que para termos um cálculo onde a perda no condutor não seja desprezada, a espessura do metal precisa ser levada em consideração. Apesar dos fabricantes raramente informar esse parâmetro diretamente no *datasheet* (pois normalmente informam a quantidade de metal por área em onças - oz), podemos encontrar esse parâmetro através de tabelas disponíveis em livros especializados e até mesmo em sites da área na internet.

$$\epsilon_e(t) = \epsilon_e(h,w) - \frac{\epsilon_r - 1}{4,6} \frac{t/h}{\sqrt{w/h}} \quad (7)$$

$$\text{Para } w/h \leq 1: Z_{c(t)} = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_e(t)}} \ln \left[ \frac{8}{w_e(t)/h} + 0,25 \frac{w_e(t)}{h} \right] \quad (8a)$$

$$\text{Para } w/h \geq 1: Z_{c(t)} = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_e(t)}} \left\{ \frac{w_e(t)}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left( \frac{w_e(t)}{h} + 1,444 \right) \right\}^{-1} \quad (8b)$$

Onde:

$$\frac{w_e(t)}{h} = \begin{cases} \frac{w}{h} + \frac{1,25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \frac{4\pi w}{t}\right) & \text{para } w/h \leq 0,5\pi \\ \frac{w}{h} + \frac{1,25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \frac{2h}{t}\right) & \text{para } w/h \geq 0,5\pi \end{cases} \quad (9)$$

### F. Efeito da dispersão em $\epsilon_{eff}$ e $Z_c$

De forma geral, sempre podemos dizer que existe dispersão em linhas *microstrip*, pois sua velocidade de fase não é constante e depende sempre da frequência. Os outros cálculos de  $\epsilon_{eff}$  eram aproximações *quasi*-estáticas, para ondas *quasi*-TEM, sendo válidas somente para tensão DC. Quanto tratamos de frequência de micro-ondas, no entanto, precisamos levar em consideração a dispersão e então chegamos ao valor da permissividade relativa e impedância característica através das **Equações 10, 11**.

$$\epsilon_e(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_e}{1 + \left(\frac{f}{f_{50}}\right)^m} \quad (10a)$$

Onde:

$$f_{50} = \frac{f_{TM0}}{0,75 + (0,75 - 0,332\epsilon_r^{-1,73}) \frac{w}{h}} \quad (10b)$$

$$f_{TM0} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r - \epsilon_e}} \tan^{-1} \epsilon_r \sqrt{\frac{\epsilon_e - 1}{\epsilon_r - \epsilon_e}} \quad (10c)$$

$$m = m_0 m_c \leq 2,32 \quad (10d)$$

$$m_0 = 1 + \frac{1}{1 + \sqrt{\frac{w}{h}}} + 0,32 \left( \frac{1}{1 + \sqrt{\frac{w}{h}}} \right)^3 \quad (10e)$$

$$m_c = \begin{cases} 1 + \frac{1,4}{1 + w/h} \{0,15 - 0,235 \exp\left(\frac{-0,45f}{f_{50}}\right)\} & \text{para } w/h \leq 0,7 \\ 1 & \text{para } w/h \geq 0,7 \end{cases} \quad (10f)$$

$$Z_c = Z_0 \frac{\epsilon_e(f) - 1}{\epsilon_e - 1} \sqrt{\frac{\epsilon_e}{\epsilon_e(f)}} \quad (11)$$

O modelo de dispersão mostra que  $\epsilon_e(f)$  aumenta com o aumento da frequência e tende ao valor de  $\epsilon_r$  na medida em que a frequência tende a infinito. Veja na **Fig. 03** uma ilustração desse comportamento.

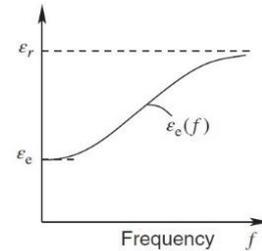


Fig. 03 – Comportamento da constante dielétrica efetiva em relação à frequência. Fonte:[5]

No entanto, existe diversos modelos de cálculo da dispersão para linhas *microstrip*. Na **Fig. 04** podemos ver um gráfico comparativo para esses diversos modelos. A fonte do gráfico é o trabalho de Edwards e Steer [5], que utilizaram um dielétrico de espessura  $h=0,65\text{mm}$  e  $\epsilon_r=9,9$ .

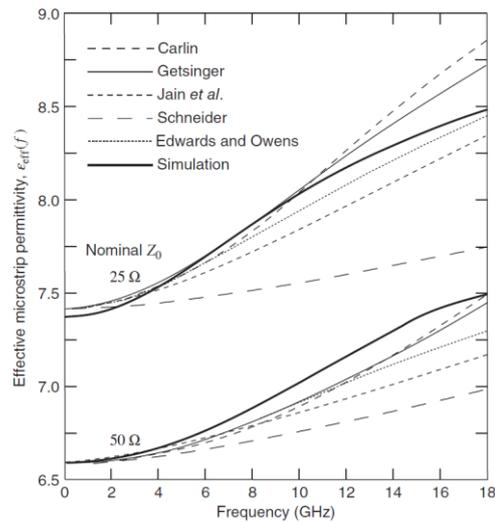


Fig. 04 – Comparação entre os diversos modelos de dispersão. Fonte:[5]

Podemos observar pelo gráfico da **Fig.04** que os diversos modelos divergem bastante dos resultados obtidos via simulação pelo autor, e o erro claramente se acentua para frequências mais altas. Em estudos futuros, planejamos compreender melhor o efeito do erro desses modelos em projetos de circuitos passivos, como filtros.

### G. Permissividade complexa e perda tangencial

Podemos também compreender a permissividade como um número complexo. Essa abordagem é útil para compreendermos a perda tangencial, que é um parâmetro importante para estudarmos o fator de qualidade de circuitos planares e circuitos *microstrip*.

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' \quad (12)$$

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \quad (13)$$

Uma vez que nosso sistema está imerso na prática em um ambiente não homogêneo, também faz sentido calcular uma perda tangencial efetiva, que leva em consideração a permissividade efetiva do material.

$$\tan \delta_e = \left[ \frac{1 - \varepsilon_r^{-1}}{1 - \varepsilon_r'^{-1}} \right] \tan \delta \quad (14)$$

A *Equação 14* foi desenvolvida inicialmente por Denlinger [1]. Aqui temos também um ponto de atenção em relação a acurácia no cálculo de parâmetros para projetos de circuitos passivos.

Podemos agora calcular o comprimento de onda guiado em meio dielétrico, parâmetro primordial para projetos de antenas e filtros na frequência de micro-ondas. A *Equação 15*, foi inicialmente proposta por Chen e Xu [8].

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{\left(\frac{\varepsilon_r \omega^2}{c^2}\right) + \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}} \quad (15)$$

### H. Simulações

Para ilustrar o efeito do mecanismo de perda nos circuitos de *microstrip*, podemos ver na *Fig. 05* uma simulação de um guia de onda SIW com diversos materiais. Podemos observar a diferença da resposta em magnitude dos parâmetros *S*, dada pelo software *Keysight ADS Momentum*.

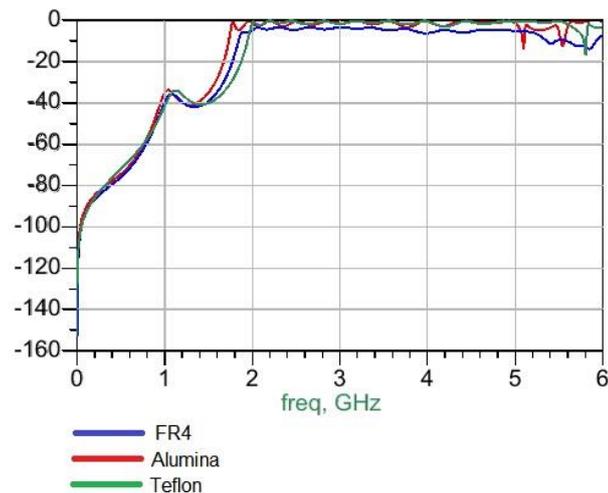


Fig. 05 – Simulação de um guia SIW com diversos materiais

TABELA 1. PARÂMETROS DA SIMULAÇÃO

Dielétrico	Tan $\delta$	$\varepsilon_r$	h
FR4	0,018	4,92	1,54
Teflon	0,000194	2	1,54
Alumina	0	9,6	1,54

A *Tabela 1* traz os parâmetros de simulação dos materiais utilizados. Chamamos a atenção para o resultado do material FR4, que apresentou a maior atenuação. Também fizemos uma simulação com um filtro passa faixas utilizando esse material. A título de comparação, na primeira simulação (linha cheia), assumimos a espessura do metal e a perda tangencial iguais a zero. Na segunda simulação (linha pontilhada), computamos os dados reais do material ( $t=17,1 \mu\text{m}$  e  $\tan \delta=0,018$ ). O resultado pode ser visto na *Fig. 06*. A curva apresenta uma atenuação de aproximadamente 9dB, o que representa uma grande degradação do sinal.

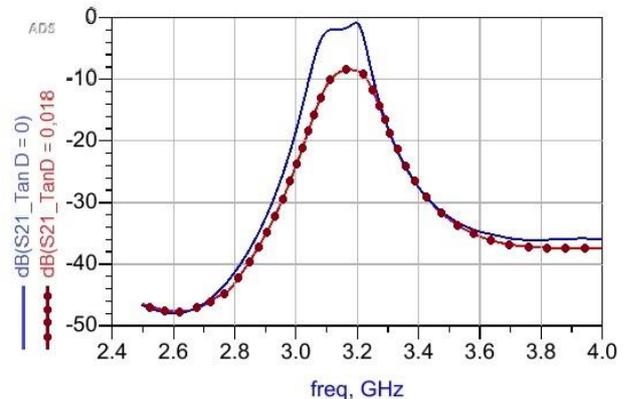


Fig. 06 – Simulação de um filtro passa-faixa com FR4

### III. CONCLUSÃO

Apresentamos nesse artigo um estudo sobre os mecanismos de perda em circuitos projetos em tecnologia *microstrip*, e também sobre o cálculo da constante dielétrica efetiva, sob diversos pontos de vista. Dado a grande diferença entre as constantes dielétricas dos materiais utilizados, vimos pouca alteração desse parâmetro no mecanismo de perda, sendo mais importante na determinação geométrica do filtro, o que corresponde ao que foi mencionado por [4]. Por outro lado, vimos que a perda tangencial e a espessura do metal possuem grande influência na atenuação do sinal e, portanto, serão os pontos de atenção em nossos estudos futuros.

### REFERÊNCIAS

- [1] Denlinger, E. (Junho de 1980). Losses of *Microstrip* Lines. *IEEE Transactions on Microwave theory and Techniques* Vol. MTT-28.
- [2] Lancaster, J.-S. H. (2001). *Microstrip Filters for RF/Microwave applications*. New York: JohnWiley & Sons, Inc.
- [3] Pratt, J. D. (1966). Losses in *microstrip* transmission system for integrated microwave circuits. *NEREM Rec. Vol. 8*, pp. 100-101.
- [4] Robert A. Purcel, D. J. (Junho de 1968). Losses in *Microstrip*. *IEEE Transactions on Microwave theory and Techniques* Vol. MTT-16.
- [5] Steer, T. C. (2016). *Foundations for microstrip circuit design - 4th edition*. John Wiley & Sons, Ltd.
- [6] T. Garg, I. B. (2013). *Microstrip lines and Slotlines - Third Edition*. Artech house microwave Library.
- [7] Wheeler, H. A. (March de 1965). Transmission-line properties of parallel strips separated by dielectric sheet. *IEEE Transactions on Microwave theory and Techniques* Vol. MTT-13, pp. 172-185.
- [8] Xu, Q. C. (3 de September de 2013). A Two-Layer Substrate Integrated Waveguide Out-of-Phase Power Divider. *International Journal of Electrical Energy*, p. 4