



# 射频电路测试原理

---

## 第四讲 射频时域测试原理

guolinli@tsinghua.edu.cn



# 参考文献

---

- 董树义，《现代微波测量技术》，电子工业出版社，1995
- 孙圣和，刘明亮，施正豪，《现代时域测量》，哈尔滨工业大学出版社，1989
- Howard Johnson, High Speed Digital Design --- A Handbook of Black Magic, Prentice Hall, 1993
  - 沈力 等译，《高速数字设计》，电子工业出版社，2004
- Reinhold Ludwig, and Pavel Bretchko 著,王子宇 等译，《射频电路设计—理论与应用》，电子工业出版社，2002



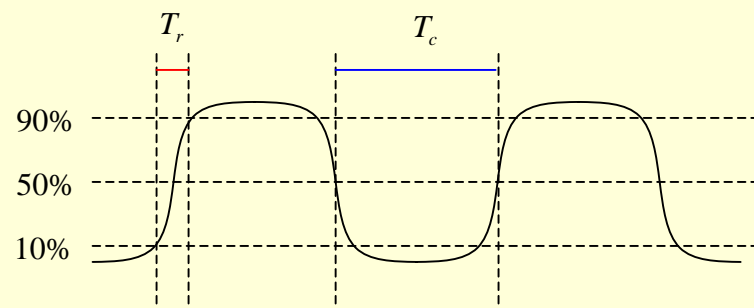
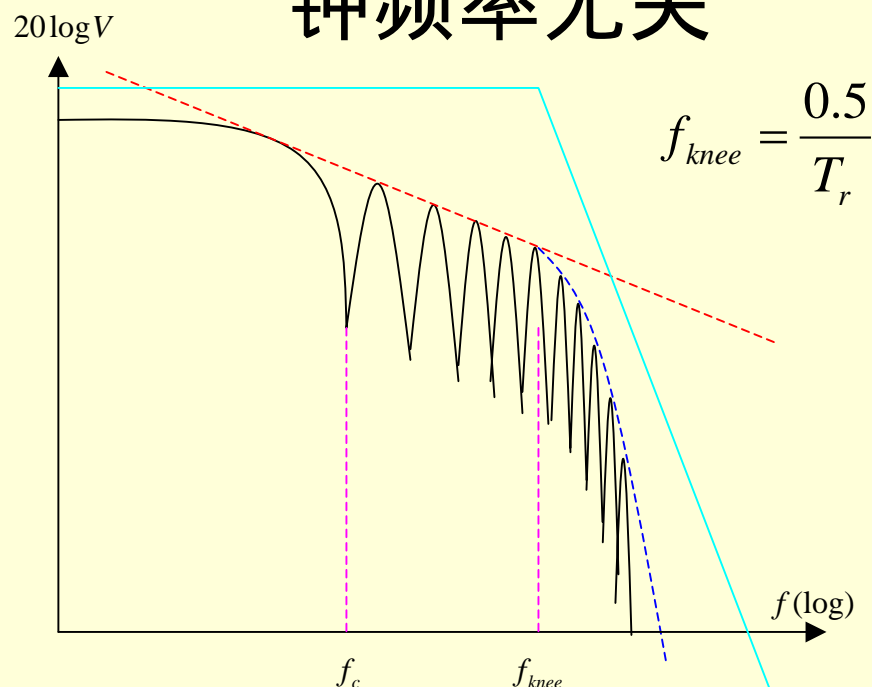
# 目录

---

- 从传输线时域内的反射电压波形入手，阐释时域反射计的工作原理及其对散射参量的测试方法，讨论时域测试中的基本问题，并对高速数字电路设计及测试中遇到的问题予以探讨
  - 数字信号中的分布参数与集总参数电路的界分
  - 时域看传输线的电压传输过程
  - 时域反射计测试阻抗
  - 散射参量的时域测试
  - 时域测试的误差分析
  - 数字电路串扰时域分析

# 一、数字信号的转折频率

- 对于高速数字信号，转折频率和数字边沿的上升时间或下降时间有关，而与时钟频率无关



- 任何在转折频率以内具有平坦响应的电路，可以允许一个数字信号几乎无失真通过
- 数字电路在转折频率以上的频率特性对于它的数字信号处理影响很小

$$\tau_D = v_p^{-1}$$

# 信号传播速度和传播延时

- 真空中的电磁波传播速度为光速
- 电路中电信号的传播速度取决于连接导线周围的介质，传播速度和介电常数的平方根成反比
  - 传播延时和介电常数的平方根成正比关系

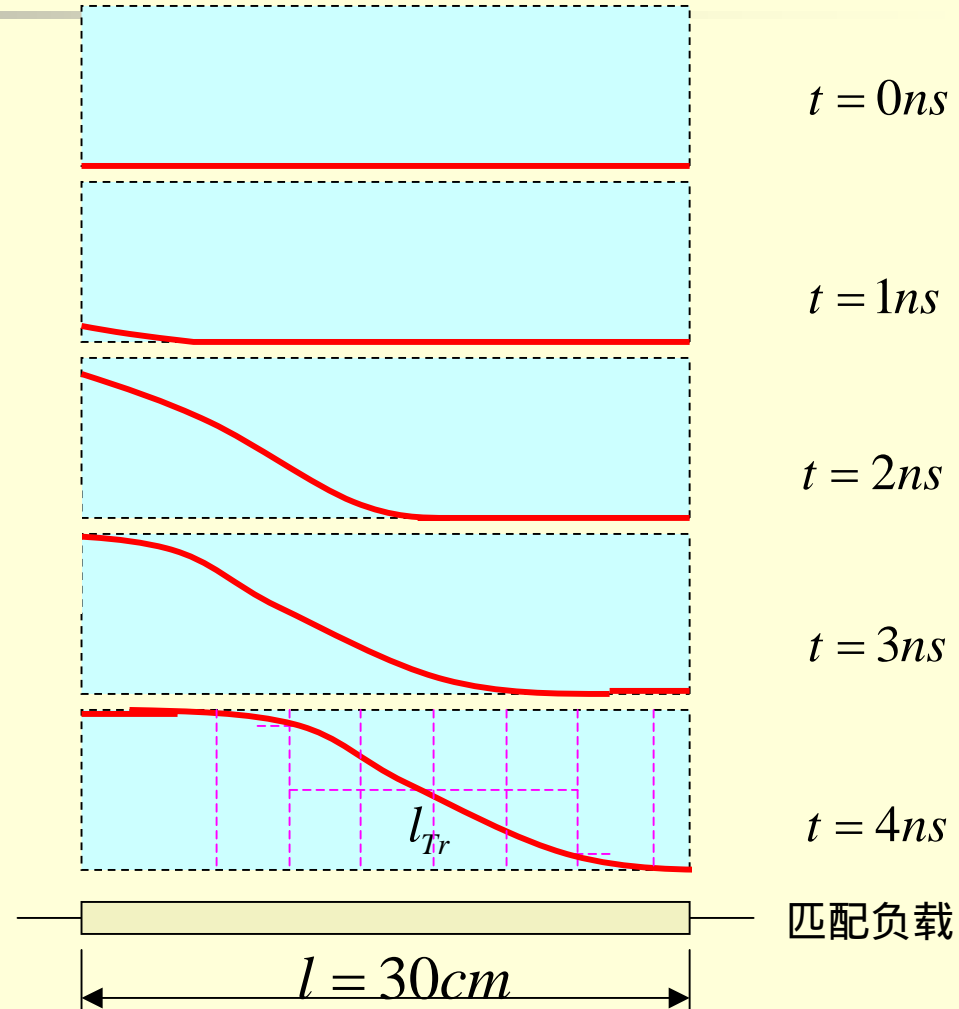
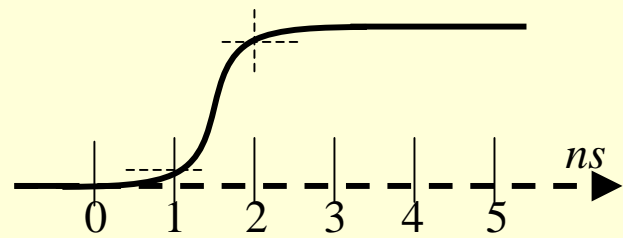
空气	$\varepsilon_r = 1$	$\tau_D = 3.33 ps / mm$
同轴电缆	$\varepsilon_r = 1.8$	$\tau_D = 4.47 ps / mm$
FR4 PCB	$\varepsilon_r = 4.4$	$\tau_D = 6.99 ps / mm$
FR4 PCB	$\varepsilon_r = 2.3 - 4.4$	$\tau_D = 5.06 - 6.99 ps / mm$
氧化铝 PCB	$\varepsilon_r = 9.8$	$\tau_D = 10.43 ps / mm$

- 尺寸小于1/10波长的，该电路可视为集总参数电路
- 尺寸小于信号上升沿有效长度1/4的，该电路可视为集总参数电路
- 集总参数电路直通线上的电位在整个持续时间内几乎一致

# 集总参数电路与分布参数电路

$$l_{Tr} = \frac{T_r}{\tau_D} = \frac{1ns}{69.9ps/cm} = 14.3cm$$

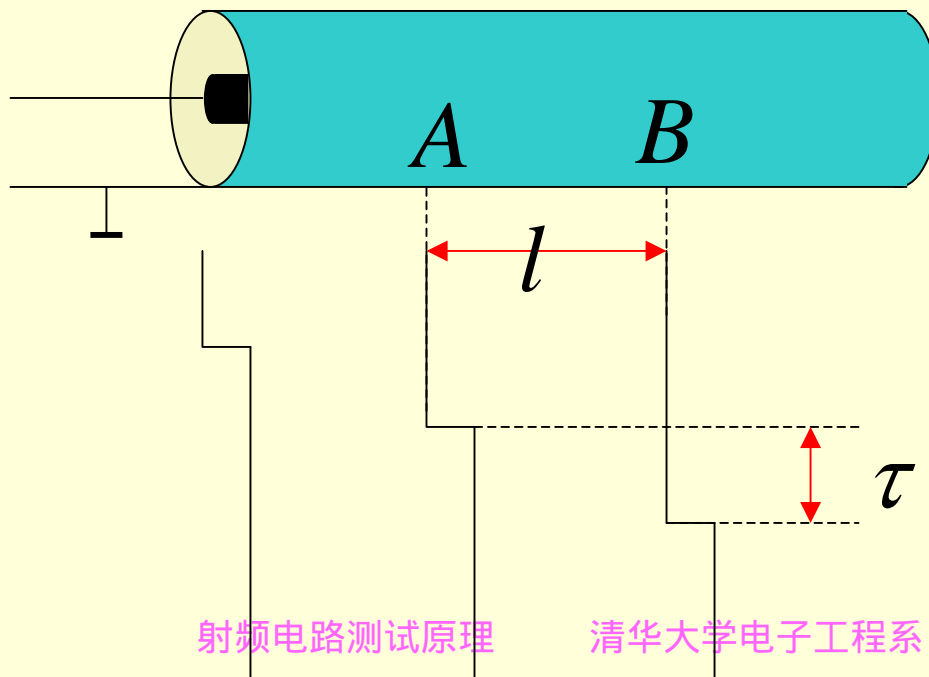
$$\frac{l_{Tr}}{4} = 3.6cm$$



$$\beta = \omega\sqrt{LC} = \omega\tau_D$$

## 二、时域中看传输线

- 理想传输线（无损无限长传输线）上任何一点的电压都是输入波形的理想复制，只是沿着传输线向前传输有一定的传输延迟



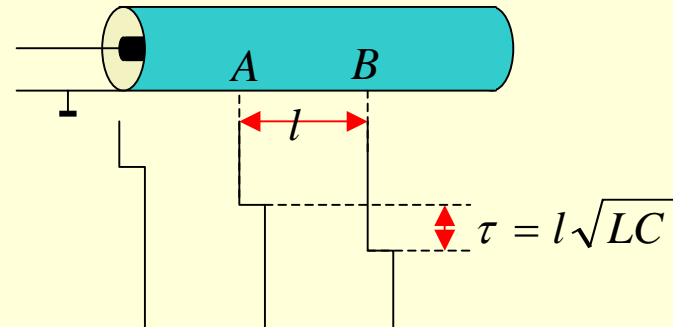
传播延迟：

$$\tau_D = \frac{1}{v_p} = \sqrt{LC}$$

$$\tau = l\sqrt{LC}$$

$$\tau_D = \sqrt{LC}$$

$$L = Z_0 \tau_D, C = \frac{\tau_D}{Z_0}$$



## 特征阻抗

- 把A点到B点之间的电容充电到电压V需要电流为

$$I = \frac{\Delta Q}{\Delta T} = \frac{ClV}{\tau} = \frac{ClV}{l\sqrt{LC}} = \frac{V}{\sqrt{L/C}} = \frac{V}{Z_0}$$

- 该电流维持V伏阶跃信号沿传输线的传播

$$Z_0 = \frac{V}{I} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

- 单端口看入，理想传输线犹如一个电阻负载，电阻值就是特征阻抗值



- 双端口网络，理想传输线事实上是一段延时线，是一个理想线性系统  $H(j\omega) = e^{j\omega\tau_D l}$

## 非理想传输线

$$\begin{aligned}\gamma &= \sqrt{(R(\omega) + j\omega L)(G + j\omega C)} \\ &= \alpha(\omega) + j\beta(\omega) = \alpha(\omega) + j\omega\tau_D(\omega)\end{aligned}$$

- 对有损传输线，其传播常数为复数

$$H(j\omega) = e^{-\gamma l} = e^{-\alpha(\omega)l} e^{-j\omega\tau_D(\omega)l} = A(\omega)e^{j\varphi(\omega)}$$

$$A(\omega) = e^{-\alpha(\omega)l} \quad \varphi(\omega) = -\omega\tau_D(\omega)l$$

- 信号经过有损传输线

- 幅度上有损耗

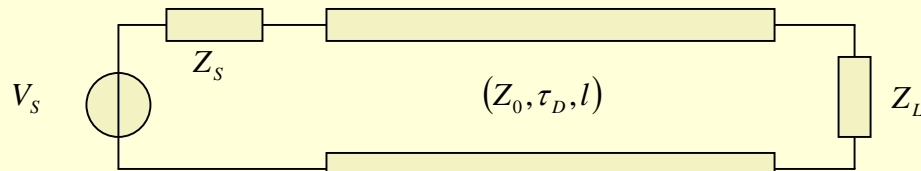
- 由于不同频率下，幅度损耗不同，因而会出现幅度失真

- 相位上有附加相移

- 由于相移和频率不成正比关系，因而出现色散（相位失真）

$$T(j\omega) = \frac{V_{o\text{实际}}}{V_{o\text{匹配}}} = \frac{Z_L(j\omega)}{Z_L(j\omega) + Z_0(j\omega)} V / \frac{V}{2} = \frac{2Z_L(j\omega)}{Z_L(j\omega) + Z_0(j\omega)}$$

# 信号是如何通过一个传输线的



$$V_L(\infty) = \frac{R_L}{R_S + R_L} 1$$

$$A(j\omega) = \frac{Z_0(j\omega)}{Z_S(j\omega) + Z_0(j\omega)}$$

输入端接收函数

$$T(j\omega) = \frac{2Z_L(j\omega)}{Z_L(j\omega) + Z_0(j\omega)}$$

远端传输函数

$$H(j\omega) = e^{-\gamma(j\omega)l}$$

$$\Gamma_1(j\omega) = \frac{Z_S(j\omega) - Z_0(j\omega)}{Z_S(j\omega) + Z_0(j\omega)}$$

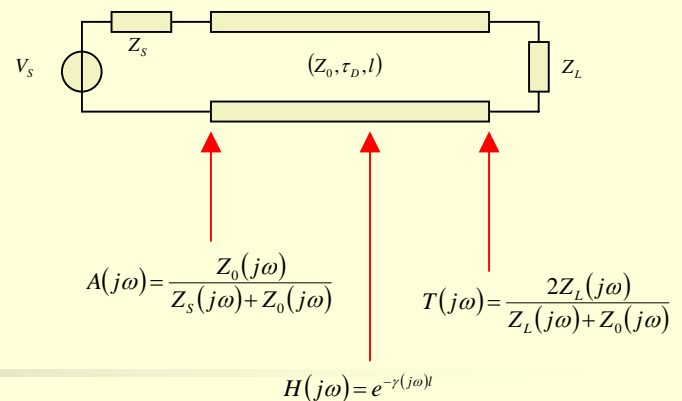
近端反射函数

$$\Gamma_2(j\omega) = \frac{Z_L(j\omega) - Z_0(j\omega)}{Z_L(j\omega) + Z_0(j\omega)}$$

远端反射函数

$$S = \frac{AHT}{1 - \Gamma_1 H^2 \Gamma_2} = \frac{\frac{Z_0}{Z_0 + R_s} \cdot 1 \cdot \frac{2R_L}{R_L + Z_0}}{1 - \frac{R_s - Z_0}{R_s + Z_0} \cdot 1 \cdot \frac{R_L - Z_0}{R_L + Z_0}} = \frac{R_L}{R_L + R_s}$$

# 阶跃信号传输



$$\Gamma_1(j\omega) = \frac{Z_s(j\omega) - Z_0(j\omega)}{Z_s(j\omega) + Z_0(j\omega)}$$

$$\Gamma_2(j\omega) = \frac{Z_L(j\omega) - Z_0(j\omega)}{Z_L(j\omega) + Z_0(j\omega)}$$

第一次传输到负载： $S^{(1)} = AHT$

负载反射： $R_2 = AH\Gamma_2$

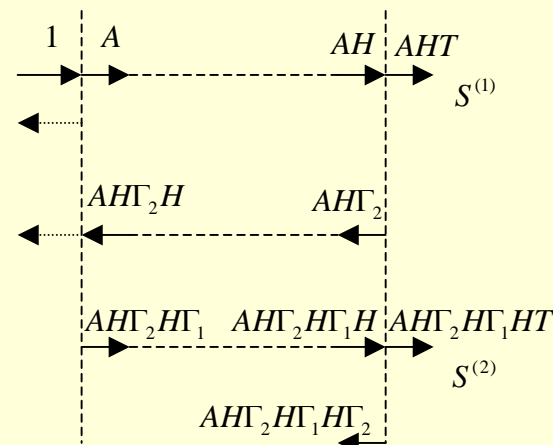
反射到源： $AH\Gamma_2H$

源端反射： $R_1 = AH\Gamma_2H\Gamma_1$

第二次传输到负载： $S^{(2)} = AH\Gamma_2H\Gamma_1HT = S^{(1)}(\Gamma_1H^2\Gamma_2)$

第三次传输到负载： $S^{(3)} = S^{(1)}(\Gamma_1H^2\Gamma_2)^2$

第n次传输到负载： $S^{(n)} = S^{(1)}(\Gamma_1H^2\Gamma_2)^{n-1}$



负载稳定：
$$S = \sum_{n=1}^{\infty} S^{(n)} = \frac{S^{(1)}}{1 - \Gamma_1 H^2 \Gamma_2} = \frac{AHT}{1 - \Gamma_1 H^2 \Gamma_2}$$

$$V_s = U \quad Z_s = 10\Omega \quad Z_0 = 50\Omega \quad Z_L = 75\Omega$$

$$\tau_D = 5 \text{ ps/mm} \quad l = 20 \text{ cm} \quad \tau = 20 \text{ cm} * 5 \text{ ps/mm} = 1 \text{ ns}$$

$$A = \frac{Z_0}{Z_0 + Z_s} = \frac{50}{50 + 10} = \frac{5}{6} = 0.833$$

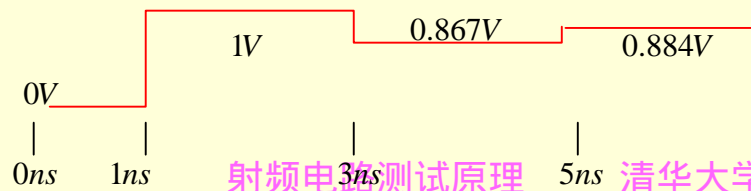
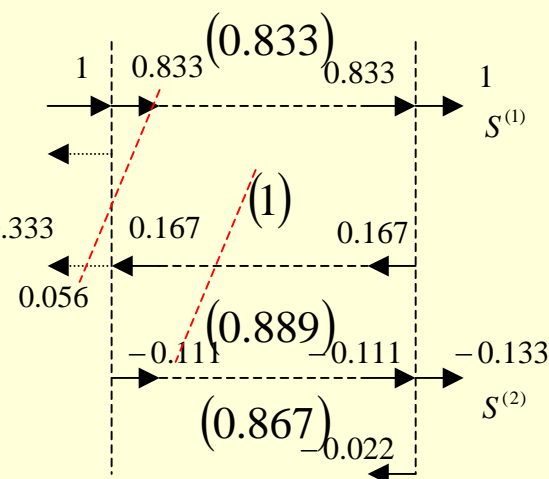
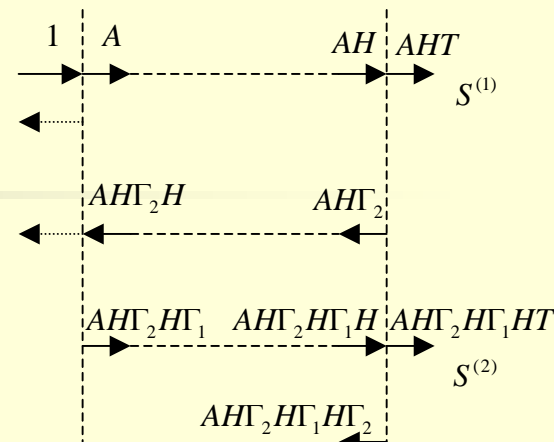
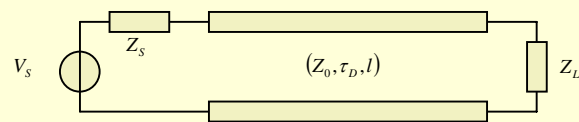
$$H = 1$$

$$T = \frac{2Z_L}{Z_0 + Z_L} = \frac{150}{50 + 75} = \frac{150}{125} = 1.2$$

$$\Gamma_2 = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{25}{125} = 0.2$$

$$\Gamma_1 = \frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0} = \frac{-40}{60} = -0.667$$

$$T_1 = \frac{2Z_s}{Z_0 + Z_s} = \frac{20}{50 + 10} = \frac{1}{3} = 0.333$$



负载稳定电压：

$$S = \frac{1}{1 + 0.667 * 1 * 0.2} = 0.882 = \frac{75}{75 + 10}$$

$$S = \frac{AH(1+\Gamma_2)}{1-\Gamma_1 H^2 \Gamma_2}$$

# 端接方法

## ■ 末端端接：输出端匹配

$$\Gamma_2 = 0 : S = AH$$

- 简单，难以实现宽带匹配

## ■ 源端端接：输入端匹配

$$\Gamma_1 = 0 : S = AH(1+\Gamma_2)$$

- 简单，但有大信号反射回源

## ■ 短线连接

$$H = 1 : S = \frac{A(1+\Gamma_2)}{1-\Gamma_1 \Gamma_2} = \frac{Z_L}{Z_S + Z_L}$$

- 要求传输线长度很小

- 集总参数元件：直通线

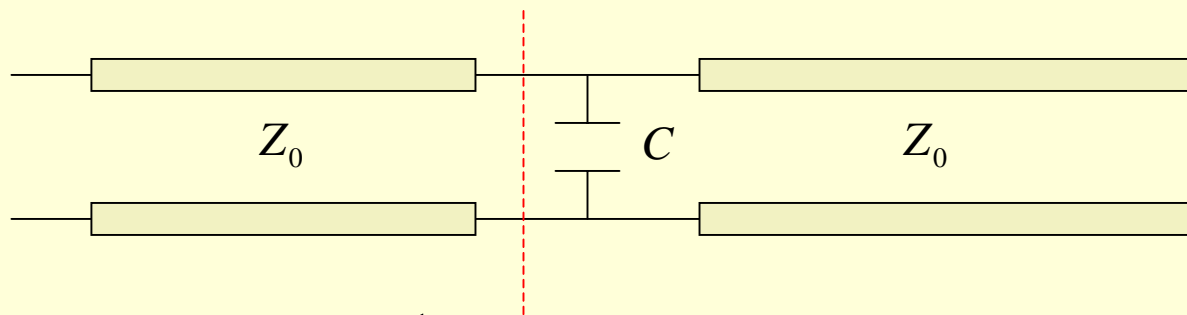
$$l < \frac{1}{4} \frac{T_r}{\tau_D}$$

$$l < \frac{\lambda}{10}$$

$$T = \frac{2Z_L}{Z_L + Z_0} = 1 + \Gamma_2 = \frac{1}{1 + j\omega CZ_0/2} = \frac{1}{1 + j\omega\tau_c}$$

$$\tau_c = CZ_0/2$$

# 传输线中间的电容影响



$$\Gamma_2 = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{\frac{1}{j\omega C + \frac{1}{Z_0}} - Z_0}{\frac{1}{j\omega C + \frac{1}{Z_0}} + Z_0}$$

$$= \frac{1 - j\omega CZ_0 - 1}{1 + j\omega CZ_0 + 1} = \frac{-j\omega CZ_0}{2 + j\omega CZ_0}$$

$$f \gg \frac{1}{\pi CZ_0} : \Gamma_2 = -1 \text{ (短路, 全反射)}$$

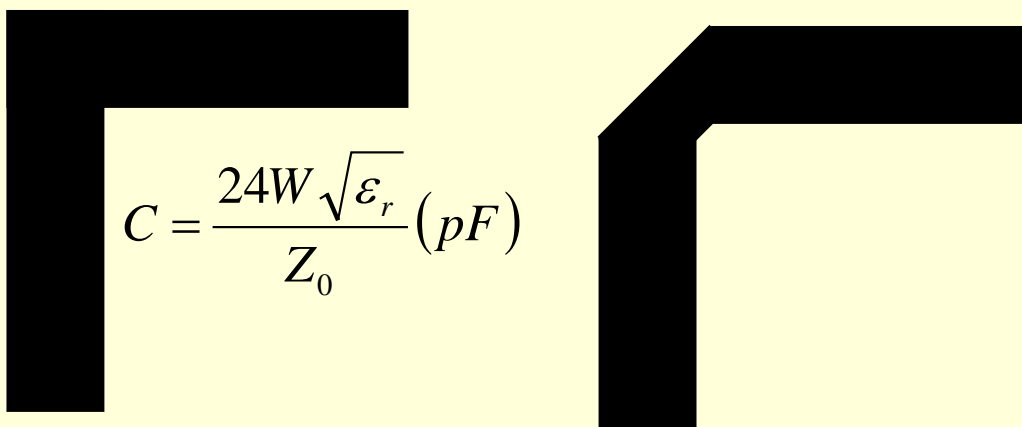
$$f_{knee} \ll \frac{1}{\pi CZ_0} : \Gamma_2 = -j\omega \frac{CZ_0}{2}$$

(反射回一个输入阶跃的微分：脉冲)

$$V_{R,max} = -\frac{\Delta V}{T_r} \frac{CZ_0}{2}$$

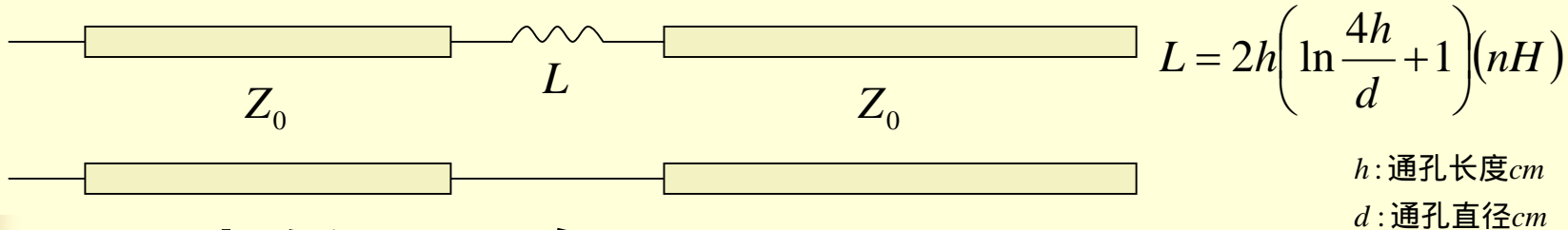
# 微带线的直角弯曲

- 有直角弯曲的微带线，效果是在微带线中加一个额外的寄生电容



$$C = \frac{24W\sqrt{\epsilon_r}}{Z_0} (pF)$$

$W : cm$



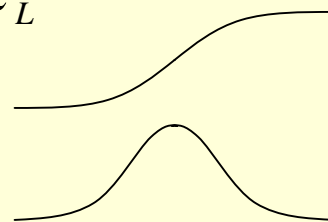
# 通孔的影响

- 通孔主要等效为串联在传输线中间的电感

$$\Gamma_2 = \frac{j\omega L}{j\omega L + 2Z_0} = \frac{j\omega\tau_L}{1 + j\omega\tau_L} \approx j\omega\tau_L$$

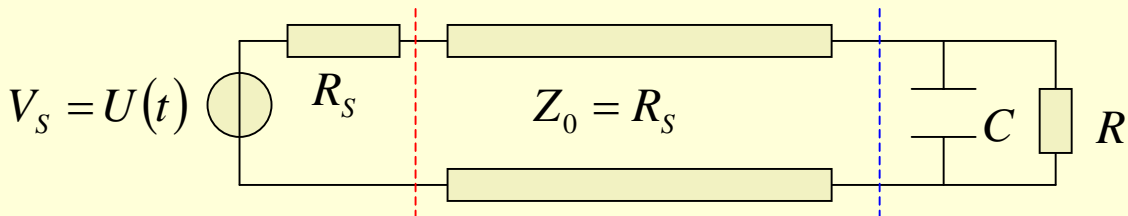
$$V_{R,\max} = \frac{\Delta V}{T_r} \frac{L}{2Z_0}$$

$$T = \frac{1}{1 + j\omega \frac{L}{2Z_0}} = \frac{1}{1 + j\omega\tau_L}$$



$$\tau_L = \frac{L}{2Z_0}$$





# 阻容负载精确解

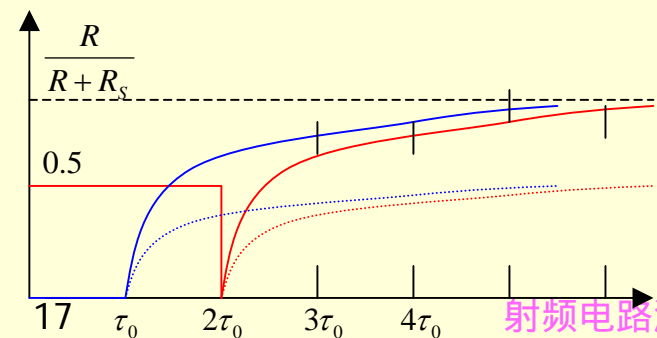
$$S = \frac{AHT}{1 - \Gamma_1 H^2 \Gamma_2} \quad A(j\omega) = \frac{Z_0}{R_S + Z_0} = 0.5 \quad H(j\omega) = e^{-j\beta l} = e^{-j\omega\tau_D l} = e^{-s\tau_0} \quad (s = j\omega)$$

$$T(j\omega) = \frac{2R}{R + Z_0} \frac{1}{1 + j\omega(R \parallel Z_0)C} = \frac{2R'}{Z_0} \frac{1}{1 + sR'C} \quad \Gamma_2(j\omega) = \frac{\frac{R - Z_0}{R + Z_0} - j\omega CR'}{1 + j\omega CR'} = \frac{\Gamma_R - sCR'}{1 + sCR'}$$

$$\Gamma_1(j\omega) = \frac{R_S - Z_0}{R_S + Z_0} = 0$$

$$S(s) = e^{-s\tau_0} \frac{R'}{Z_0} \frac{1}{1 + sR'C} = e^{-s\tau_0} \frac{R'}{Z_0} \frac{1}{1 + s\tau'}$$

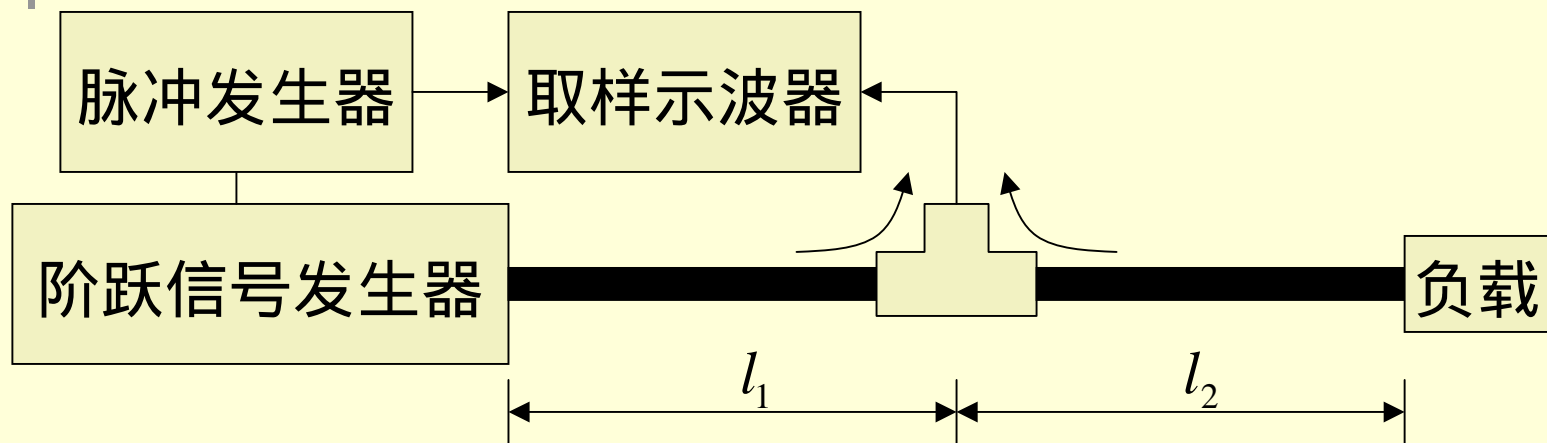
$$v_o(s) = S(s)v_i(s) = e^{-s\tau_0} \frac{R'}{Z_0} \frac{1}{1 + s\tau'} \frac{1}{s} = e^{-s\tau_0} \frac{R'}{Z_0} \left( \frac{1}{s} - \frac{\tau'}{1 + s\tau'} \right)$$



$$v_o(t) = e^{-s\tau_0} \frac{R'}{Z_0} \left( \frac{1}{s} - \frac{\tau'}{1 + s\tau'} \right) = \frac{R'}{Z_0} \left( 1 - e^{-\frac{t-\tau_0}{\tau'}} \right) U(t - \tau_0)$$

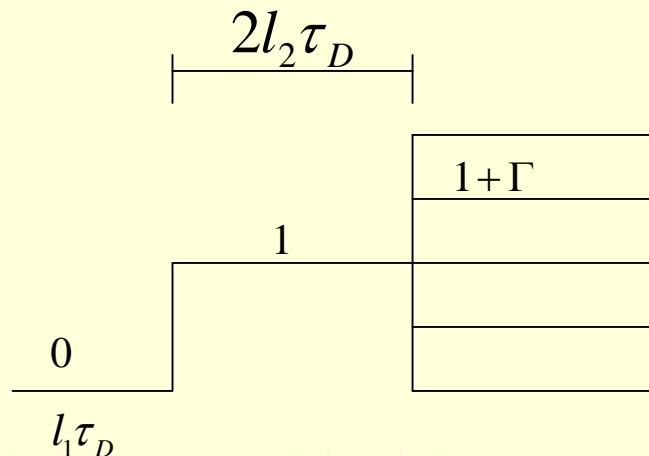
$$= \frac{R}{Z_0 + R} \left( 1 - e^{-\frac{t-\tau_0}{\tau'}} \right) U(t - \tau_0) = \frac{R}{R_S + R} \left( 1 - e^{-\frac{t-\tau_0}{\tau'}} \right) U(t - \tau_0)$$

# 三、时域反射计 TDR



$$R = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} Z_0$$

纯阻性负载



$$R = \infty, \Gamma = 1$$

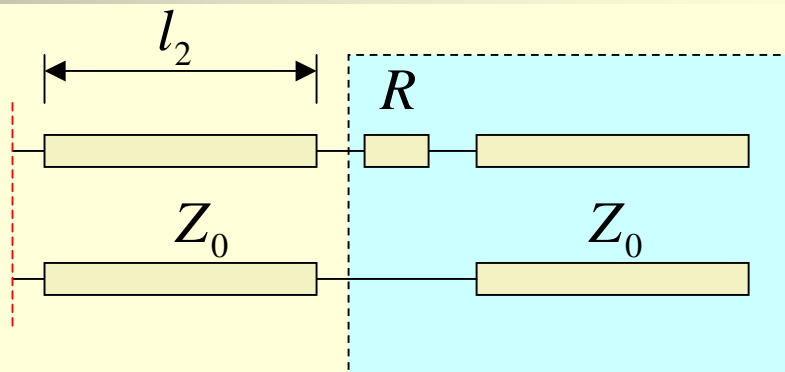
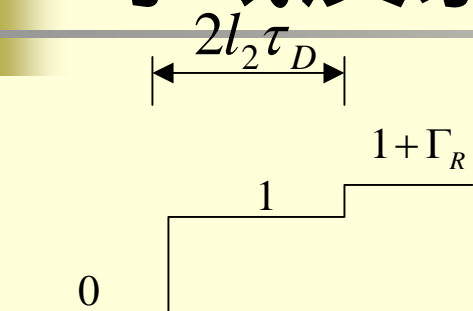
$$R > Z_0, 1 > \Gamma > 0$$

$$R = Z_0, \Gamma = 0$$

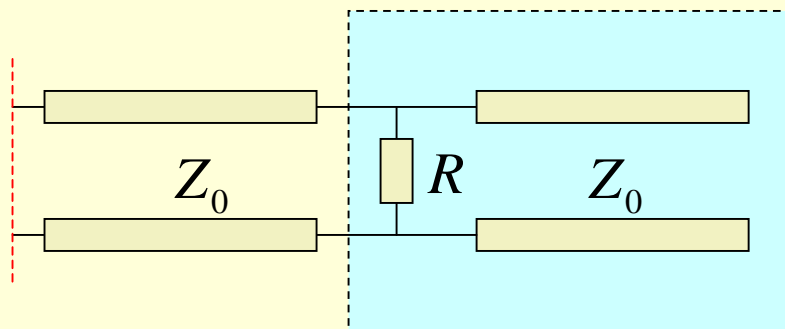
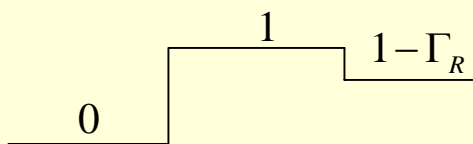
$$R < Z_0, 0 > \Gamma > -1$$

$$R = 0, \Gamma = -1$$

# 时域反射计测试阻性负载

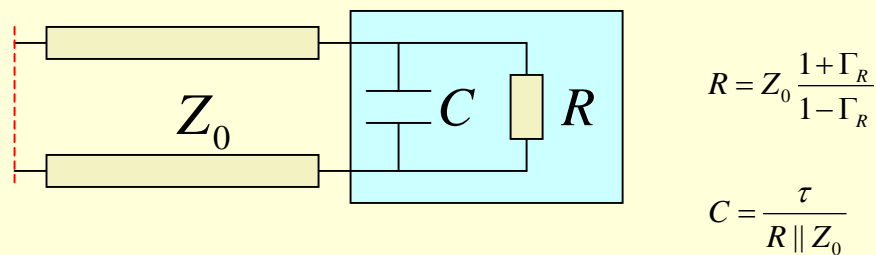
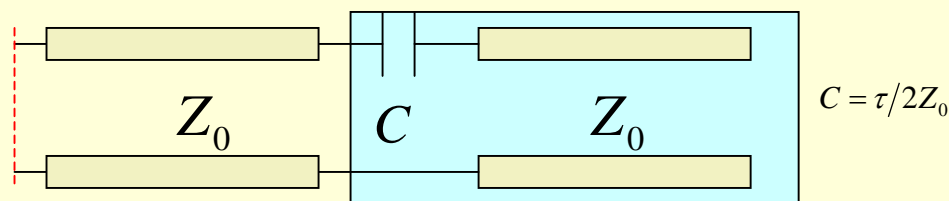
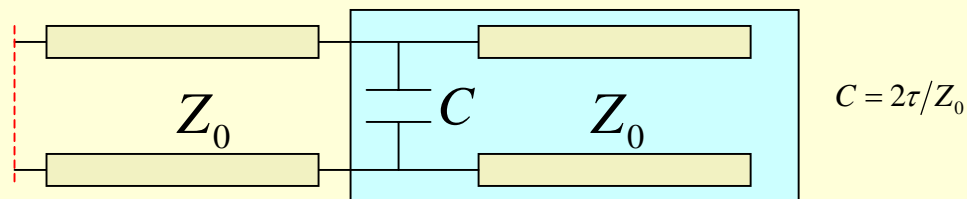
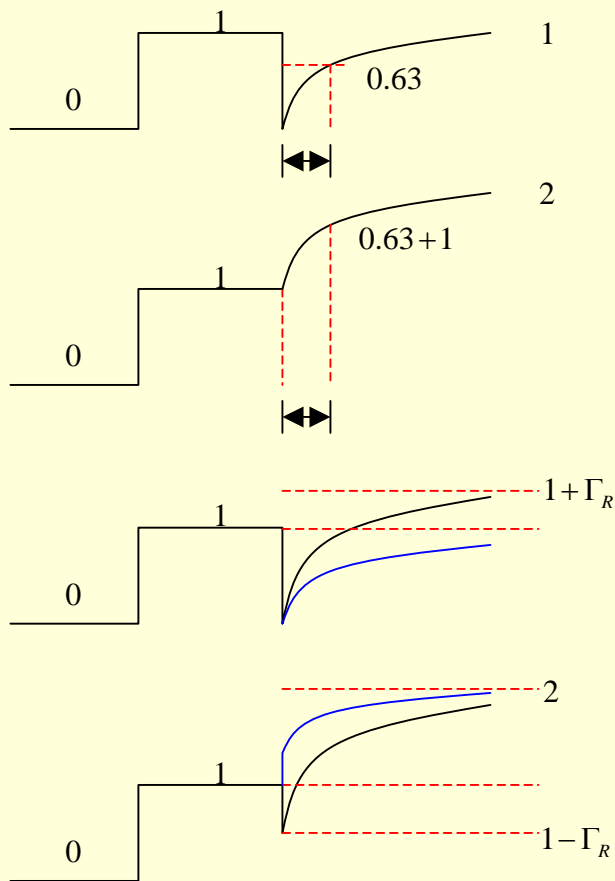


$$R + Z_0 = \frac{1 + \Gamma_R}{1 - \Gamma_R} Z_0 \Rightarrow R = \frac{2\Gamma_R}{1 - \Gamma_R} Z_0 = \frac{2 * 0.2}{1 - 0.2} 50 = 25\Omega$$

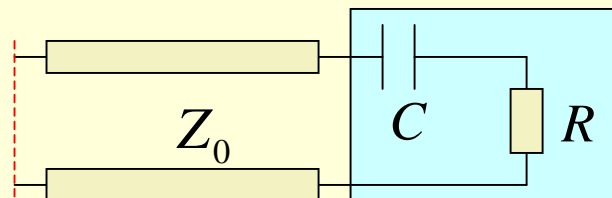


$$G + Y_0 = \frac{1 + \Gamma_R}{1 - \Gamma_R} Y_0 \Rightarrow G = \frac{2\Gamma_R}{1 - \Gamma_R} Y_0 = \frac{2 * 0.2}{1 - 0.2} 0.02 = 0.01S \Rightarrow R = 100\Omega$$

# 时域反射计测试容性负载



$$C = \frac{\tau}{R \parallel Z_0}$$

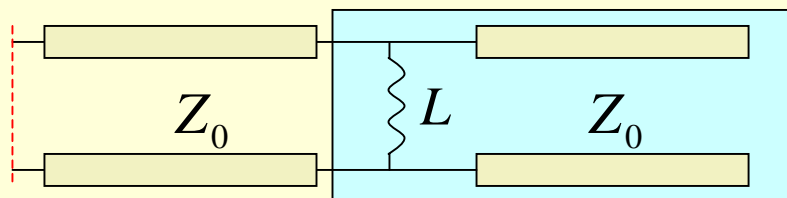


$$C = \frac{\tau}{R + Z_0}$$

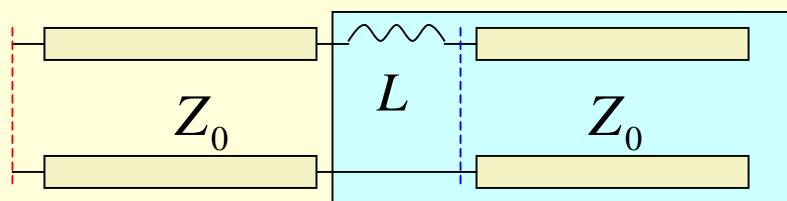
## ■ 练习题

- 反射波形？估算公式？

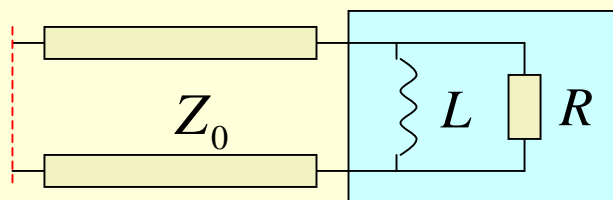
# 时域反射计测试感性负载



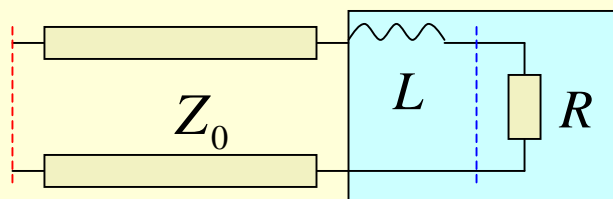
(a)



(b)



(c)



(d)

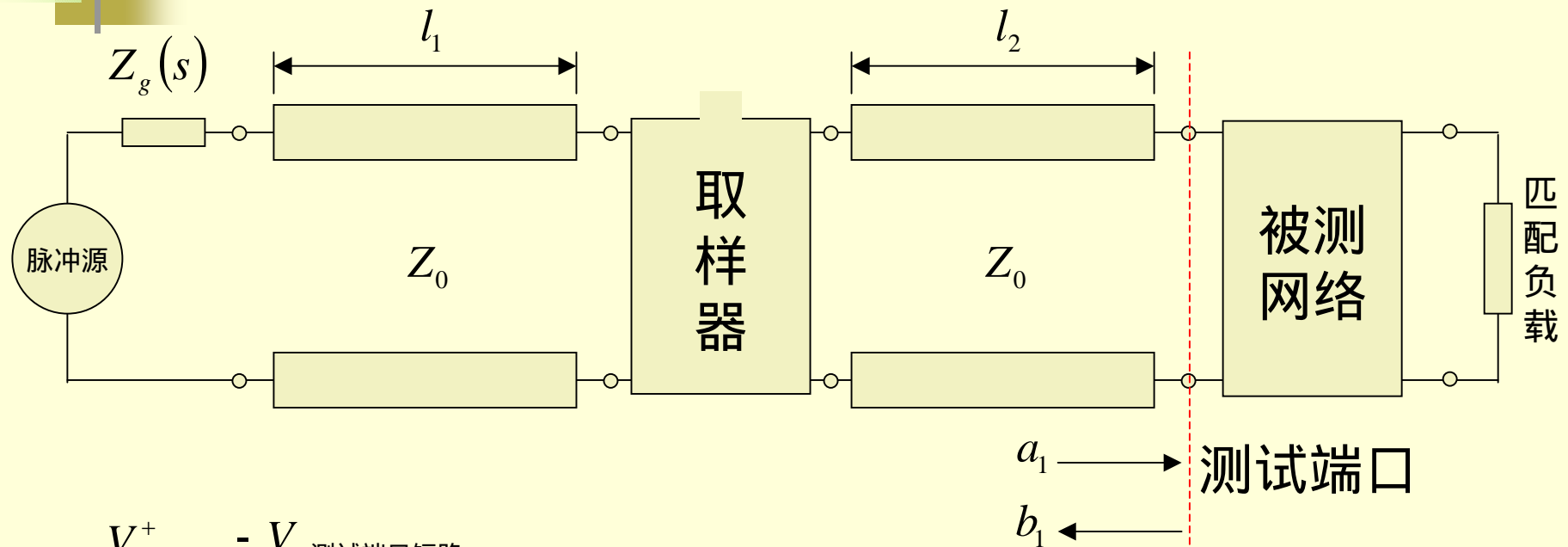


## 四、散射参量的时域测试

- 微波领域内对网络特性的描述主要以散射参量矩阵 $S$ 来描述，这里探讨用瞬态响应进行 $S$ 参数的时域测试
  - 反射参量的测试
  - 传输参量的测试

用精密短路器可以把脉冲源、取样示波器和传输线对测量结果的影响从比值计算中予以消除

# 反射参量的测试：TDR



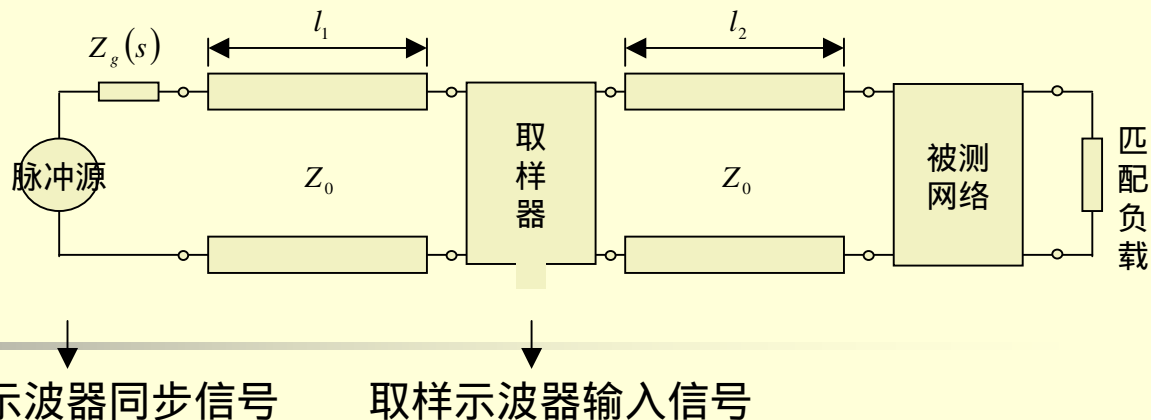
$$a_1 = \frac{V^+}{\sqrt{Z_0}} = \frac{-V_{r, \text{测试端口短路}}}{\sqrt{Z_0}}$$

$$b_1 = \frac{V^-}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{r, \text{测试端口接被测网络}}}{\sqrt{Z_0}}$$

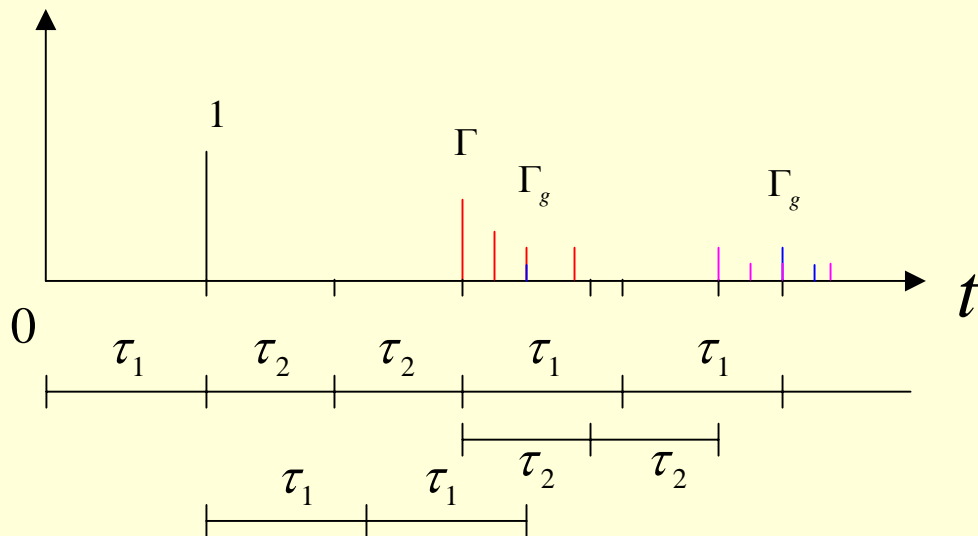
$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad \text{被测网络接匹配负载}$$

$$= \frac{V_{r, \text{测试端口接被测网络}}}{-V_{r, \text{测试端口短路}}} = -\frac{F(v_{r,m}(t))}{F(v_{r,s}(t))}$$

# 失配

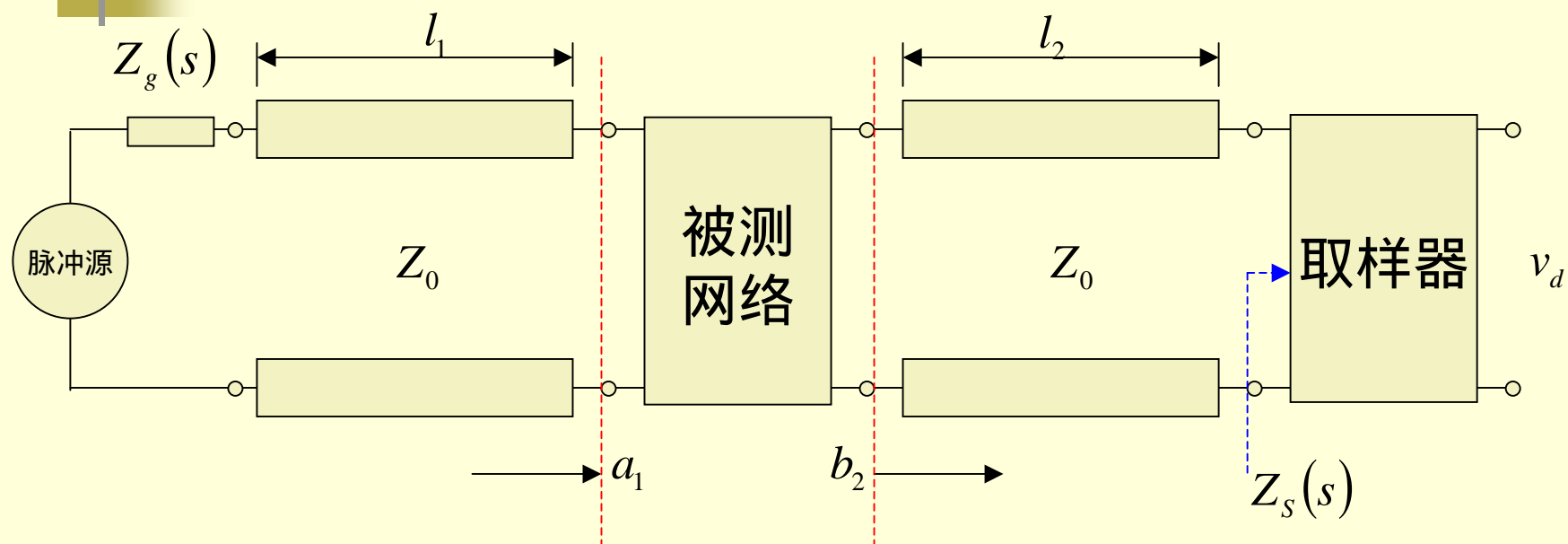


- 为了避开信源失配影响， $\tau_1$ 应取大于 $2\tau_2$ ，这样取样时间窗口为 $2\tau_2$



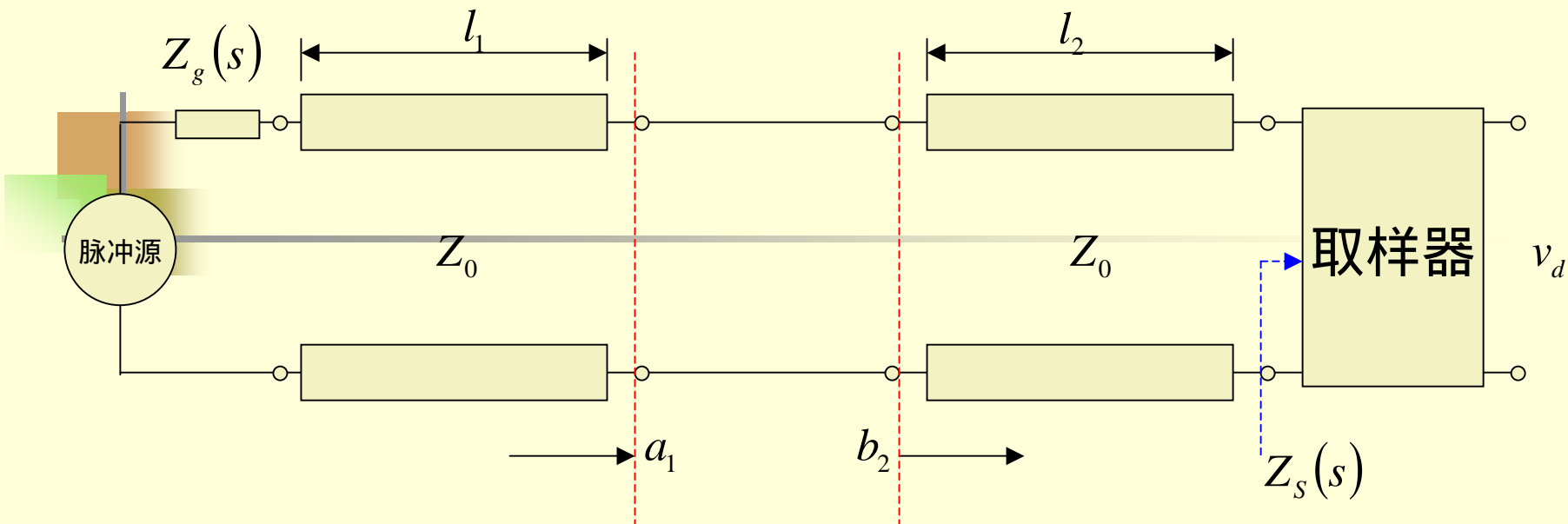


# 传输参量的测试



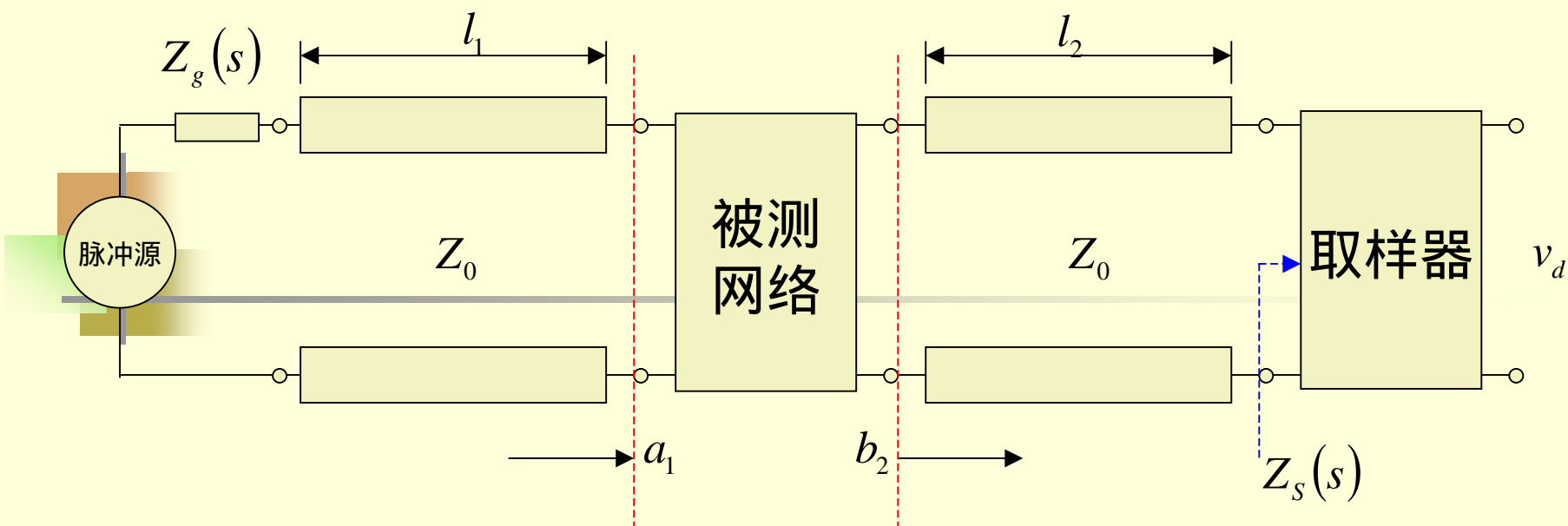
$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1}$$

$a_1$  被测网络接匹配负载



$$V_d(s)_{\text{无被测网络}} = (a_1 e^{-s\tau_D l_2} S_{21}^T) \sqrt{Z_{0d}}$$

$$a_1 = \left( V_g(s) \frac{Z_0}{Z_0 + Z_g} e^{-s\tau_D l_1} \right) / \sqrt{Z_0}$$



$$V_d(s)_{\text{有被测网络}} = (b_2 e^{-s\tau_D l_2} S_{21}^T) \sqrt{Z_{0d}}$$

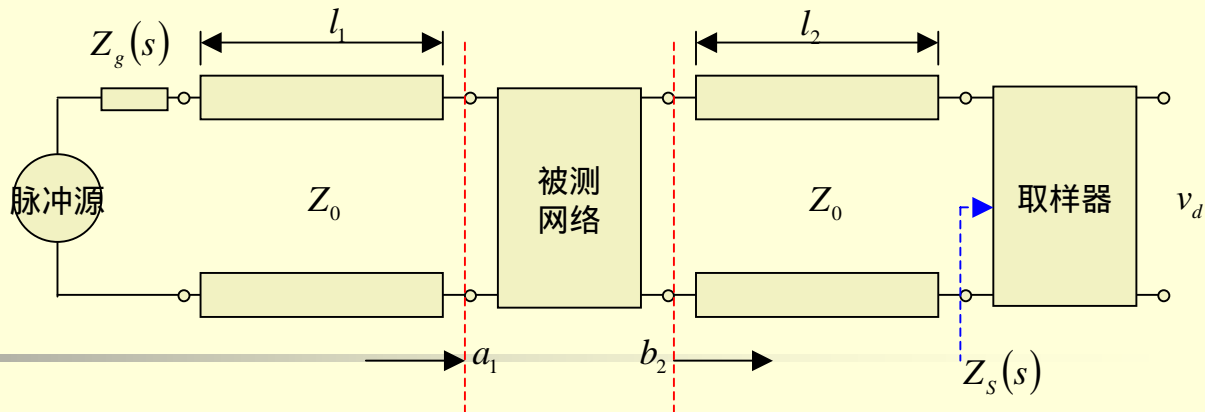
$$V_d(s)_{\text{无被测网络}} = (a_1 e^{-s\tau_D l_2} S_{21}^T) \sqrt{Z_{0d}}$$

$$b_2 = a_1 S_{21}$$

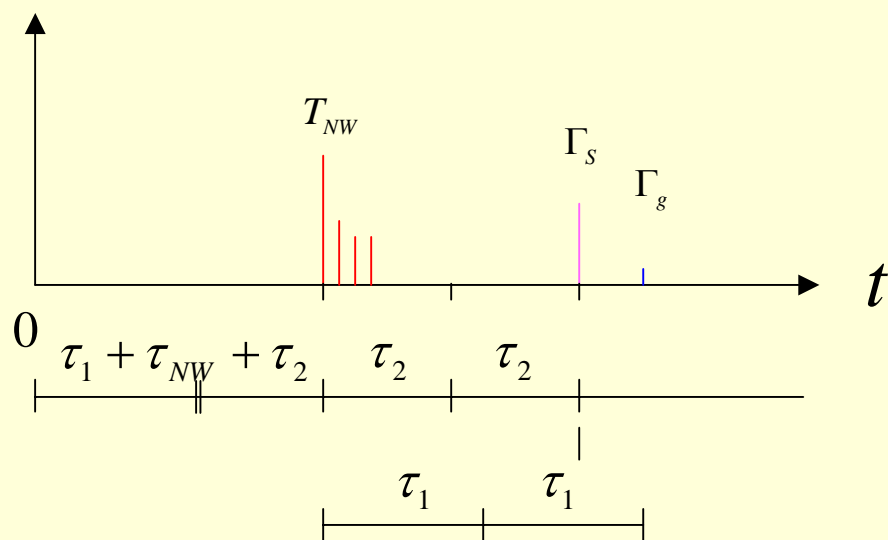
$$S_{21}(s) = \frac{b_2}{a_1} \quad \text{被测网络接匹配负载} = \frac{V_d(s)_{\text{有被测网络}}}{V_d(s)_{\text{无被测网络}}}$$

$$S_{21}(j\omega) = \frac{b_2}{a_1} \quad \text{被测网络接匹配负载} = \frac{F(v_d(t)_{\text{有被测网络}})}{F(v_d(t)_{\text{无被测网络}})}$$

# 失配



- 采样时间窗口长度为  $2\min(\tau_1, \tau_2)$





# 散射参量时域测试的优点

- 价格便宜，简单，快速
- 宽带测试
  - 利用脉冲测试一次可以得到很宽频带内频谱
- 时间窗的隔离作用，可以消除转接头、信源、测试头等不匹配引起的反射（和多次反射）
- 测试范围
  - 衰减器、耦合器、转接头、放大器、同轴电缆、天线、介质材料的介电常数和磁导率、地质探测
  - 其测试原理犹如雷达、声纳等的反射测试



## 五、时域测试的误差分析

### ■ 误差来源

- 噪声和漂移引起的随机误差
- 由衰减器误差、传输线不匹配、时间窗口不准确引起的系统误差
- 时频变换中产生的混迭和截断误差
- 其他，如机械位移引入的误差

# 随机误差

类型	引起误差的原因	误差大小估计	最大误差	减小误差的方法
短期 $\leq 0.1s$	放大器噪声、 时基抖动， 量化噪声	多次扫描波形，进行比较	0.3dB	平均
中期 1min	放大器漂移， 时基晃动	多次扫描波形，进行比较	0.1dB	<u>三点自适应扫描</u>
长期 >10min	设备特性缓变	以10分钟为间隔进行多次测量，进行比较	0.25dB	改进系统的稳定性，尽快完成测试

# 系统误差

类型	引起误差的原因	误差大小估计	最大误差	减小误差的方法
失配误差	转接头或传输线不匹配	利用信号流程图分析	0.01dB	谨慎选择，对已知特性进行修正
垂直非线性	取样头非线性、垂直放大器非线性、ADC非线性	不同设置下测试同一波形	0.02dB	非线性校正
水平非线性	斜升信号的非线性，取样间隔不均	人为设置误差，确认非线性现象	0.02dB	非线性校正
频移误差	时间窗不准确	测量时间窗	0.05%频率误差	时间窗校准



# 数据处理误差

类型	引起误差的原因	误差大小估计	最大误差	减小误差的方法
混迭	取样引起的频谱混迭	对不同取样间隔的同一波形计算频谱	0.25dB	取样速率足够快
截断	有限时间窗引起的数据丢失	比较不同截断时的频谱	0.1dB	所有波形应处于同一时间窗内
线路拆装	拆装引起的转接头机械位移	多次拆装，比较数据	0.02dB	尽量减小机械位移

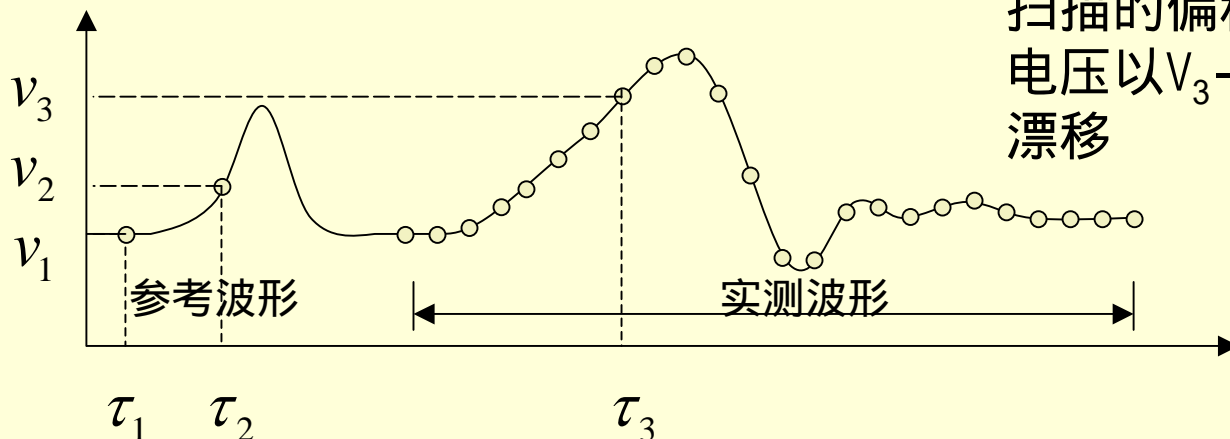
# 三点自适应扫描

- 取样不是沿时间轴顺次进行，而是依次在 $\tau_1$ 、 $\tau_2$ 、 $\tau_3$ 三点取样

- $\tau_1$ 位于波形水平位置
- $\tau_2$ 位于波形上升沿部分
- $\tau_3$ 沿时间轴顺次增加

$$V_2 - V_1 = \Delta$$

相等表示水平无漂移，  
不等表示有漂移，需要  
根据参考波形进行水平  
扫描的偏移校正；垂直  
电压以 $V_3 - V_1$ 来克服垂直  
漂移





## 六、高速数字电路信号完整性分析

- 高速数字设计必须考虑传输线效应对信号传输的影响（振铃和反射），信号间的相互作用（串扰）以及和外界的相互作用（电磁干扰）
  - 互感、互容、引脚电感、引脚电容
  - 地的分析、串扰分析

# 互容

- 只要存在两个电容，就会有互容
  - 一个电路电压所产生的电场会影响到第二个电路，两个电路电场的相互作用随距离的增加而减小。电的相互作用系数称为互容

$$I_M = C_M \frac{dV_A}{dt}$$

$$\text{串扰} = \frac{\text{耦合电压}}{\text{驱动电压}} = \frac{C_M \frac{dV}{dt} R_B}{\Delta V} = \frac{C_M \frac{\Delta V}{T_r} R_B}{\Delta V} = \frac{C_M R_B}{T_r}$$

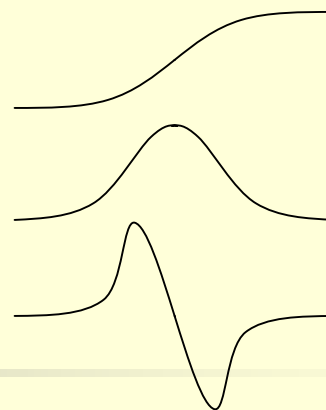
# 互感

- 只要有二个电流回路，就会有互感
  - 一个回路的电流产生一个磁场，该磁场会影响到第二个回路，两个回路的相互作用随距离增加而降低。两个回路的相互作用系数称为互感

$$V_M = L_M \frac{dI_A}{dt}$$

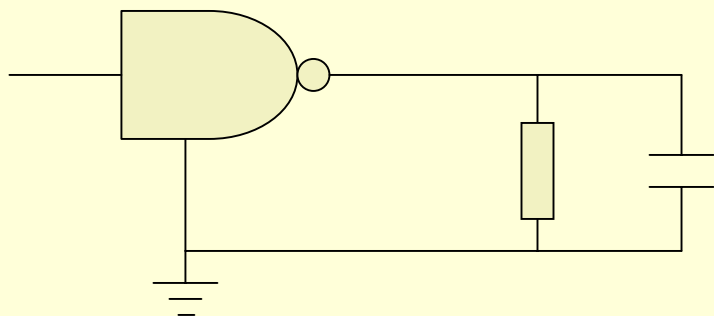
$$\text{串扰} = \frac{\text{耦合电压}}{\text{驱动电压}} = \frac{L_M \frac{dI}{dt}}{\Delta V} = \frac{L_M \frac{\Delta V}{R_A T_r}}{\Delta V} = \frac{L_M}{R_A T_r}$$

# 电压和电流突变



假设为高斯脉冲

- 电压突变将通过互容影响临近电路信号
- 电流突变将通过互感影响临近电路信号
- 高速数字系统中，互感引入的串扰远大于互容引入的串扰



$$I = I_R + I_C = \frac{V}{R} + C \frac{dV}{dt}$$

$$\frac{dI}{dt} = \frac{1}{R} \frac{dV}{dt} + C \frac{d^2V}{dt^2}$$

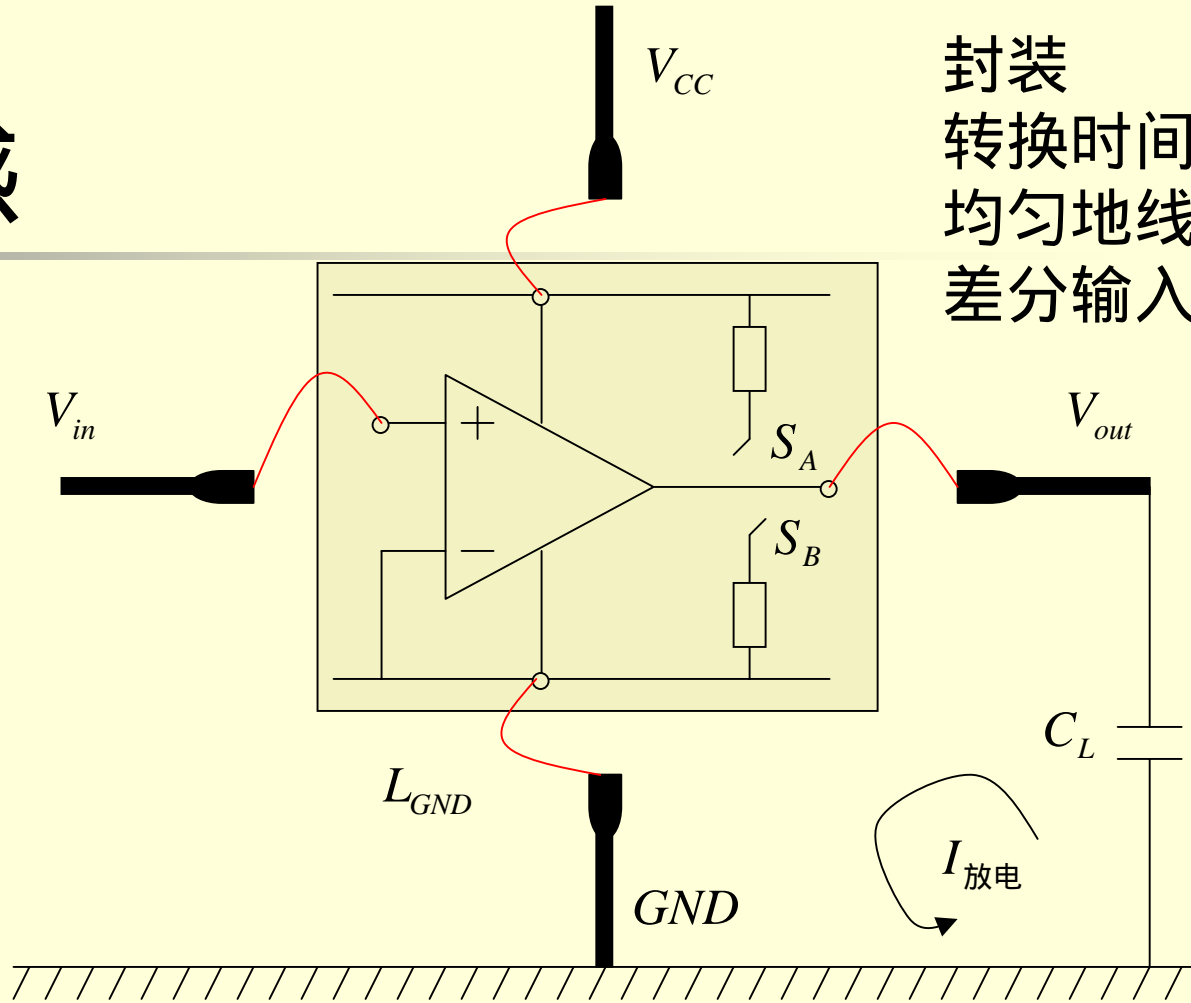
$$\frac{\Delta I}{\Delta t} = \frac{1}{R} \frac{\Delta V}{T_r} + C \frac{1.52 \Delta V}{T_r^2}$$

$$\frac{\Delta I_{\max}}{\Delta t} \approx \sqrt{\left( \frac{1}{R} \frac{\Delta V}{T_r} \right)^2 + \left( C \frac{1.52 \Delta V}{T_r^2} \right)^2}$$

# 引脚电感

器件封装中个别引脚电感会产生地弹效应

- 每当器件输出端由一个状态跳变到其他状态时，都会导致逻辑输入端出现毛刺，可能导致逻辑错误



$$V_{GND} = L_{GND} \frac{dI_{放电}}{dt}$$

$$V_{GND} = L_{GND} \left( \frac{\Delta V}{T_r} \frac{1}{R_L} + \frac{1.52 \Delta V}{T_r^2} C_L \right)$$

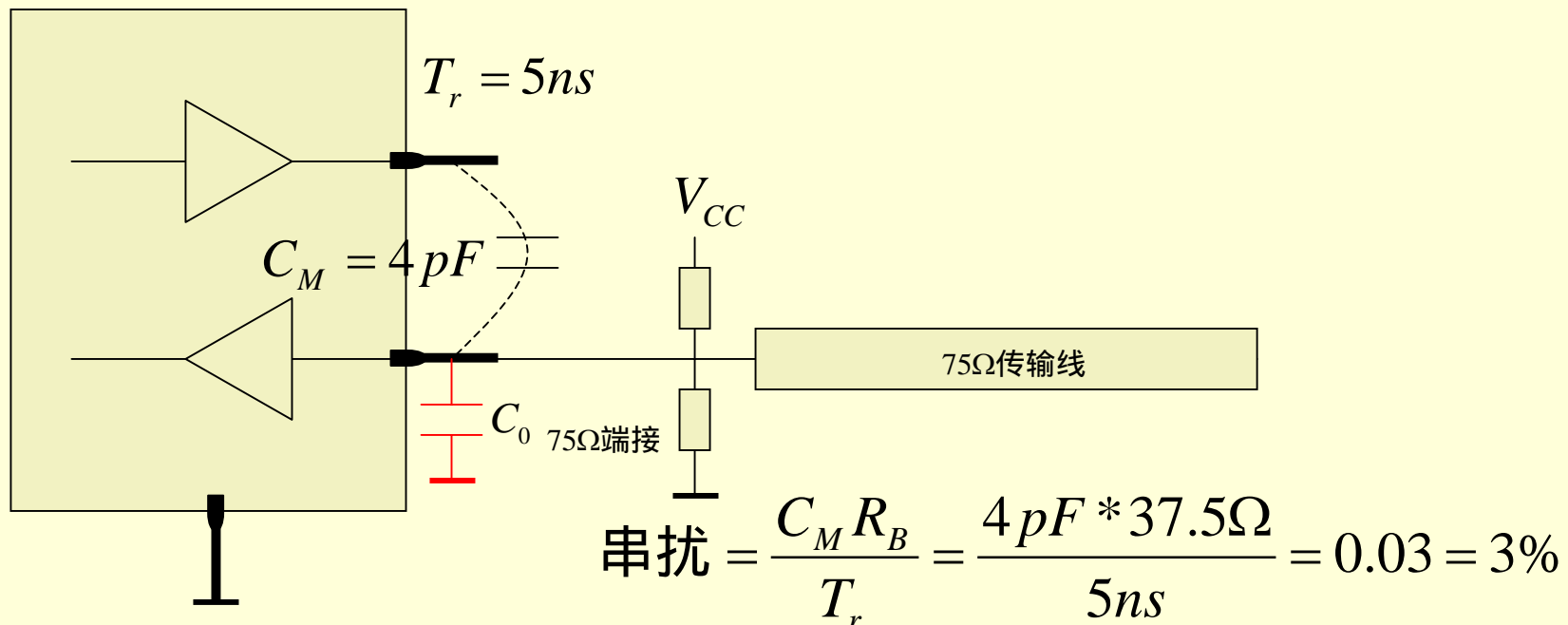
$$V_{in} - N \cdot V_{GND}$$

对于高阻抗情况，引脚电容的影响将会很大，可在输入端加入接地电容来改善串扰影响

$$\text{串扰} = \frac{C_M}{C_0}$$

## 引脚电容

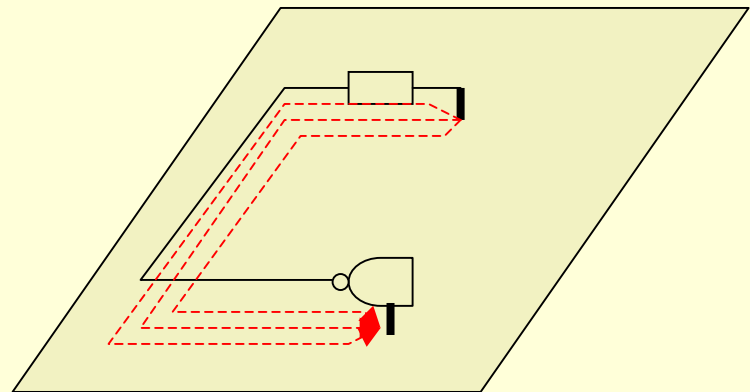
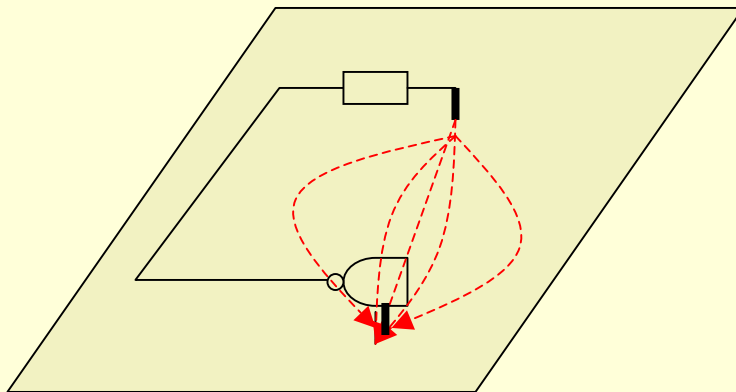
- 逻辑器件引脚之间的寄生电容能够在敏感的输入引脚上耦合出噪声电压来





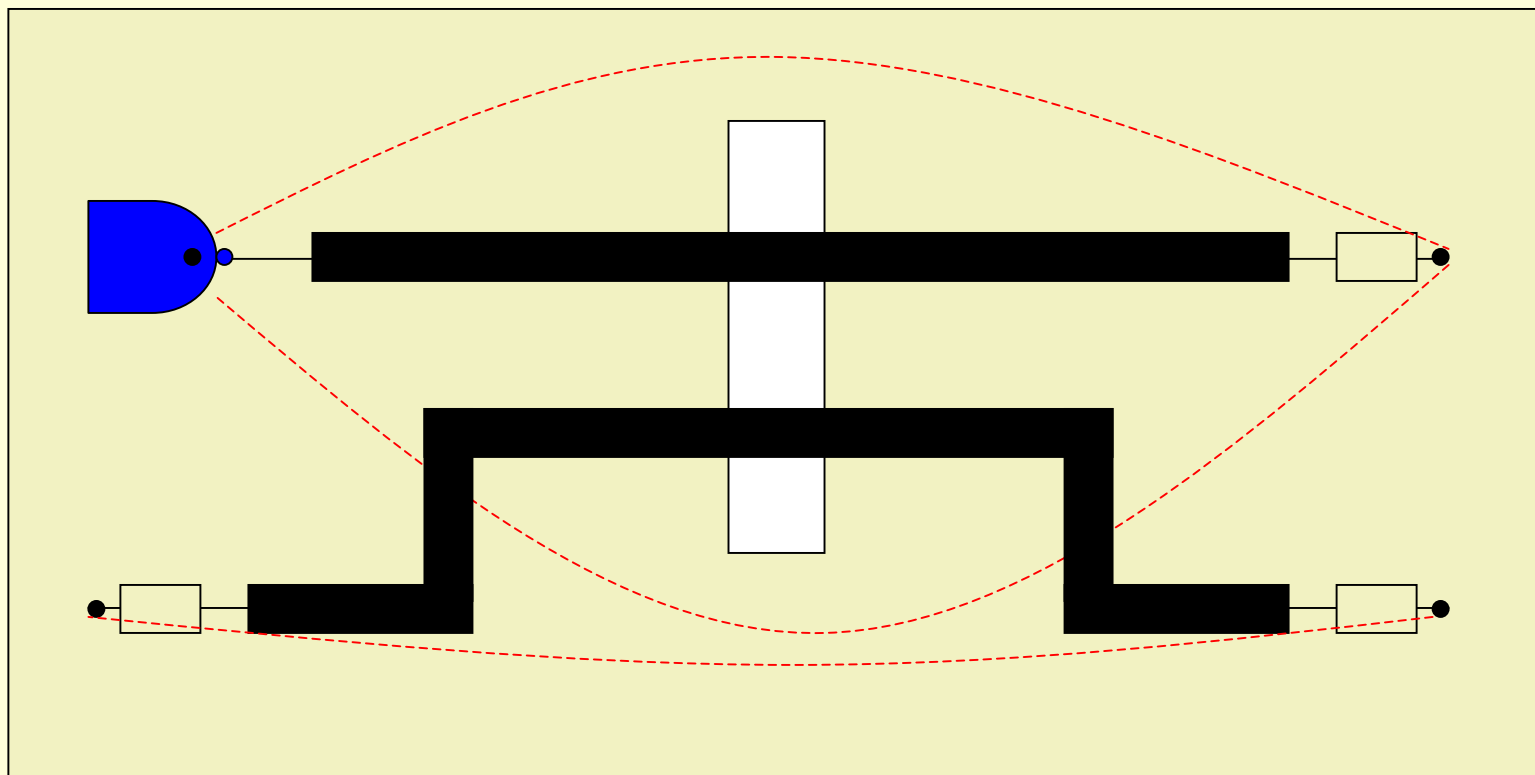
# 地电流最小阻抗路径

- 地电流总是沿最小阻抗路径前进
  - 低频：地电流在两点直线行走
  - 高频：地电流沿两点信号线下方行走



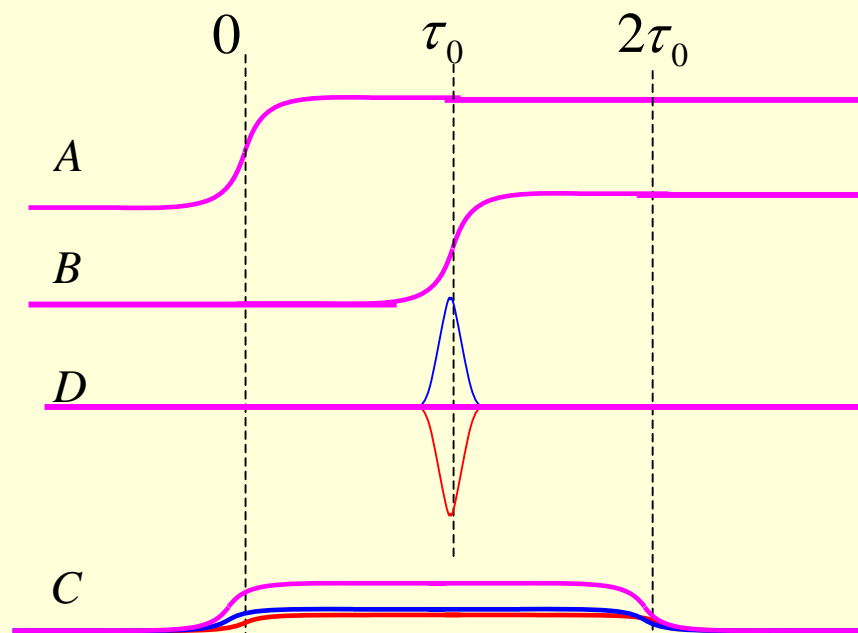
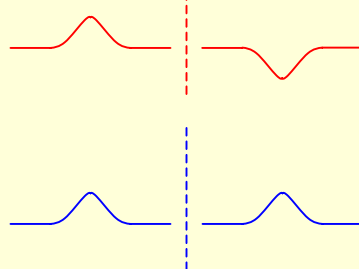
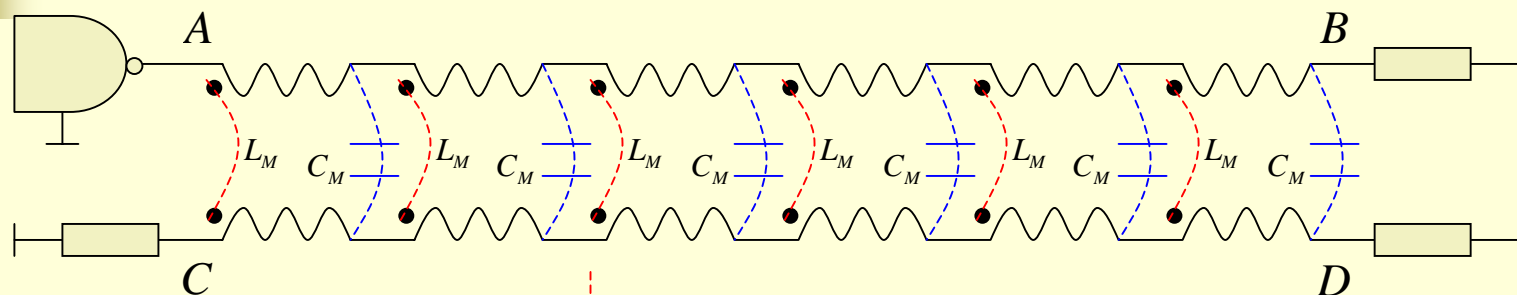
$$i = \frac{I_0}{\pi H} \frac{1}{1 + \left(\frac{D}{H}\right)^2}$$

# 地面开槽引入串扰



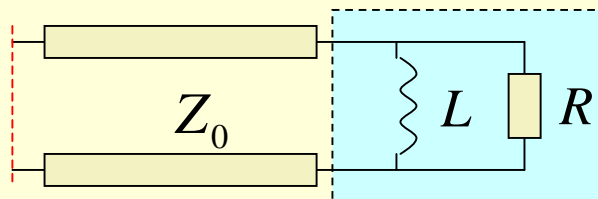
地电流重叠在两个信号线之间引入一个大的互感，从而一条线上的电流变化引起另一条线上大的串扰电压

# 长线串扰分析

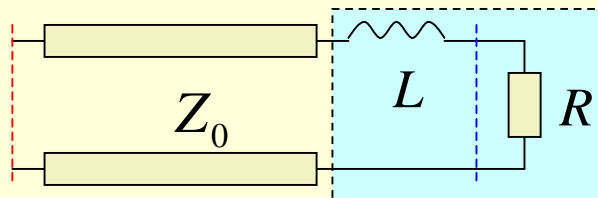


# 练习题1

- 时域反射计估算感性负载
  - 画出输入端口的反射波形？从波形如何估算负载电感和电阻？（c,d）
  - 画出图d负载电阻上的电压波形，说明这是阶跃信号通过一阶低通滤波器后的波形。



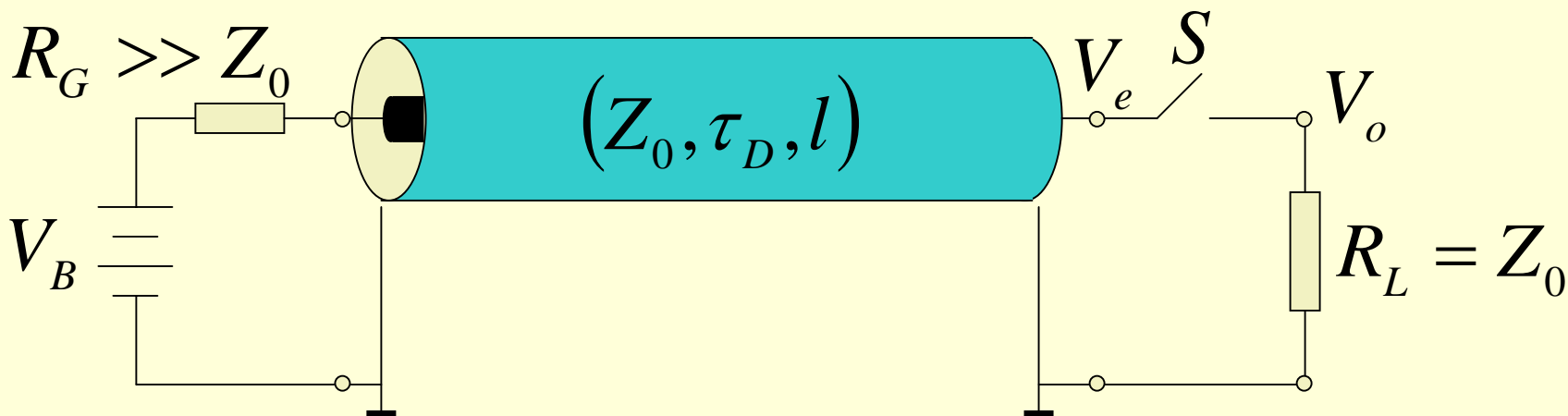
(c)



(d)

## 练习题2 脉冲源

- 时域测量中，脉冲发生器是最常见的激励源。下图是一个脉冲产生电路原理图，请分析确认开关闭合后，负载上的波形是一个脉冲波形
  - 开关断开后，请分析传输线末端的电压 $V_e$ 的变化过程？假设 $V_e$ 变化为稳定电压 $V_B$ 的99%可认为进入稳态，开关可以再次闭合获得下一个脉冲。问两个脉冲之间的最短间隔和脉冲宽度有何关系？假设 $R_G = 100R_L$ 。



# 练习题3

- 假设数字信号驱动器的输出阻抗为0，输入阻抗为无穷，传输线特征阻抗为50欧姆，两条平行线之间的耦合较小，且容性耦合和感性耦合大小相等。试分析如下两个结构的四个端口的波形，假设A<sub>0</sub>点的输出波形为幅度为1的阶跃信号。

