2. Conceitos Básicos.

Ao longo do presente capítulo as linhas de transmissão *microstrip* e *stripline* serão introduzidas através de suas tensões, correntes, impedância característica e perdas. Uma análise destas linhas envolvendo a integridade de sinais em função do comprimento elétrico e do comprimento físico será apresentada. Será também introduzida uma avaliação no domínio do tempo. Os modelos apresentados, apesar de extremamente simplificados, permitirão a avaliação de sinais propagantes não apenas nestas linhas mas na maior parte das configurações quasi-TEM em PCBs de alta freqüência de operação.

2.1.Linhas de Transmissão e propagação Quasi-TEM.

As trilhas que propagam o sinal em PCBs em taxas elevadas são linhas do tipo *microstrip* e *stripline* [13]. Essas linhas são estruturas que em alta freqüência propagam onda Quasi-TEM (Transverse Eletromagnetic Mode) [13][20].

Seja na figura (1) um trecho de Linha de Transmissão conectado a um gerador e a uma carga Z_l em suas extremidades.

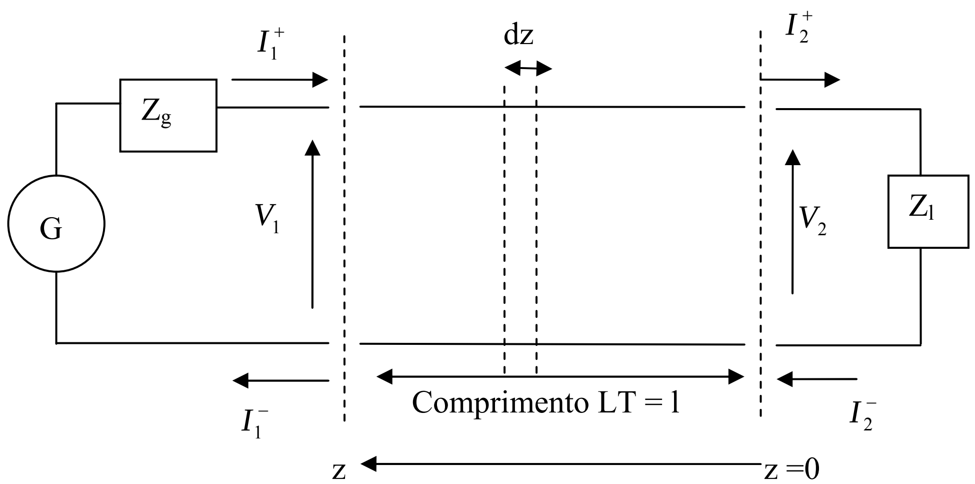

Figura 1- Trecho de Linha de Transmissão conectado a um gerador e a uma carga Zl em suas extremidades.[19]

No circuito equivalente do trecho (dz), detalhado na figura (2) abaixo, o resistor em série R (Ohms por unidade de comprimento) representa a perda devido a condutividade do condutor ao longo do trecho (dz). A resistência G (Siemens por unidade de comprimento) representa perda no dielétrico utilizado. O indutor L (Henries por unidade de comprimento) está associado ao campo magnético. A capacitância C (Faradays por unidade de comprimento) está associado ao campo elétrico no meio dielétrico.[13][14] [20]. (Anexo A).

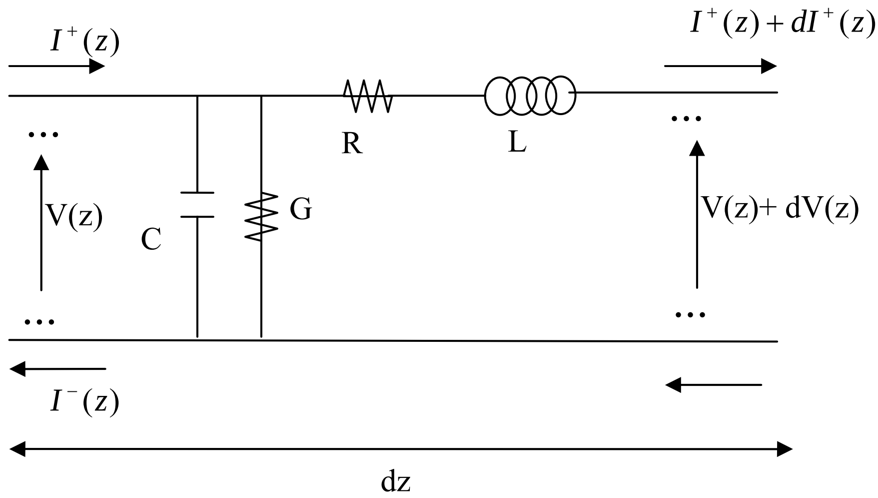

Figura 2 – Modelo RLCG do circuito equivalente para a seção de uma trilha PCB de comprimento (dz). [1][13][14][20].

A tensão e corrente total em uma linha de transmissão com perdas descrita segundo a figura (2) pode ser expressa por : [1][13][14][20].

$$V(z) = V^+ \cdot e^{-\gamma \cdot z} + V^- \cdot e^{+\gamma \cdot z} \qquad \text{(Eq 2.1)}$$

$$I(z) = I^+ \cdot e^{-\gamma \cdot z} + I^- \cdot e^{+\gamma \cdot z}$$

Sendo $\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + jwL)\cdot(G + jwC)}$ (Eq 2.2)

Onde α é a constante de atenuação e β é a constante de fase [13]

Quando o trecho de linha possui comprimento infinito ($z \to \infty$), a relação $\frac{V(z)}{I(z)}$ ilustra então a definição de impedância característica da linha, isto é, $\frac{V(z)}{I(z)} = \frac{V^+}{I^+} = Z_c$. Com esta condição pode-se demonstrar que a impedância característica da linha indicada na figura (1) é dada pela equação 2.3 abaixo. [1][13][14][20]

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + jLw}{G + jCw}} \qquad \text{(Eq2.3)}$$

A matriz ABCD de uma seção de linha com perdas e comprimento físico l, ilustrada pelas figuras (1) e (2), é dada pela equação 2.4 a seguir: [19] [20]

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma \cdot l) & Z_c \cdot senh(\gamma \cdot l) \\ \dfrac{senh(\gamma \cdot l)}{Z_c} & \cosh(\gamma \cdot l) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \qquad \text{(Eq 2.4)}$$

Considerando [13] o meio da LT um dielétrico, homogêneo, com baixas perdas, propagando modos quasi-TEM em linhas *microstrip* ou *stripline*, em alguns GHz, as perdas longitudinais ($\tan\delta_L$) e as perdas [13] transversais ($\tan\delta_T$) são respectivamente, $\tan\delta_L = \dfrac{R}{wL} << 1$ e $\tan\delta_T = \dfrac{G}{wC} << 1$, logo a impedância característica (Z_c), a constante de fase (β) , a velocidade de fase (v_ϕ) e o comprimento de onda na linha (λ_{LT}) são definidas pelas equações 2.5 , 2.6, 2.7 e 2.8: [1][13][14]

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + jwL}{G + jwC}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \left\{1 - j\left(\frac{\tan\delta_L - \tan\delta_T}{2}\right)\right\} \cong \sqrt{\frac{L}{C}} \qquad \text{(Eq 2.5)}$$

$$\beta = w\sqrt{LC} \qquad \text{(Eq 2.6)}$$

$$v_\phi = \frac{1}{\sqrt{LC}} \qquad \text{(Eq 2.7)}$$

$$\lambda_{LT} = \frac{v_\phi}{f} \qquad \text{(Eq 2.8)}$$

Lembrando que $w = 2 \cdot \pi \cdot f$ verifica-se, com as considerações acima, que a constante de fase (β) pode ser definida pela equação 2.9 abaixo: [13] [19] [20]

$$\beta = w\sqrt{LC} = \frac{w}{v_\phi} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{\lambda_{LT} \cdot f} = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda_{LT}} \qquad \text{(Eq 2.9)}$$

O comprimento físico (l) de um trecho de LT pode ser associado ao seu comprimento elétrico (θ) através da equação 2.10 por: [19] [20]

$$\theta = \beta \cdot l = \frac{2\pi}{\lambda_{LT}} \cdot l \qquad \text{(Eq 2.10)}$$

A constante de atenuação (α) (por unidade de comprimento), na mesma LT considerada acima, é dada por $\alpha = \alpha_L + \alpha_T$. A equação 2.11 define (α_L) que é a componente longitudinal e (α_T) que é a componente transversal a partir da equação 2.2 e do modelo RLCG para a LT: [13]

$$\alpha_L = \frac{R \cdot \sqrt{C/L}}{2}$$

$$\alpha_T = \frac{G\sqrt{L/C}}{2} \qquad \text{(Eq 2.11)}$$

2.1.1. Análise do comprimento elétrico e comprimento físico das LTs.

Considere-se uma LT mostrada na figura (1) com comprimento físico l=10cm, operando respectivamente nas freqüências de 10MHz, 1GHz e 10GHz. O comprimento de onda $\lambda_0 = \frac{c}{f}$ torna-se comparável ao comprimento físico da LT com o aumento da freqüência , isto é:

$$\lambda_0(10MHz) = \frac{3\cdot 10^8}{10\cdot 10^6} = 30m = 3000\text{cm}$$

$$\lambda_0(1GHz) = \frac{3\cdot 10^8}{1\cdot 10^9} = 0{,}3m = 30cm$$

$$\lambda_0(10GHz) = \frac{3\cdot 10^8}{10\cdot 10^9} = 0{,}03m = 3cm \qquad \text{(Eq 2.12)}$$

Considerando [13] um sinal se propagando em uma linha do tipo *microstrip* ou *stripline*[1], seu comprimento de onda será:

$$\lambda_{LT} = \lambda_m = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{ef}}} \ . \qquad \text{(Eq 2.13)}$$

O comprimento elétrico resultante a partir das equações 2.13 e 2.10 será abaixo:

$$\theta = \frac{2\pi \cdot l}{\lambda_m} \ . \qquad \text{(Eq 2.14)}$$

Para $f \leq 10MHz$ o comprimento físico será muito inferior ao comprimento de onda e as perdas envolvidas deverão ser reduzidas [13][20].

---

[1] (ε_{ef}) é a constante dielétrica efetiva.

A medida que a freqüência de propagação aumenta, o comprimento de onda torna-se comparável ao comprimento físico da LT. Nestas condições as configurações de campo envolvidas apresentarão soluções de propagação de modo quasi-TEM [13][20] e as perdas serão acentuadas.

Nestes casos, a equação de uma linha de transmissão com perdas e de comprimento l mostrada na figura (1) pode ser reescrita pela equação 2.15 que se segue: [20]

$$V(z=l) = V^{+} \cdot e^{-(\alpha + j\beta)l} + V^{-} \cdot e^{+(\alpha + j\beta)l}$$

$$V(z=l) = V^{+} \cdot e^{-\alpha \cdot l} \cdot e^{-j \cdot \beta \cdot l} + V^{-} \cdot e^{+\alpha \cdot l} \cdot e^{+j \cdot \beta \cdot l} \qquad \text{(Eq 2.15)}$$

A partir das equações 2.9, 2.10, 2.11, 2.14 e 2.15, obtém-se a equação 2.16 abaixo:

$$V(z=l) = V^{+} \cdot e^{-\alpha \cdot l} \cdot e^{-j \cdot \frac{2 \cdot \pi}{\lambda_m} \cdot l} + V^{-} \cdot e^{+\alpha \cdot l} \cdot e^{+j \cdot \frac{2 \cdot \pi}{\lambda_m} \cdot l}$$

$$V(z=l) = V^{+} \cdot e^{-\alpha \cdot l} \cdot e^{-j \cdot \theta} + V^{-} \cdot e^{+\alpha \cdot l} \cdot e^{+j \cdot \theta} \qquad \text{(Eq 2.16)}$$

Evidencia-se então na equação 2.16 que a fase do sinal, representada pelo comprimento elétrico θ, deverá alterar de forma acentuada o comportamento de um sinal propagante em uma LT quando sua freqüência for elevada. A amplitude do sinal neste caso, será perturbada devido às atenuações introduzidas por R, L, C e G a partir de, $\alpha = (\alpha_L + \alpha_T)$, da equação 2.11.

2.2. Introdução ao domínio do tempo.

Quando um pulso se propaga em uma LT com um intervalo de bit *(bit slot)* e tempos de subida *(rise time)* e tempo de descida, comparáveis ao retardo da linha, efeitos indesejáveis poderão também penalizar a forma do pulso. Pode-se então concluir que em sistemas digitais, o retardo de propagação, a taxa de Bits e o formato de modulação utilizado terão que ser corretamente avaliados [14]. A figura (3) ilustra o fenômeno de propagação de um degrau.

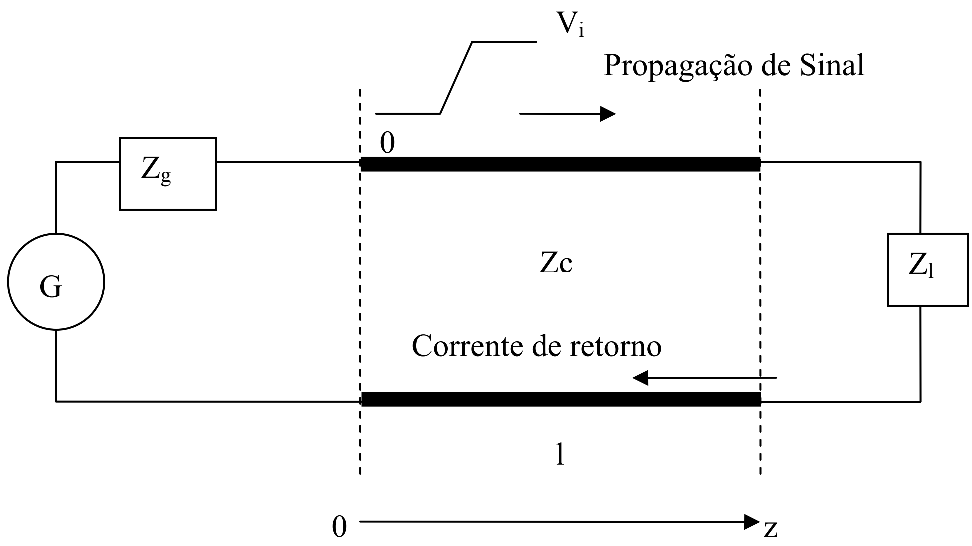

Figura 3 – Método típico para representar LTs em PCB que propagam um sinal digital [14].

A velocidade de propagação de um pulso ao longo de uma trilha na PCB é definida na equação 2.17 por : [14]

$$v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{ef}}} \qquad \text{(Eq 2.17)}$$

sendo (c) a velocidade da luz no vácuo ($3 \cdot 10^8$ m/s) e (ε_{ef}) a constante dielétrica efetiva do meio utilizado na LT.

No caso de uma trilha do tipo *microstrip*, os campos elétrico e magnético possuem como meio dielétrico tanto o ar como o substrato. Então uma equação para ε_{ef} é deduzida [13] [14] e utilizada nas ferramentas de dimensionamento e depende da constante dielétrica do substrato (ε_r), da altura (H–*height* - entre o plano condutor e o plano de terra do substrato), da largura da trilha (W-*width*) e da espessura do condutor (T-*thickness*). No caso de uma trilha do tipo *stripline*, os campos elétrico e magnético possuem somente como meio dielétrico o substrato, portanto $\varepsilon_{ef} = \varepsilon_r$. Considerando a utilização de um mesmo substrato e a mesma freqüência para as duas trilhas, a velocidade de propagação na trilha *stripline* será menor do que o mesmo sinal se propagando na trilha *microstrip*.

O retardo de propagação *(PD-Propagation Delay)* em segundos por metro, é definido [14] por:

$$PD = \frac{1}{v} = \frac{\sqrt{\varepsilon_{ef}}}{c} \qquad \text{(Eq 2.18)}$$

O tempo de retardo *(TD-Time Delay)* em segundos, para um sinal que se propaga através de uma LT de comprimento l (em metros) mostrado na figura (3) pode ser determinado através do efeito LC no modelo de circuito equivalente do trecho de linha (dz), mostrado na figura (2), onde $TD = \sqrt{LC}$ [14] mas é geralmente definido [14] por:

$$TD = \frac{l(m) \cdot \sqrt{\varepsilon_{ef}}}{c(m/s)} \qquad \text{(Eq 2.19)}$$

Se o sinal digital for uma seqüência PRBS de 1G bit por segundo (1Gb/s) então um intervalo de bit *(bit slot)* com duração de 1 ns será considerado. Se a LT mostrada na figura (3) tiver um comprimento l=10cm (0,1m), considerando agora $\sqrt{\varepsilon_{ef}} = 3.3$ então na equação 2.19 acima, o tempo de retardo ao longo da LT de 10cm é dado na equação 2.20 abaixo:

$$TD = \frac{0{,}1 \cdot \sqrt{\varepsilon_{ef}}}{3 \cdot 10^{8}}(s) = \frac{\sqrt{\varepsilon_{ef}}}{3} \cdot 10^{-9}(s) = \frac{3{,}3}{3} \cdot 10^{-9}(s) = 1{,}1(ns). \qquad \text{(Eq 2.20)}$$

Verifica-se então que o retardo da LT de 10cm é comparável à duração do *'bit slot'* de 1ns.

Na figura (4), o pulso de 1Gb/s em 1ns, com velocidade de propagação $v = \frac{3 \cdot 10^{8}}{3{,}3}(m/s) = 0{,}91 \cdot 10^{8}(m/s)$, percorre na linha a distância de 9,1 cm. Para um sinal digital PRBS na taxa de 10 Gb/s associado a um *'bit slot'* de duração de 0,1 ns, a mesma linha de 10cm, introduzirá uma penalidade consideravelmente maior, pois neste intervalo de tempo de 0,1ns um único pulso percorrerá a distância de 0,91 cm e estará contido na linha, restando ainda 9,09 cm a percorrer sofrendo mais os efeitos de propagação de linhas com perdas, comprometendo a sua integridade, como mostrado na seção 2.1 deste capitulo.

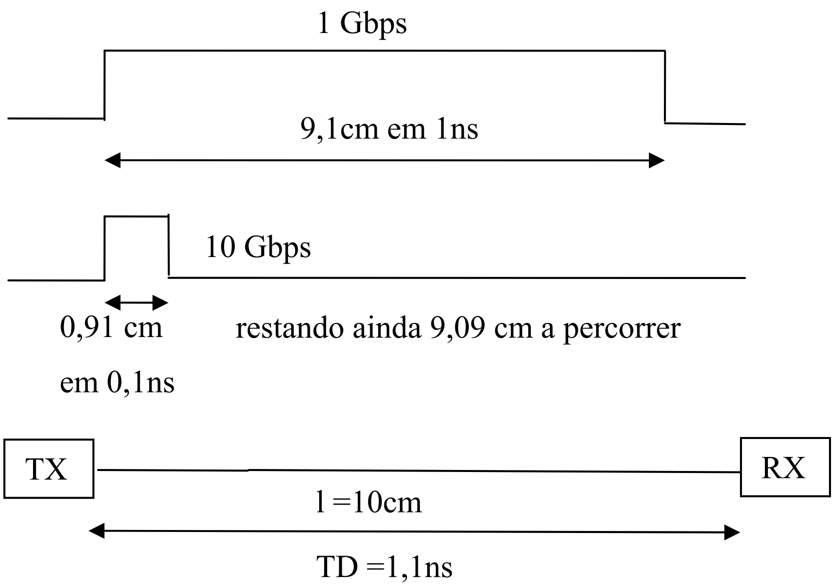

Figura 4 – Tempo de retardo da LT de 10cm comparado com o “bit slot” do sinal PRBs digital em 1Gb/s e 10Gb/s.

Este problema entre o retardo e as perdas provocadas pela trilha e a duração do *‘bit slot’* deve ser analisado de acordo com os erros na recepção [1], isto é, a taxa de bits errados (BER). É recomendável que o *‘rise time’* do pulso seja analisado também [1] de acordo com o TD e reflexões [14] para que seja possível minimizar os erros na recepção [14].

Outros efeitos de propagação devem ser levados em consideração na transmissão de sinais de altas freqüências [14]. As figuras (5) e (6), mostram uma configuração de LT, parâmetros S e as possíveis reflexões em cada porta respectivamente.

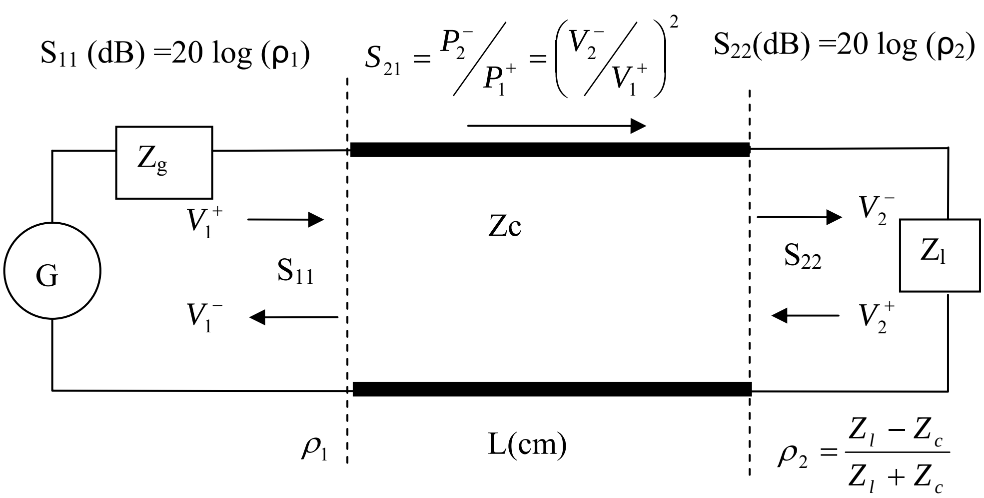

Figura 5 – Parâmetros S da LT de impedância característica Zc.

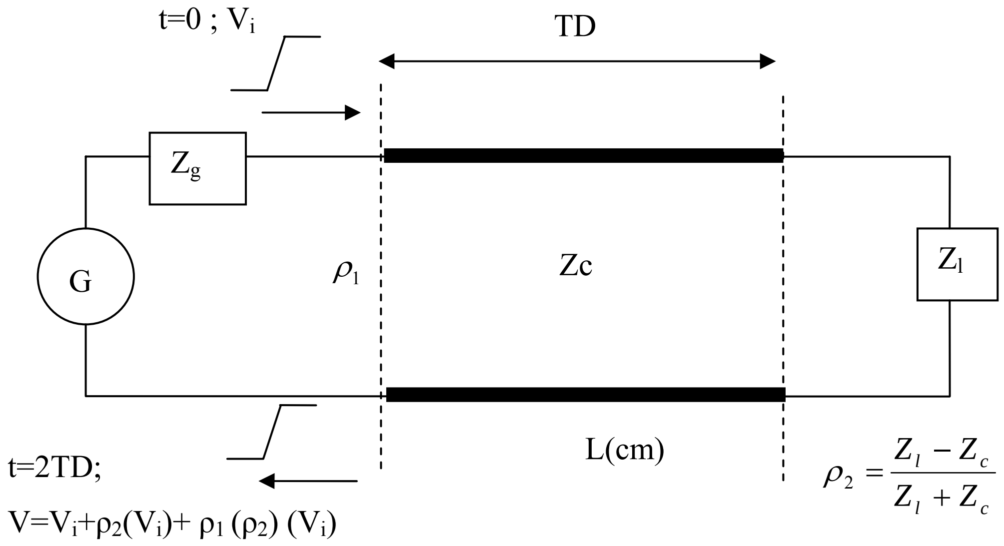

Figura 6 – Exemplo de LT com reflexão. [14]

Se o sistema tiver um coeficiente de reflexão aproximadamente zero ($\rho_1 = \rho_2 = 0$) , ou seja nas condições ideais , sistema casado, $Z_g = Z_c = Z_l$, então S_{11} e S_{22} terão valores altos (em dB), quase não há reflexão de sinal, ou seja S_{21} será muito próximo de zero dB, indicando portanto que existe transmissão total e a perda de inserção da LT na propagação do sinal é muito pequena ou quase nula.

Portanto para a transmissão do sinal digital em alta freqüência, é muito importante que a impedância característica das linhas PCBs sejam bem dimensionadas de acordo com o tipo de configuração *microstrip, stripline* etc.

Essas equações de impedância característica de cada configuração respectivamente já foram definidas [13] de acordo com o modelo RLCG (dz) e são utilizadas nas ferramentas de dimensionamento destas LTs em PCBs, de acordo com a freqüência do sinal transmitido, dos parâmetros H, T, W e ε_r e perdas do substrato utilizado.

A figura (7) apresenta uma cascata de trechos diferentes de LTs em PCB [14], sendo necessário um correto dimensionamento das linhas, além da avaliação do retardo na propagação do sinal em cada trecho, das perdas de inserção e retorno das linhas, para garantir assim a integridade do sinal transmitido.

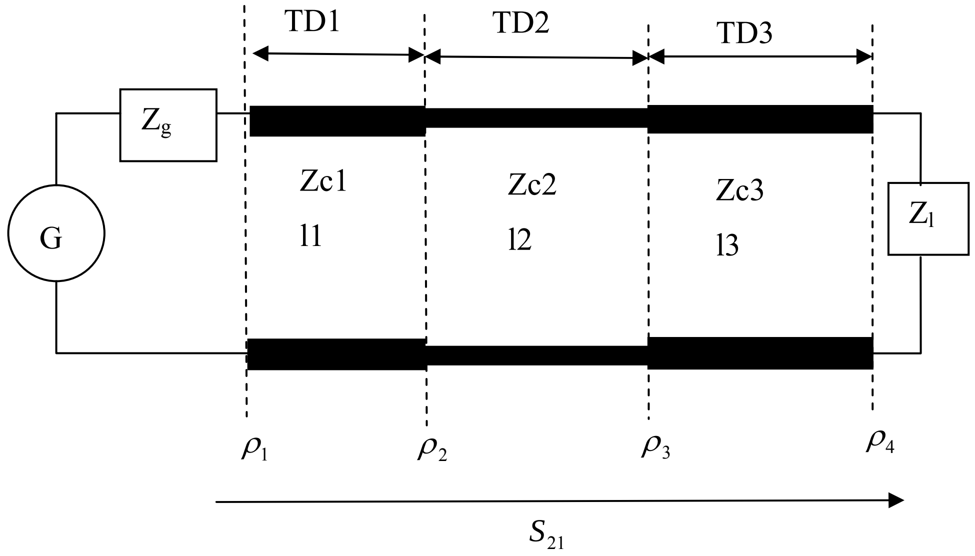

Figura 7 – Exemplo de LTs e os parâmetros importantes para um correto dimensionamento de linhas em PCB. [14]

O acoplamento adequado entre os trechos de linhas representados na figura 7 pode ser analisado [1][14] [12] de acordo com os tipos existentes de LTs de placas de circuito impresso, operando em altas taxas de transmissão. É possível associar, por exemplo, o gerador com uma porta de um *chip*, L1(Zc1) com uma trilha, L2(Zc2) com uma via, L3(Zc3) com uma outra trilha e a carga final com a porta de um outro *chip* de recepção de dados. Desta forma uma seqüência PRBS (Pseudorandom binary sequence) que se propaga nesta comunicação *'inter-chip'* deve ser avaliada também de acordo com a taxa de bits errados (BER) na transmissão, para o projeto destas LTs na PCB.

2.3. Conclusões.

Verificou-se que um sinal de alta freqüência ao propagar-se em uma linha de transmissão *microstrip* ou *stripline* sofre muito mais os efeitos das perdas que um sinal em baixa freqüência.

Na transmissão de sinais digitais em taxas de 1Gbits/s e 10Gbits/s, os comprimentos de onda das linhas podem ser comparáveis às suas dimensões longitudinais e afetam sua integridade pois os retardos envolvidos tornam-se comparáveis aos *"bit slots"*. As reflexões devido às impedâncias características e/ou as interfaces na linha também penalizam o sinal.

Desta forma configurações PCB deverão ser dimensionadas considerando os efeitos resistivos, capacitivos e indutivos, retardos e reflexões nas linhas.