

Exemplo 11.14

Permissividade efetiva e atenuação de uma linha de dois fios revestido

Para a linha de dois fios finos com condutores dieletricamente revestidos no ar na Figura 2.31, suponha que $d = 40$ mm, $a = 1$ mm e $\epsilon_r = 4$ (permissividade relativa de revestimentos dielétricos), bem como que os revestimentos são não magnéticos e os fios feitos de cobre. Nessas circunstâncias, calcule a permissividade relativa efetiva da linha e o coeficiente de atenuação para uma onda TEM de frequência $f = 100$ MHz.

Solução Usando a Equação (2.183), a capacitância por unidade de comprimento da linha na Figura 2.31 é $C' = 8,78$ pF/m, e que da mesma linha sem revestimentos dielétricos é $C'_0 = 7,54$ pF/m, a partir da Equação (2.141), de modo que a permissividade efetiva relativa da antiga linha é igual a $\epsilon_{\text{ref}} = C'/C'_0 = 1,164$. Notamos que ϵ_{ref} é bastante próximo da unidade, como esperado, já que os revestimentos dos fios são finos, em relação à distância entre os eixos dos fios. A indutância de linha p.u.c. e a resistência em alta frequência não dependem da falta de homogeneidade do dielétrico (porque é não magnético), e, portanto, as equações (7.11) e (11.103) podem ser empregadas, gerando $L' = 1,48$ $\mu\text{H/m}$ e $R' = 0,83$ Ω/m , respectivamente. Por fim, como a linha de dois fios revestidos situa-se no ar (isolante perfeito), não pode haver fuga de corrente entre os fios, mesmo se os revestimentos forem feitos de um dielétrico imperfeito,¹¹ e a atenuação ao longo da linha acontece, portanto, unicamente devido às perdas do condutor, com as equações (11.77), (11.42) e (9.89) nos dizendo que o coeficiente de atenuação de linha é $\alpha = R' \sqrt{C'/L'}/2 = 0,001$ Np/m = 0,0088 dB/m.

11.10 PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO MULTICAMADAS

A Figura 11.14 mostra uma placa de circuito impresso multicamadas típica, que é muito utilizada na eletrônica digital (por exemplo, em computadores). Sua superfície superior é composta por componentes eletrônicos ativos e passivos, tais como circuitos integrados (chips) e elementos do circuito discreto, interligados por condutores strip, chamados trilhas. As trilhas são impressos em uma camada de dielétrico (substrato dielétrico), sob a qual está uma lâmina metálica que se estende por toda a placa. A configuração semelhante pode existir no fundo da placa. Há então uma ou mais camadas de condutores (trilhas) prensadas em camadas dielétricas entre pares de lâminas metálicas (componentes eletrônicos também podem ser colocados nessas camadas). As lâminas servem como planos para sinais de alta velocidade ao longo das trilhas. Eles também podem ser usados para distribuir tensão de alimentação para circuitos integrados. Por fim, os componentes, as trilhas e as lâminas em diferentes níveis da placa são (seletivamente) ligados entre si por furos metalizados através da placa, chamados de vias, como indicado na Figura 11.14(b). Note que a permissividade relativa típica do dielétrico na Figura 11.14 é $\epsilon_r = 3,5 - 4,5$ (com mais frequência, vários materiais de fibra de vidro). Trilhas, lâminas e vias são normalmente feitos de cobre ($\sigma_c = 58$ MS/m). Para sinais de alta velocidade, as interconexões formadas por trilhas e lâminas em camadas individuais da placa têm de ser

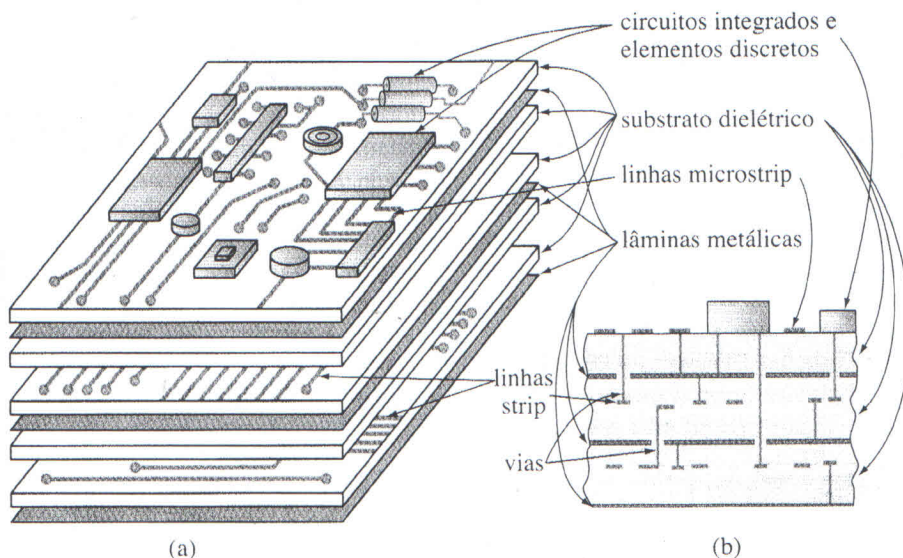


Figura 11.14

Esboço de uma lâmina de circuito impresso multicamadas típica: (a) visão tridimensional da estrutura e (b) detalhe de seu corte transversal.

11 Observe que para a mesma estrutura, mas com revestimentos dielétricos com perdas e meio ambiente com perdas, a condutância por unidade de comprimento da linha é dada na Equação (3.186).

B. M. Notaros, "Eletromagnetismo",
Pearson, 2012
Education do Brasil

consideradas como linhas de transmissão e não apenas como condutores em curto-circuito. Nesta seção, fornecemos a base para a análise de circuito das linhas de transmissão em uma placa de circuito típica.

Observando as interconexões em diferentes camadas na Figura 11.14, identificamos dois tipos de linhas de dois condutores que compõem a estrutura. Ou seja, cada traço na parte superior da placa, acima da qual está o ar, e a lâmina mais alta representam uma linha microstrip, Figura 2.20, e de modo similar para traços na parte inferior da placa (se existirem). Note que as conexões elétricas dentro dos circuitos integrados na Figura 11.14 (as chamadas interconexões on-chip) também são vistas como linhas microstrip.¹² Por outro lado, cada traço entre as lâminas adjacentes, que está completamente cercada pelo dielétrico, constitui, junto com as lâminas, uma linha strip, Figura 2.21.¹³

Nos exemplos 11.10 e 11.11, que, por sua vez, referem-se aos exemplos 2.13 e 2.14, os parâmetros do circuito primário e secundário de uma linha microstrip e linha strip, respectivamente, são encontrados — desprezando os efeitos das bordas. Esses valores são, portanto, precisos apenas para $h \ll w$, h é a distância do condutor faixa (traço) da lâmina (plano base) na Figura 2.20 ou de cada um dos planos na Figura 2.21, e w é a largura da faixa em ambos os casos. Por outro lado, as linhas com $w \ll h$ podem ser analisadas substituindo a faixa por um fio fino de raio equivalente (veja o Exemplo 11.9). Na prática, quando w e h são da mesma ordem de grandeza, um valor razoável para a sua razão é $w/h = 1$ –3 para linhas microstrip e $w/h \approx 1$ para as linhas strip. Para tais valores de w/h , e, em geral, por uma razão arbitrária w/h , as distribuições

de campo eletrostático reais nas linhas são bastante diferentes das figuras 2.20 e 2.21. Em particular, há um campo nas bordas considerável fora da região abaixo da faixa na Figura 2.20, e o campo nessa região próxima às bordas da faixa não é uniforme (efeitos de borda), conforme ilustrado na Figura 11.15, e de modo similar para a linha na Figura 2.21. Os campos magnéticos nas duas linhas são relacionados com os campos elétricos correspondentes pelas equações (11.18), e, portanto, a mesma discrepância das distribuições de campo magnético reais daquelas das figuras 11.10 e 11.11 existem (ver Figura 11.15). Em consequência, os resultados para a capacitância por unidade de comprimento, C' , das duas linhas, nas equações (2.135) e (2.137), bem como para seus outros parâmetros, nas equações (11.111)–(11.118), não são suficientemente precisos para linhas microstrip e strip práticas, e para uma relação arbitrária w/h .

Análise eletrostática precisa de linhas de transmissão arbitrária pode ser realizada através da utilização de técnicas numéricas eletrostáticas. Com base nessa análise, os resultados para todos os parâmetros de circuito primário e secundário¹⁴ das linhas nas figuras 2.20 e 2.21 (e das linhas arbitrárias) podem ser obtidos levando em conta a geometria exata e a composição dos materiais e distribuições de campo realistas da linha. Como alternativa, apresentamos aqui um conjunto de fórmulas de forma fechada empíricas disponíveis para os parâmetros do circuito das linhas microstrip e strip. Essas fórmulas úteis (obtidas como ajuste de curva-aproximações de dados experimentais e/ou analíticos) concordam muito bem com a solução numérica (ou medição) para todos os valores práticos da relação w/h .

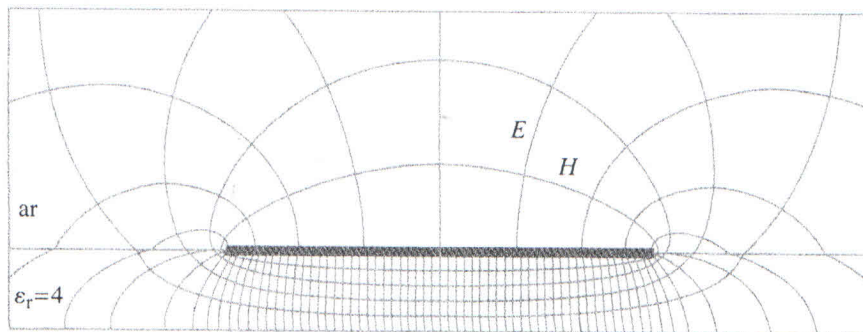


Figura 11.15

Linhas de campo elétrico (E) e magnético (H) em um corte transversal de uma linha microstrip com a largura da faixa de proporção entre a altura da lâmina $w/h = 5,4$ e permissividade relativa do substrato $\epsilon_r = 4$; representações padrão de campo são obtidas pela análise numérica com o método de momentos (veja Seção 1.20).

Os materiais em circuitos integrados são em geral feitos de silício (Si). No entanto, o silício apresenta grandes perdas em altas frequências, resultando em um grande coeficiente de atenuação no dielétrico (α_d). Equação (11.79), para linhas microstrip no circuito. É por isso que o arseneto de gálio (GaAs), que tem muito menos perdas, é muito usado como um substituto para Si para circuitos integrados muito rápidos. Também é verdade que, em geral, linhas strip, sendo blindadas entre chapas metálicas, são muito menos suscetíveis de irradiar e muito menos suscetíveis a interferência com os sinais externos do que as linhas microstrip, que são “abertas” à parte superior do meio espaço. Assim, mesmo a resistência R' na Equação (11.66) de uma linha de transmissão com um dielétrico não homogêneo pode ser obtida com base em eletrostática, a partir da distribuição do campo eletrostático da linha quando cheia de ar, como na Figura 11.12(b), e usando a relação entre campos elétricos e magnéticos nas equações (11.18) com $\epsilon = \epsilon_0$ e $\mu = \mu_0$.

Uma vez que o campo elétrico em uma linha microstrip, Figura 11.15, está apenas parcialmente no substrato dielétrico, de permissividade relativa ϵ_r , e o resto está no ar acima dele, o dielétrico da linha é de fato heterogêneo, e deve ser tratado como tal para uma análise precisa. Note que na análise aproximada para $h \ll w$ na Figura 2.20, o dielétrico pode ser tratado como homogêneo como o campo elétrico, desprezando os efeitos das bordas, supõe-se que esteja localizado no dielétrico abaixo da faixa. Portanto, a permissividade efetiva relativa ϵ_{ref} da linha com um w/h arbitrário, Equação (11.120), está entre a unidade (para o ar) e ϵ_r . Pode ser calculado a partir da fórmula empírica dada por

ϵ_{ref} — linha microstrip

$$\epsilon_{\text{ref}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-1/2} + p \right], \quad (11.127)$$

onde $p = 0,04 (1 - w/h)^2$ se $w/h < 1$ e $p = 0$ caso contrário. A impedância característica da linha, Z_0 , então é

Z_0 — linha microstrip — análise

$$\begin{aligned} Z_0 &= \frac{\eta_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_{\text{ref}}}} \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right) \quad \text{para } \frac{w}{h} \leq 1, \\ Z_0 &= \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{ref}}}} \left[\frac{w}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{w}{h} + 1,444 \right) \right]^{-1} \\ &\quad \text{para } \frac{w}{h} > 1, \end{aligned} \quad (11.128)$$

onde η_0 é a impedância intrínseca do espaço livre, Equação (9.23). Para (síntese) finalidades de projeto, isto é, para encontrar w/h para um Z_0 desejado da linha e dado ϵ_r do dielétrico substrato, as seguintes fórmulas são usadas:

linha microstrip — síntese

$$\begin{aligned} \frac{w}{h} &= 8 \left(e^A - 2e^{-A} \right)^{-1} \quad \text{para } \frac{w}{h} \leq 2, \\ \frac{w}{h} &= \frac{\epsilon_r - 1}{\pi \epsilon_r} \times \left[\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right] + \\ &\quad + \frac{2}{\pi} [B - 1 - \ln(2B - 1)] \quad \text{para } \frac{w}{h} > 2, \\ A &= \pi \sqrt{2(\epsilon_r + 1)} \frac{Z_0}{\eta_0} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right), \\ B &= \frac{\pi}{2\sqrt{\epsilon_r}} \frac{\eta_0}{Z_0}, \end{aligned} \quad (11.129)$$

O coeficiente de fase, β , velocidade de fase, v_p , e comprimento de onda, λ_z , na linha microstrip são encontrados baseados nas equações (11.122), usando ϵ_{ref} da linha, Equação (11.127), e os valores correspondentes de espaço livre desses parâmetros de propagação. Note que v_p (e de modo análogo para β e λ_z) está entre $c_0/\sqrt{\epsilon_r}$ (velocidade da onda em um dielétrico homogêneo de

permissividade relativa ϵ_r) e c_0 (velocidade da onda no espaço livre), e depende da relação w/h da linha. Quanto maior for w/h menos campo no ar acima do substrato na Figura 11.15 e menor v_p (mais perto de $c_0/\sqrt{\epsilon_r}$), que também pode ser visto a partir da Equação (11.127).

O coeficiente de atenuação representando as perdas nos condutores, α_c , da linha na Figura 11.15 é calculado de modo aproximado usando a expressão na Equação (11.116) para a mesma linha com os efeitos das bordas desprezados,

α_c — linha microstrip

$$\alpha_c = \frac{R_s}{wZ_0} \quad (11.130)$$

[R_s é a resistência superficial dos condutores, a Equação (11.65)], mas com os valores para a impedância característica Z_0 que consideram as bordas, com base nas equações (11.128). O coeficiente de atenuação das perdas no dielétrico, α_d , da linha é encontrado pela Equação (11.80),

α_d — linha microstrip

$$\begin{aligned} \alpha_d &= q \frac{\beta}{2} \tan \delta_d = \frac{\pi q f \tan \delta_d \sqrt{\epsilon_{\text{ref}}}}{c_0}, \\ q &= \frac{\epsilon_{\text{ref}} - 1}{\epsilon_{\text{ref}}} \frac{\epsilon_r}{\epsilon_r - 1}, \end{aligned} \quad (11.131)$$

onde q é o fator de preenchimento dielétrico efetivo empírico da linha, levando aproximadamente em conta heterogeneidade de seu dielétrico, $\tan \delta_d$ é a tangente de perda do substrato, e f é a frequência da onda.

O dielétrico de uma linha strip, Figura 2.21, é homogêneo e, portanto, $\epsilon_{\text{ref}} = \epsilon_r$. As fórmulas empíricas para a impedância característica da linha leem

Z_0 — linha strip — análise

$$\begin{aligned} Z_0 &= \frac{\eta_0}{4\sqrt{\epsilon_r} [w/(2h) + 0,441 - s]}, \\ s &= \left(0,35 - \frac{w}{2h} \right)^2 \quad \text{para } \frac{w}{h} < 0,7, \\ s &= 0 \quad \text{para } \frac{w}{h} \geq 0,7. \end{aligned} \quad (11.132)$$

Para desenhar uma linha com um certo Z_0 , para um dado ϵ_r , essas equações podem, ao contrário das equações (11.127) e (11.128) para a linha microstrip, ser resolvidas com facilidade para w/h (supondo que Z_0 e ϵ_r sejam conhecidos), como será mostrado em um dos exemplos. Note, no entanto, que as fórmulas na Equação (11.132), bem como as nas equações (11.127) e (11.128), podem ser modificadas para também levar em conta uma espessura diferente de zero da faixa nas figuras 2.20 e 2.21.

Para a linha strip, as expressões padrão para β , v_p , λ_z e α_d para linhas com dielétricos homogêneos se apli-

dada nas equações (11.16), (11.17) e (11.80).¹⁵ É claro, os mesmos valores também podem ser obtidos com as equações (11.122) e (11.131) — com $\epsilon_{\text{ref}} = \epsilon_r$ e $q = 1$. Da mesma forma que a Equação (11.130), $\alpha_c = R_s/(2wZ_0)$, conforme a Equação (11.118).

Em placas de circuito impresso para circuitos digitais de alta velocidade (Figura 11.14), um grande número de trilhas em geral corre em paralelo umas as outras (por exemplo, em bases de dados de computador). A distância entre traços adjacentes é da ordem da largura da faixa, w , de modo que o acoplamento entre eles é muito forte e, em geral, não pode ser desprezado. Esse acoplamento, por sua vez, é a causa do cruzamento entre as trilhas e outros efeitos indesejáveis no circuito. Portanto, para um projeto adequado e operação confiável do circuito, a análise das linhas microstrip e linhas strip isoladas, cujos parâmetros de circuito são discutidos nesta seção, precisa ser generalizada para incluir os efeitos de acoplamento. Em outras palavras, cada grupo de interconexões em uma camada da placa composta de várias linhas microstrip ou strip paralelas deve ser analisado (e projetado) como uma rede de linhas de transmissão de dois condutores acoplada ou, de modo equivalente, como uma linha de transmissão multicondutora. Os mesmo efeitos de acoplamento acontecem entre as interconexões em circuitos integrados.

Exemplo 11.15

Análise de uma linha microstrip incluindo efeitos das bordas

A largura da faixa condutora de uma linha microstrip é $w = 2$ mm, a espessura do substrato dielétrico é $h = 1$ mm e tanto a strip como plano base são feitos de cobre. A permissividade relativa, tangente de perda e permeabilidade do dielétrico são $\epsilon_r = 4$, $\tan \delta_d = 10^{-4}$ e $\mu = \mu_0$, respectivamente. Calcule (a) a permissividade relativa efetiva, (b) a impedância característica, (c) o coeficiente de fase e a velocidade, e (d) o coeficiente de atenuação desta linha, para uma onda quase-TEM de frequência $f = 3$ GHz na linha.

Solução Como $\sigma_c/(2\pi f\epsilon_0) = 3,5 \times 10^8 \gg 1$ (para o cobre, $\sigma_c = 58$ MS/m) e a $\tan \delta_d \ll 1$, as condições de baixa perda nas equações (11.61) e (9.125) são satisfeitas neste caso. Por outro lado, a condição $h \ll w$ não é cumprida e, portanto, os efeitos das bordas não podem ser desprezados.

- Em particular, a Equação (11.127) com $w/h = 2$ e $p = 0$ dá o seguinte para a permissividade relativa efetiva da linha: $\epsilon_{\text{ef}} = 3,07$.
- Com o uso da segunda expressão (para $w/h > 1$) nas equações (11.128) e o fato de que $\eta_0 = 377 \Omega$, a impedância característica da linha é $Z_0 = 51 \Omega$. Notamos que este resultado difere bastante de $(Z_0)_{\text{aprox}} = \eta_0 h/(\sqrt{\epsilon_r} w) = 94,25 \Omega$, Equação (11.115), obtidos desprezando efeitos das bordas (o erro relativo no cálculo é de 85%).
- Com base nas equações (11.122), o coeficiente de fase e a velocidade da linha são $\beta = 110,09$ rad/m e $v_p = 1,71 \times$

10^8 m/s, respectivamente. Note que $(v_p)_{\text{aprox.}} = c_0/\sqrt{\epsilon_r} = 1,5 \times 10^8$ m/s ($c_0 = 3 \times 10^8$ m/s), com uma suposição de que o campo eletromagnético da linha está todo no substrato dielétrico.

- A resistência superficial dos condutores da linha (R_s) é aquela da Equação (10.80), com a qual a Equação (11.130) produz o coeficiente de atenuação para os condutores de $\alpha_c = 0,14$ Np/m. Usando as equações (11.131), o fator de preenchimento dielétrico efetivo da linha (q) vem a ser $q = 0,9$, e o coeficiente de atenuação para o dielétrico $\alpha_d = 0,005$ Np/m. Estes resultados para α_c e α_d são bastante diferentes dos respectivos resultados de acordo com as equações (11.116) e (11.80), $(\alpha_c)_{\text{aprox.}} = R_s \sqrt{\epsilon_r}/(\eta_0 h) = 0,076$ Np/m e $(\alpha_d)_{\text{aprox.}} = \pi f \sqrt{\epsilon_r} \tan \delta_d / c_0 = 0,0063$ Np/m, que despreza por completo os efeitos das bordas. Por fim, tendo em mente as equações (11.75) e (9.89), o coeficiente de atenuação total da linha é $\alpha = \alpha_c + \alpha_d = 0,145$ Np/m = 1,26 dB/m.

Exemplo 11.16

Parâmetros de circuito primário de uma linha de microstrip considerando efeito das bordas

Encontre os parâmetros de circuito primário por unidade de comprimento da linha microstrip do exemplo anterior.

Solução Pela Equação (11.121), podemos escrever para a indutância p.u.c. da linha

$$L' = \frac{\epsilon_{\text{ref}} \epsilon_0 \mu_0}{C'} \quad (11.133)$$

Substituindo isto na Equação (11.42), obtemos a capacitância p.u.c. através da permissividade relativa efetiva e impedância característica da linha, que são dadas no exemplo anterior, como segue:

$$\begin{aligned} Z_0 &= \sqrt{\frac{L'}{C'}} = \sqrt{\frac{\epsilon_{\text{ref}} \epsilon_0 \mu_0 / C'}{C'}} = \frac{\sqrt{\epsilon_{\text{ref}}}}{c_0 C'} \rightarrow \\ \rightarrow C' &= \frac{\sqrt{\epsilon_{\text{ref}}}}{c_0 Z_0} = 114,5 \text{ pF/m.} \end{aligned} \quad (11.134)$$

C' , L' agora é encontrado usando a Equação (11.133), e vem a ser $L' = 297$ nH/m.

Por outro lado, a solução para a resistência em alta frequência e condutância p.u.c. da linha nas equações (11.77) e (11.79), respectivamente, e usando os resultados para os coeficientes de atenuação para os condutores de linha e dielétrico obtidos no exemplo anterior, temos

$$\begin{aligned} R' &= 2Z_0\alpha_c = 14,28 \Omega/\text{m}, \\ G' &= 2Y_0\alpha_d = 0,2 \text{ mS/m,} \end{aligned} \quad (11.135)$$

onde Y_0 significa a admitância característica da linha, Equação (11.35).

Note que, além das linhas microstrip, essas equações podem ser usadas para encontrar C' , L' , R' e G' dos conhecidos ϵ_{ref} , Z_0 , α_c e α_d , de modo primário de parâmetros do circuito secundário, de uma linha de transmissão arbitrária (com um dielétrico não homogêneo).

¹⁵ Repare que, em geral, as linhas microstrip são “mais rápidas” do que as linhas strip, ou seja, para o mesmo material dielétrico, os sinais viajam mais rápido ao longo de uma linha microstrip do que ao longo de uma linha strip ($c_0/\sqrt{\epsilon_{\text{ref}}} > c_0/\sqrt{\epsilon_r}$).