

第二章 传输线理论

- 2.1 传输线理论的实质
 - 2.2 传输线实例
 - 2.3 传输线的等效电路模型
 - 2.7 传输线方程
 - 2.8 微带传输线
 - 2.9 终端加载的无损传输线
 - 2.10 典型的终端条件
 - 2.11 连接波源和负载的传输线
-

2.1 传输线理论的实质

频率的提高意味着波长的减小，当波长可与分立元件的几何尺寸相比拟时，电压和电流不再保持空间不变，必须把它们看做是**传输的波**。

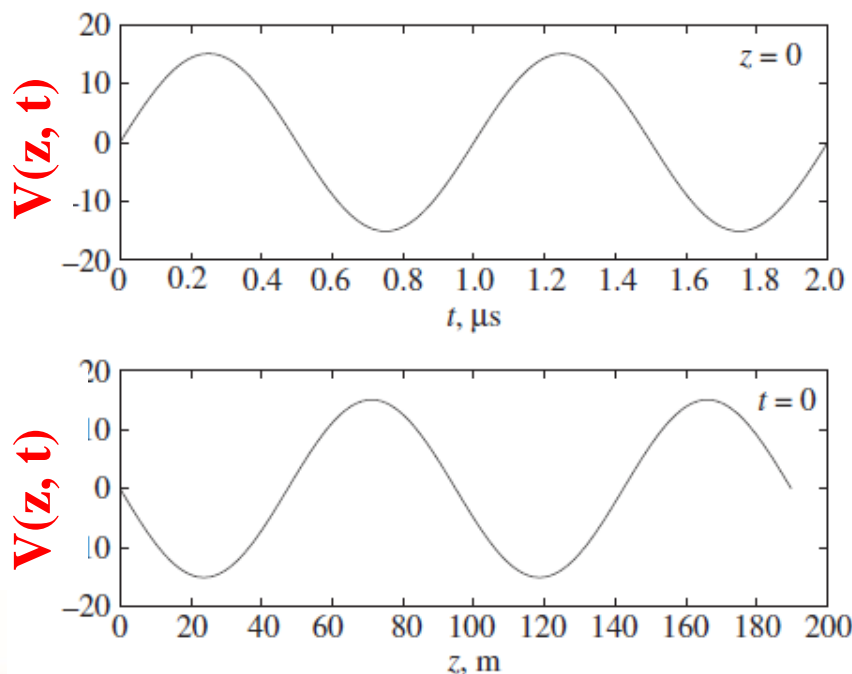
$$E_x = E_{0x} \cos(\omega t - \beta z)$$

角度变量是把空间和时间结合

假定将波限制在沿 z 方向延伸的导体中，该电场沿 z 方向的电压降：

$$V = -\int E_z dl_z$$

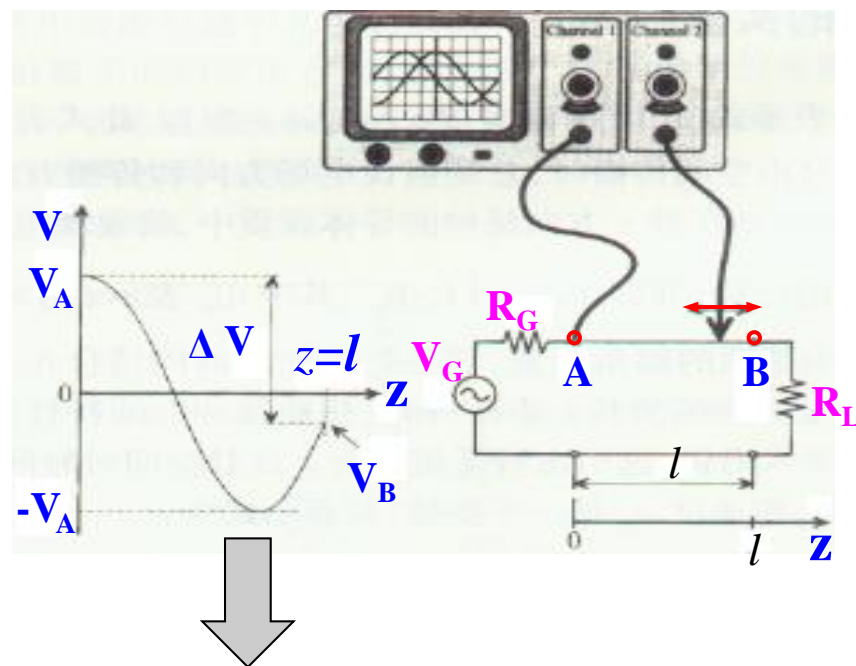
- 空间特性用沿 z 方向的波长 $\lambda=2\pi/\beta$ 表征
- 时间特性用沿着时间轴的时间周期 $T=1/f$ 表征



电压波随时间和空间变化

2.1 传输线理论的实质

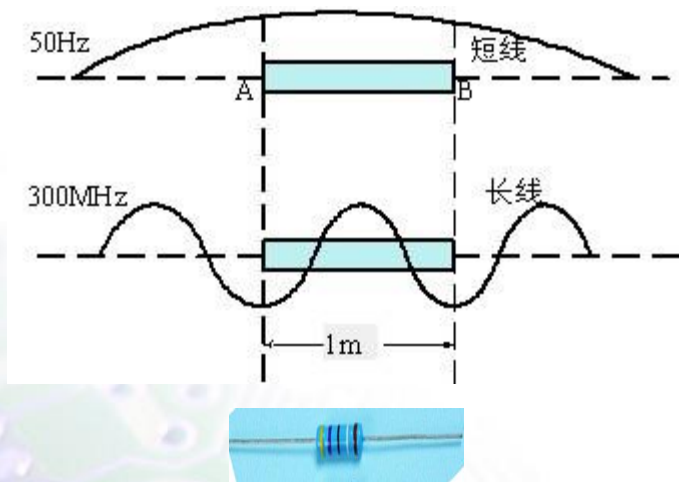
设导线方向与 z 轴方向一致。
长度为1.5cm，忽略其电阻，在
 $f=1\text{MHz}$ 时电压空间变化不明显；
当 $f=10\text{GHz}$ 时， $\lambda=0.949\text{cm}$ ，与
导线长度相似。



- 当频率高到必须考虑电压和电流的空间特性时，**基尔霍夫定律不能直接应用**，而要用分布参量R、L、C和G表示。
- 根据经验，当分立元件平均尺寸大于**波长1/10**时应该应用传输线理论

2.1 传输线理论的实质

传输线的理论实质——尺寸效应（长线和短线）



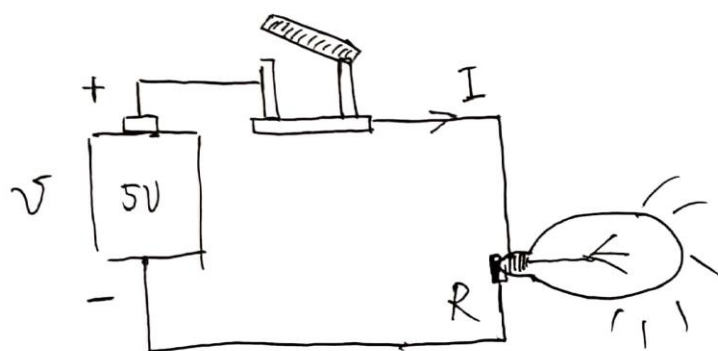
电路分析 → 元件尺寸与**波长**（
的1/10）可以比拟 → 从电路到
“高频电子线路”

（传输线理论和分布参数电路，散射参
数，阻抗匹配）

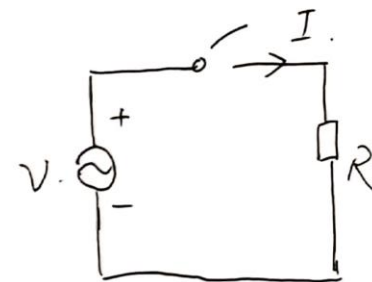
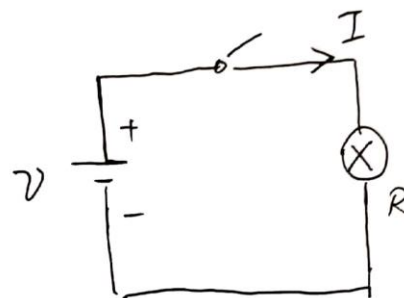
- ✓ 高速运动 → 与**光速**可以比拟 → 从牛顿力学到相对论
（尺缩效应，时间压缩，质能方程）
- ✓ 微观世界 → 与**普朗克常数**可以比拟 → 从牛顿力学到量子力学
（薛定谔方程，海森堡矩阵，费曼积分，不确定性原理）

2.2 传输线实例

从“导线”说起



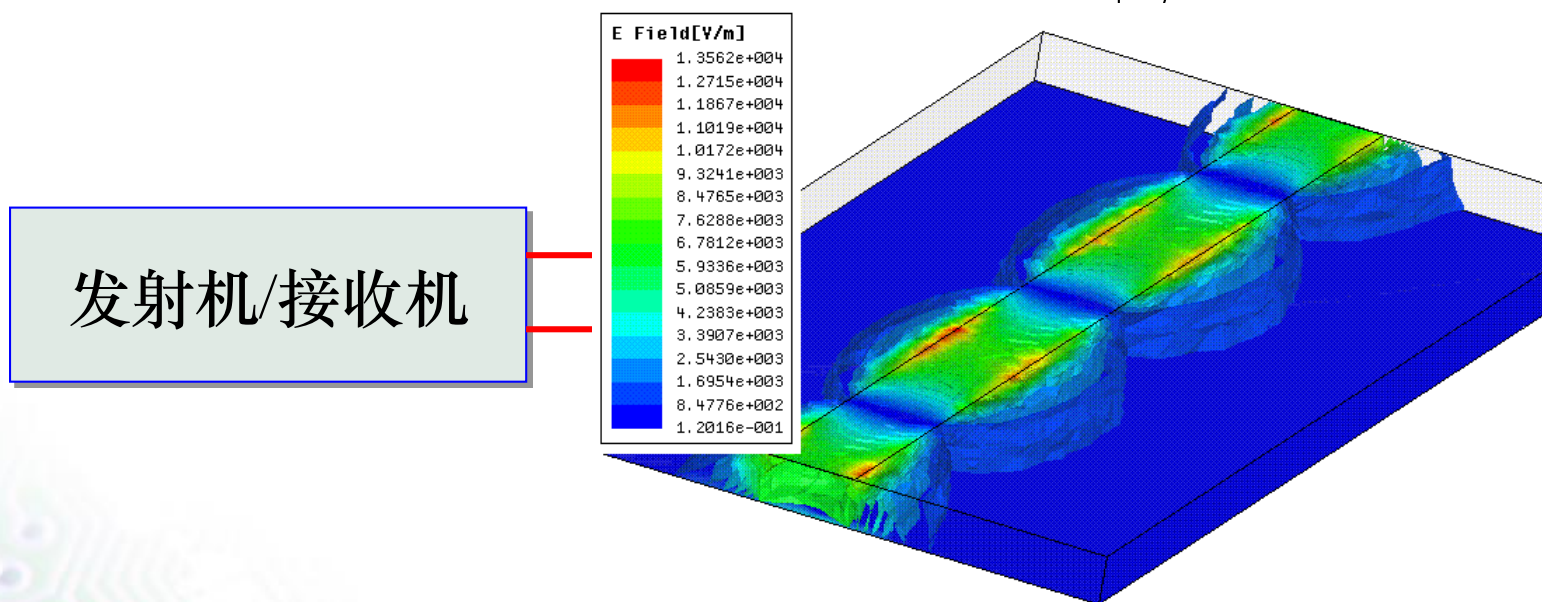
$$I = \frac{V}{R}$$



特点:

1. 以用电器为分界面，正极导线和负极导线上的电压处处相等
2. 电源的压降全部落在用电器上
3. 电子的运动产生电流（因此一定要有回路）

2.2 传输线实例



传输线的定义

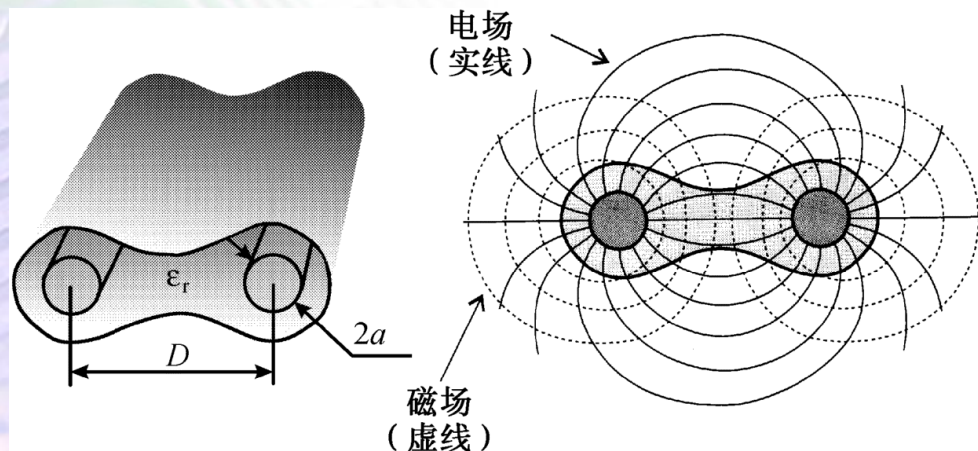
传输线 (Transmission line) 是用以传输微波信息和能量的各种形式的传输系统的总称。它的作用是引导电磁波沿一定方向传输，因此又称为**导波系统**。

传输线的工作频率可以从射频段一直到可见光频段（光纤）。

2.2 传输线实例

2.2.1 双线传输线

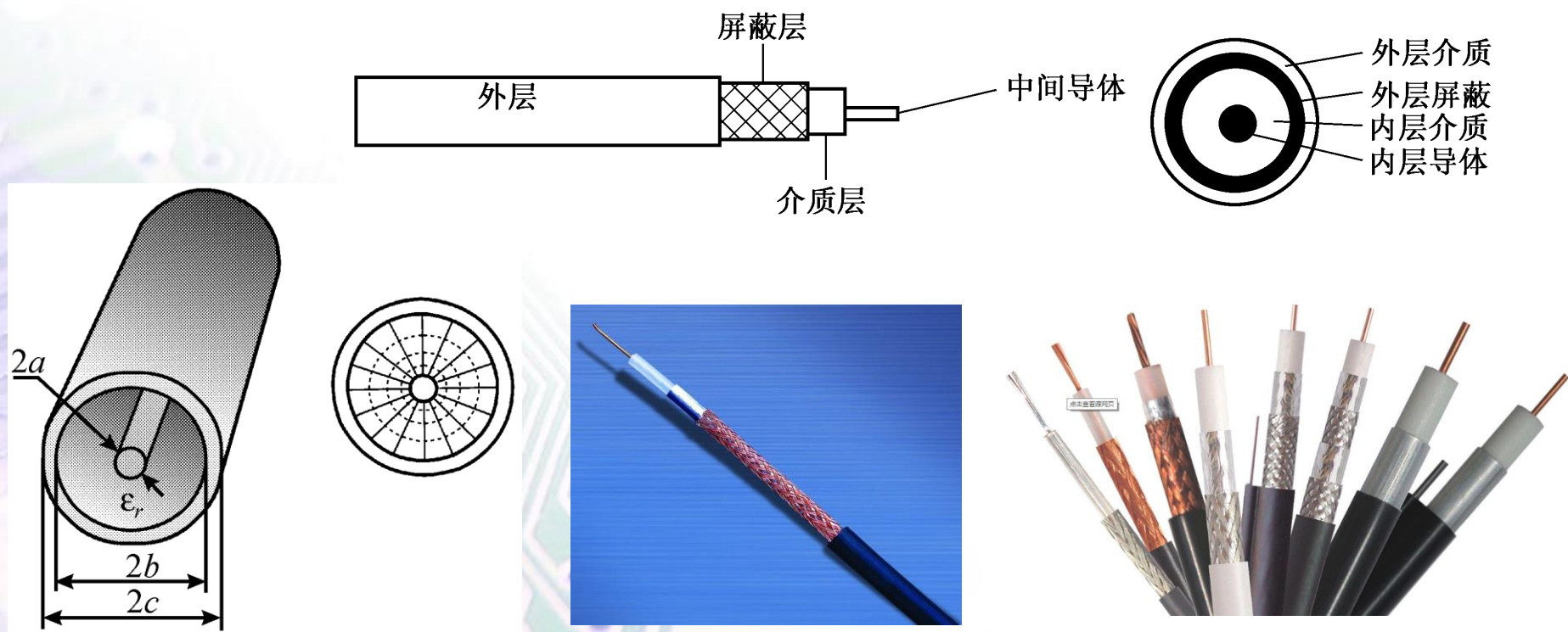
- 相隔固定距离的双导线由导体发射的**电和磁力线延伸到无限远**，并影响附近的电子设备。
- 作用**像一个大天线，辐射损耗很高**，只能有限应用在射频领域。
- 用于在电源和电话低频连线时，当长度与波长比拟时也必须考虑**分布电路参数**。



2.2 传输线实例

2.2.2 同轴线

当频率高到10GHz时，几乎所有射频系统或测试设备的外线都是同轴线。通常外导体接地，所以辐射损耗和磁干扰都很小。



2.2 传输线实例

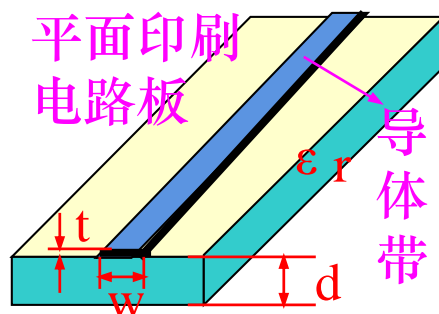
2.2.3 微带线

蚀刻在PCB上的导体带，载流导带下面接地平面可阻挡额外的场泄漏，降低辐射损耗。

单层PCB有较高的辐射损耗和邻近导带之间容易出现串扰，为达到元件高密度布局，应采用高介电常数基片。

降低辐射损耗和干扰的另一种方法是采用多层结构。

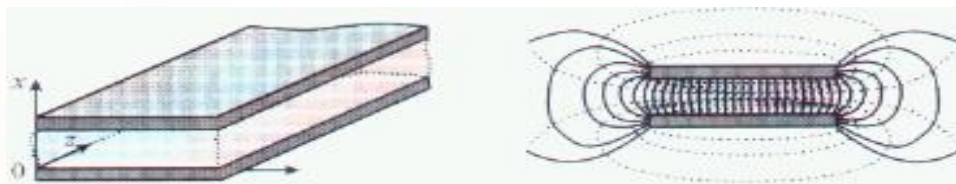
微带结构主要用作低阻抗传输线，高功率传输线可用平行板线。



聚四氟乙烯环氧树脂 ($\epsilon_r=2.55$) 氧化铝 ($\epsilon_r=10.0$)

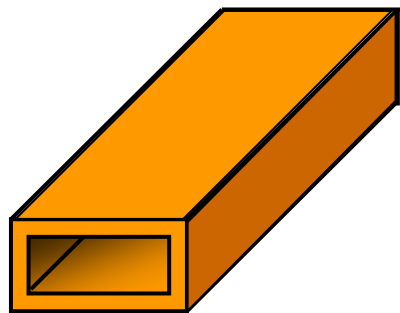


三层传输线结构

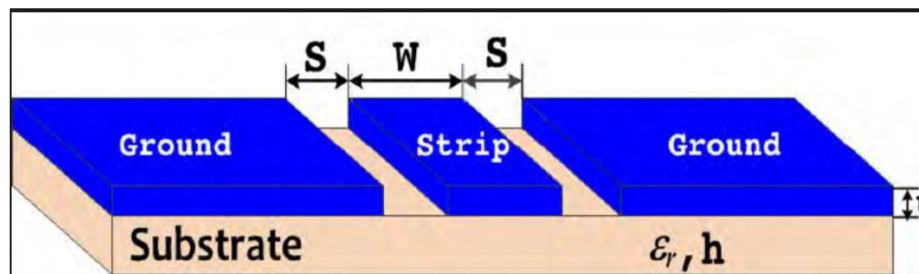


平行板传输线

2.2 传输线实例

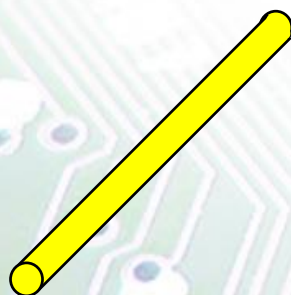


矩形波导
(高功率、高频率系统)

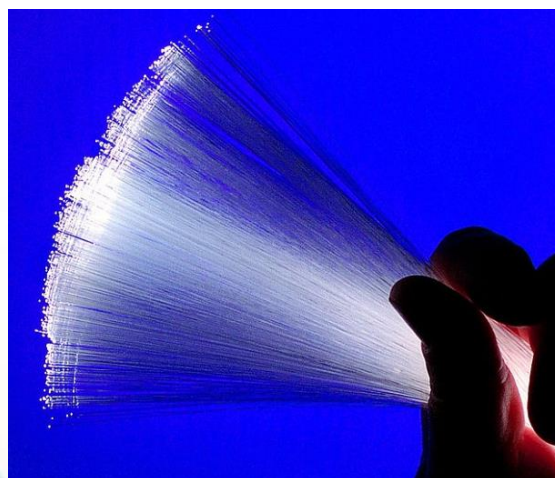


共面波导 (芯片)

获2017年“微波先驱奖”
Co-Planar Waveguide (CPW)



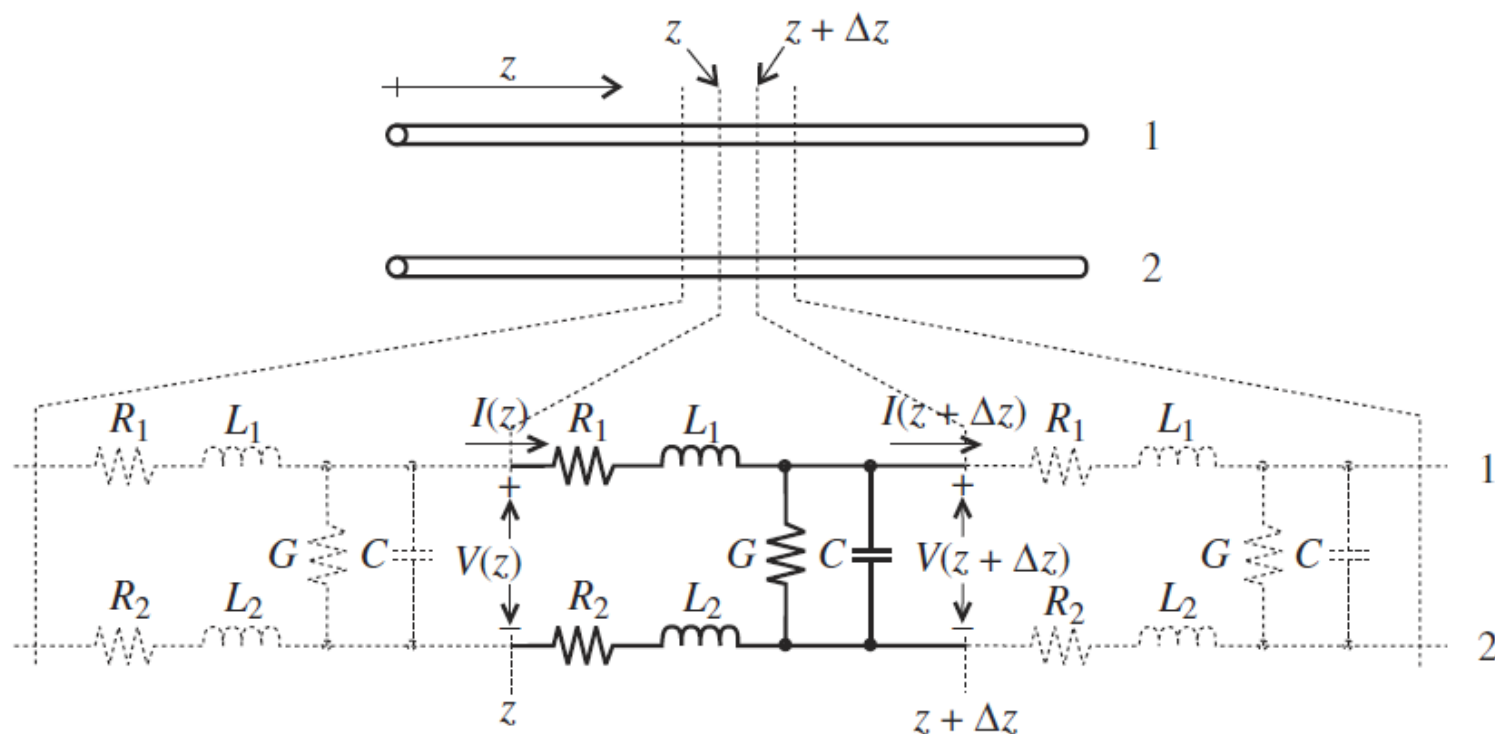
光纤
(介质传输线)
获2009年诺贝尔奖



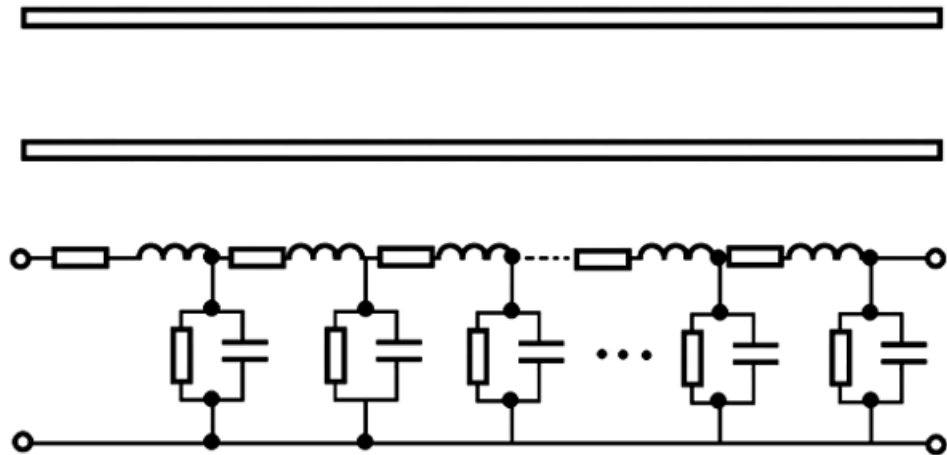
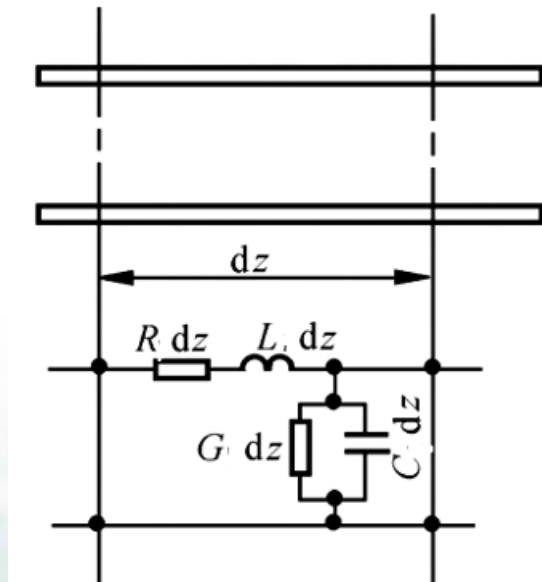
2.3 传输线的等效电路模型

当频率提高到微波波段时，**分布参数效应**不可忽略，所以微波传输线是一种（特殊的）分布参数电路。

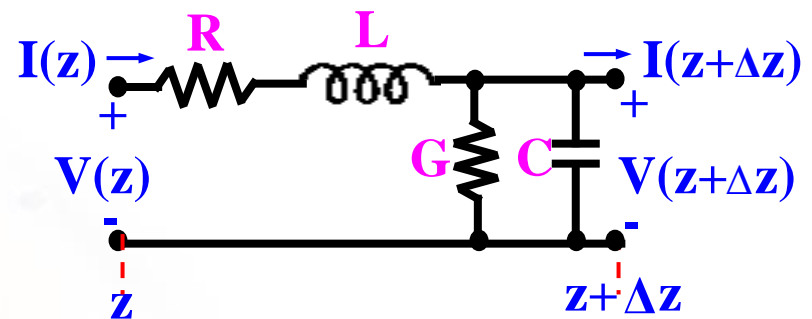
利用分布参数电路的知识，可以建立传输线的**等效电路模型**。
在一个 Δz 长度内，可以认为它是集总参数电路。



2.3 传输线的等效电路模型

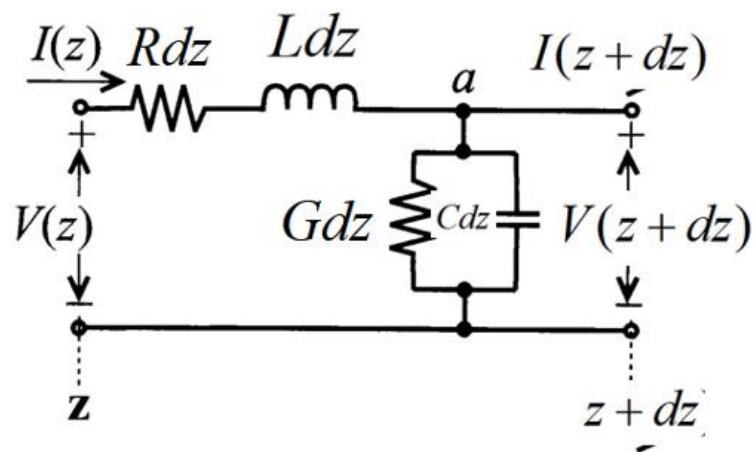


$$\begin{aligned} R_1 &= R dz & C_1 &= C dz \\ L_1 &= L dz & G_1 &= G dz \end{aligned}$$



传输线的等效电路

2.3 传输线的等效电路模型



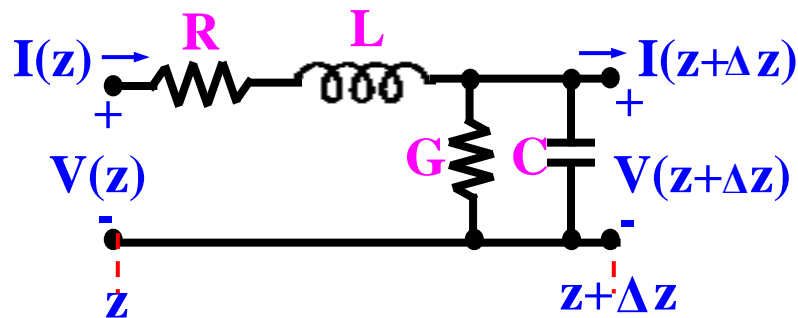
Δz 长度传输线的等效电路

R = 单位长度分布电阻	(Ω/m)	\longrightarrow	导体损耗
L = 单位长度分布电感	(H/m)	\longrightarrow	本征参数
G = 单位长度分布电导	(S/m)	\longrightarrow	介质损耗
C = 单位长度分布电容	(F/m)	\longrightarrow	本征参数

2.3 传输线的等效电路模型

优点：

- 提供了一个清楚的、直观的物理图像
- 有助于标准化两端网络表示法
- 可用基尔霍夫电压和电流定律分析
- 提供从微观向宏观形式扩展的建立过程



缺点：

- 基本上是一维分析，没有考虑场在垂直于传播方向的平板上的边缘效应，所以不能预言和其他电路元件的干扰；
- 由于磁滞效应引起的与材料相关的非线性被忽略；
- 不适合直接进行时域分析。

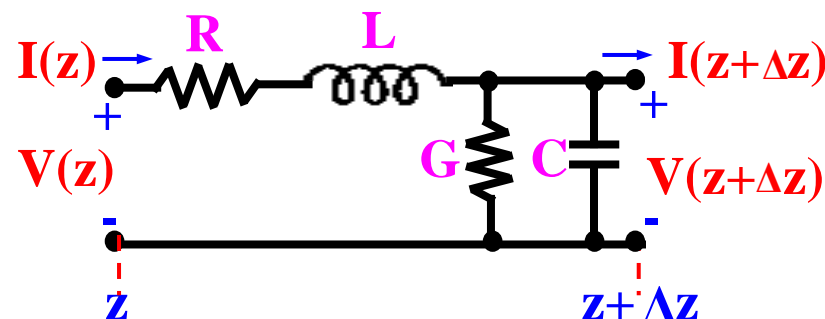
2.3 传输线的等效电路模型

传输线分布参数

	同轴线 a : 内导体半径 b : 外导体半径 μ, ϵ : 填充介质	双导线 D : 线间距离 d : 导线直径	平行板传输线 W : 平板宽度 d : 板间距离 μ, ϵ : 填充介质
$L(\text{H/m})$	$\frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{b}{a}\right)$	$\frac{\mu}{\pi} a \cosh\left(\frac{2D}{d}\right)$	$\frac{1}{\pi a \sigma \delta}$
$C(\text{F/m})$	$\frac{2\pi\epsilon}{\ln(b/a)}$	$\frac{\pi\epsilon}{a \cosh(D/2a)}$	$\epsilon \frac{W}{d}$
$R(\Omega/\text{m})$	$\frac{1}{2\pi a \sigma \delta} \left(\frac{1}{a} - \frac{1}{b} \right)$	$\frac{1}{\pi a \sigma \delta}$	$\frac{2}{W \sigma \delta}$
$G(\text{S/m})$	$\frac{2\pi\sigma}{\ln(b/a)}$	$\frac{\pi\sigma}{a \cosh(D/2a)}$	$\sigma \frac{W}{d}$

2.7 传输线方程

基尔霍夫电压和电流定律表示式



$$\text{KVL: } (R + j\omega L)I(z)\Delta z + V(z + \Delta z) = V(z)$$

$$\text{微分方程: } \lim_{\Delta z \rightarrow 0} \left(-\frac{V(z + \Delta z) - V(z)}{\Delta z} \right) = -\frac{dV(z)}{dz} = (R + j\omega L)I(z)$$

$$\text{KCL: } I(z) - V(z + \Delta z)(G + j\omega C)\Delta z = I(z + \Delta z)$$

$$\text{微分方程: } \lim_{\Delta z \rightarrow 0} \frac{I(z + \Delta z) - I(z)}{\Delta z} = \frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C)V(z)$$

2.7 传输线方程

行进的电压和电流波

对 $-\frac{dV(z)}{dz} = (R + j\omega L)I(z)$ 和 $\frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C)V(z)$ 两边求导再联立

$$\text{得: } \frac{d^2V(z)}{dz^2} - \gamma^2 V(z) = 0 \text{ 和 } \frac{d^2I(z)}{dz^2} - \gamma^2 I(z) = 0$$

其中 $\gamma = \gamma_r + j\gamma_i = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$ 称为复传播常数。

通解

$$V(z) = V^+ e^{-\gamma z} + V^- e^{+\gamma z}, \quad I(z) = I^+ e^{-\gamma z} + I^- e^{+\gamma z}$$

+表示沿+z方向传播

-表示沿-z方向传播

2.7 传输线方程

特性阻抗

将 $V(z) = V^+ e^{-\gamma z} + V^- e^{+\gamma z}$ 代入到 $-\frac{dV(z)}{dz} = (R + j\omega L)I(z)$

$$\text{得: } I(z) = \gamma (V^+ e^{-\gamma z} - V^- e^{+\gamma z}) / (R + j\omega L)$$

定义特性阻抗: $Z_0 = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$

$$I(z) = \frac{\gamma}{R + j\omega L} (V^+ e^{-\gamma z} - V^- e^{+\gamma z}) = I^+ e^{-\gamma z} + I^- e^{+\gamma z} \quad \text{则: } Z_0 = \frac{V^+}{I^+} = -\frac{V^-}{I^-}$$

无耗传输线模型

无耗时: $R = 0, G = 0$

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

2.7 传输线方程

你学过几种“阻抗”？都叫阻抗，是一回事吗？

几个容易混淆的阻抗概念：

$$Z = \frac{U}{I}$$

阻抗

$$Z = \frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 377\Omega$$

自由空间波阻抗
(特性阻抗)

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

传输线特征阻抗

自由空间阻抗

$$U = \int E \cdot dl$$

$$I = \oint H \cdot dl$$

$$[E/H] = \left[\frac{\int E \cdot dl}{\oint H \cdot dl} \right] = [U/I] = [R]$$

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0}$$

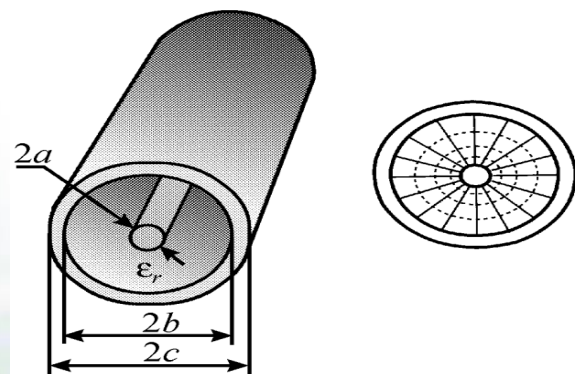
$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}$$

$$\nabla \times \mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{J} + \frac{1}{c^2} \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t}$$

2.7 传输线方程

例：同轴线的特性阻抗



传输线的特征阻抗与介质材料和传输线的物理尺寸相关。

$$\begin{aligned}
 Z_0 &= \sqrt{\frac{L}{C}} = \\
 &= \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\mu / \varepsilon} \ln(b / a) \\
 &= \sqrt{\mu_0 / \varepsilon_0} \cdot \sqrt{\mu_r / \varepsilon_r} \cdot \ln(b / a) \cdot \frac{1}{2\pi}
 \end{aligned}$$

自由空间波 阻抗	相对介电常 数/磁导率	尺寸因子
(阻抗量纲)	(无量纲)	(无量纲)
(自然常数)	(自然属性)	(跟尺寸 有关)

阻抗的定义非常科学（都是自然常数）

2.7 传输线方程

特征阻抗小结

1. 它是传输线的固有属性（第一个特征量）
2. 与单位长度的电容和电感的比值有关
3. 它具有阻抗的量纲
4. 它和“阻抗”有根本区别，但量纲相同
5. 传输线的特征阻抗与材料特性和传输线的物理尺寸有关
6. 特征阻抗是本书最重要的几个概念之一！是“高频电路”和“低频电路”之根本区别

2.7 传输线方程

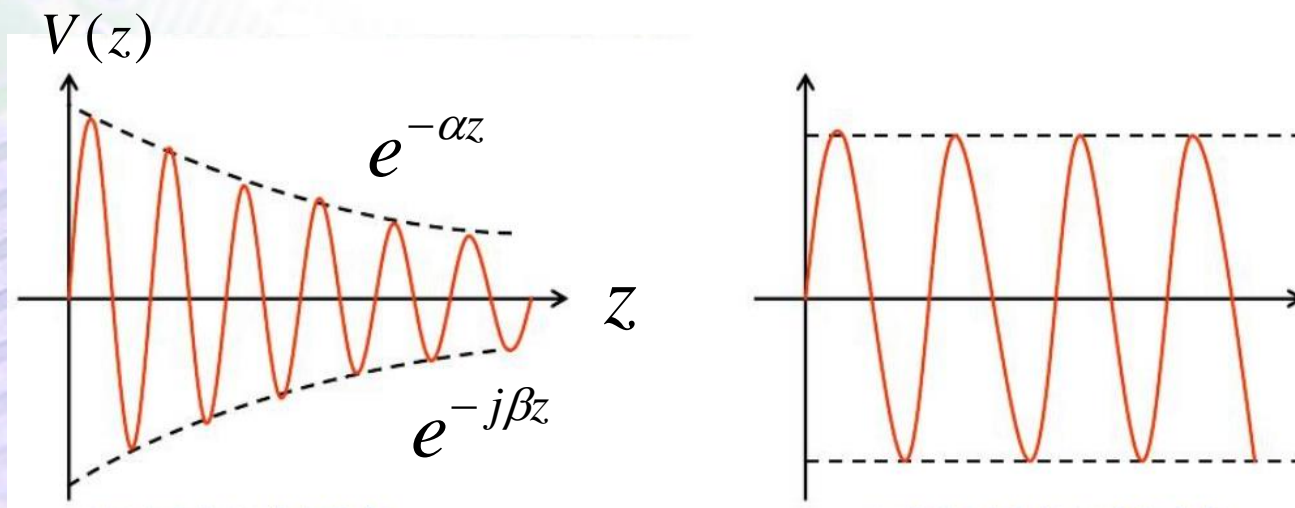
复传播常数 γ (第二个特征量)

复传播常数: $\gamma = \gamma_r + j\gamma_i = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$

对无耗线路: $\gamma = j\omega\sqrt{LC}$

用工程符号表示: $\alpha \equiv \gamma_r = 0$ 称为衰减系数

$\beta \equiv \gamma_i = \omega\sqrt{LC}$ 称为传播常数 (波数)



2.7 传输线方程

相速度 v_p (第三个特征量)

定义：沿一个方向传播的波，波的等相位面移动的速度

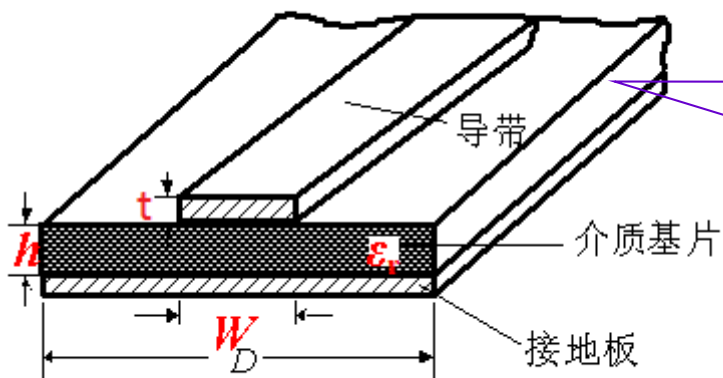
$$f(z, t) = \cos(\omega t - \beta z), \quad \omega t - \beta z = C$$

$$v_p = \frac{dz}{dt} = \frac{\omega}{\beta}$$

无耗线上相速： $v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ 与频率无关。

这种现象称为**无色散传输**。实际上必须要考虑一定程度的频率相关性（相速色散），它将引起信号的畸变。

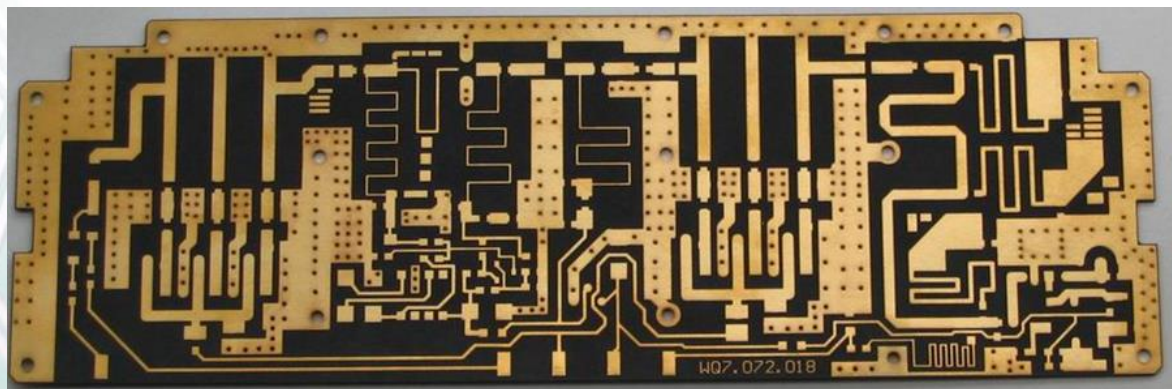
2.8 微带传输线



微带线是由沉积在介质基片上的金属导体带和接地板构成的一个特殊传输系统，导体带宽度为 w ，厚度为 t



4. This bandpass filter requires low insertion loss across its 400-MHz passband. The 6-GHz filter was fabricated with PCTF technology to reduce size while meeting electrical performance goals. (Photo courtesy of Multi-spectral Solutions, Inc., Germantown, MD.)



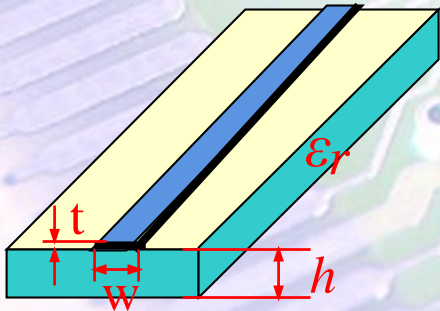
2.8 微带传输线

为了计算微带线中的特性阻抗 Z_C 、相速 v_p 、线上波长 λ 等参数，我们引入有效介电常数 ϵ_{eff} 。

- 有效介电常数 ϵ_{eff} 不同于介质基板的介电常数 ϵ_r 。它是 ϵ_r ， w 和 h 的函数。

当 $w/h < 1$ 时：

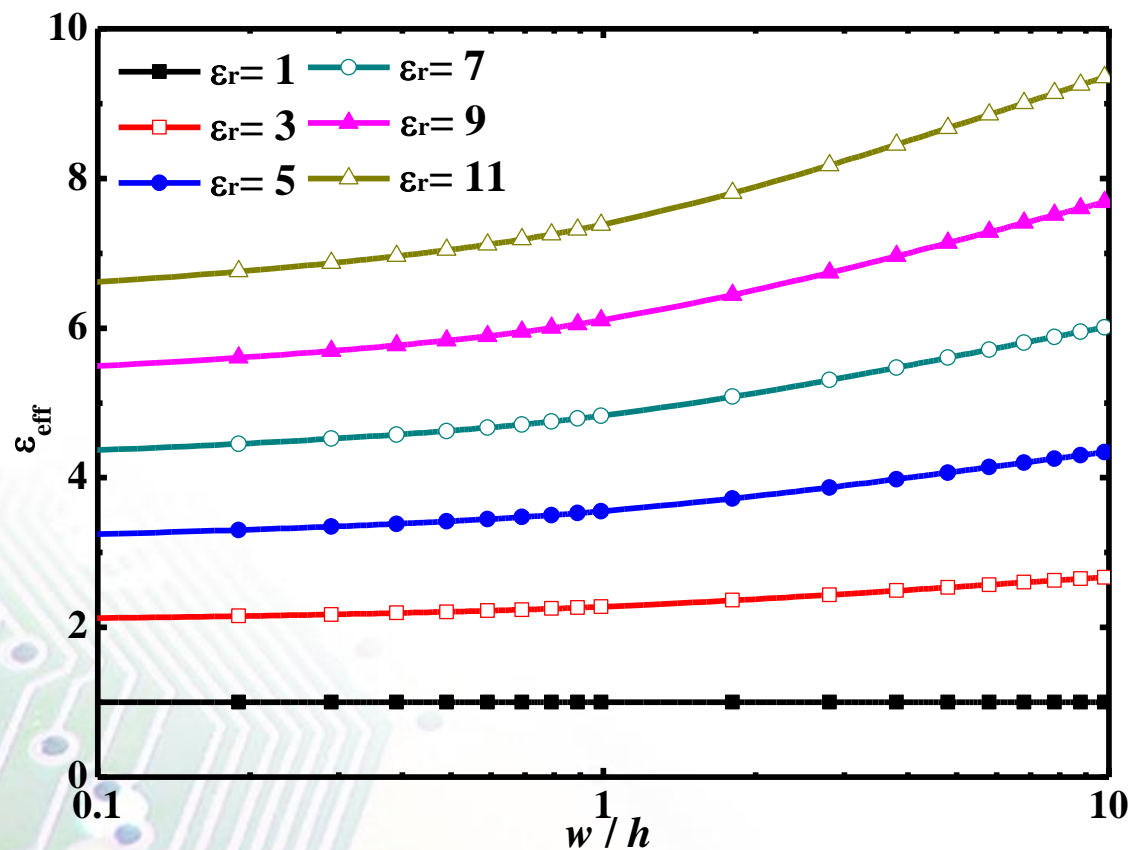
$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left\{ \left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right\}$$



$$Z_0 = \frac{Z_f}{2\pi\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right)$$

经验公式

2.8 微带传输线



不同介电常数的有效介电常数与 w/h 的关系

2.8 微带传输线

当 $w/h > 1$ 时:

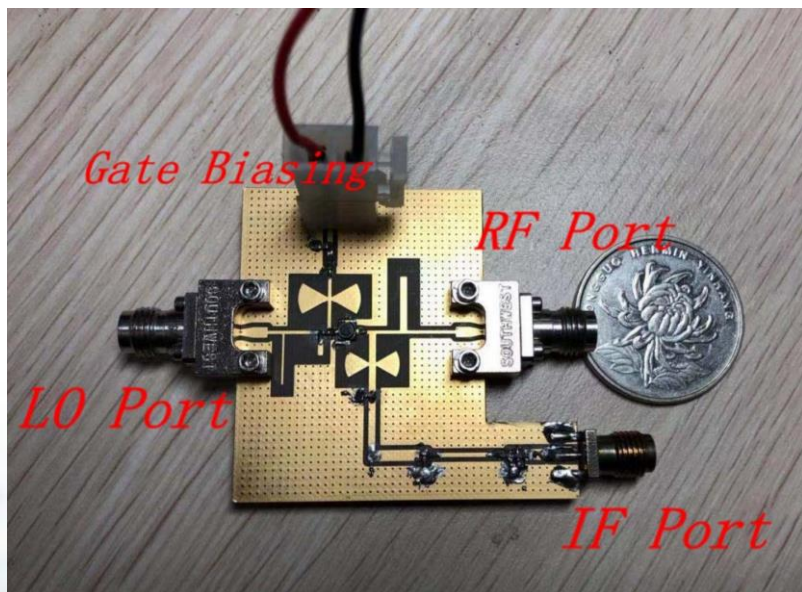
$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-1/2}$$

$$Z_0 = \frac{Z_f}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left(1.393 + \frac{w}{h} + \frac{2}{3} \ln \left(\frac{w}{h} + 1.444 \right) \right)}$$

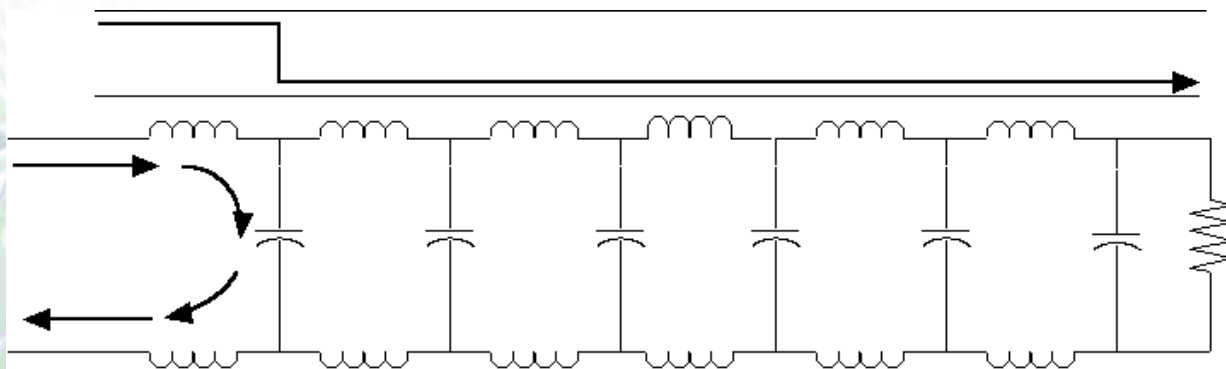
(条件: 导体厚度/基片厚度= $t/h < 0.005$)

对于许多应用, 假定微带线的厚度为零是不正确的, 必须对前面的公式进行修正!

2.9 终端加载的无损传输线



没有加载，就没有功能！



<https://zhuanlan.zhihu.com/p/35606675>

2.9 终端加载的无损损耗传输线

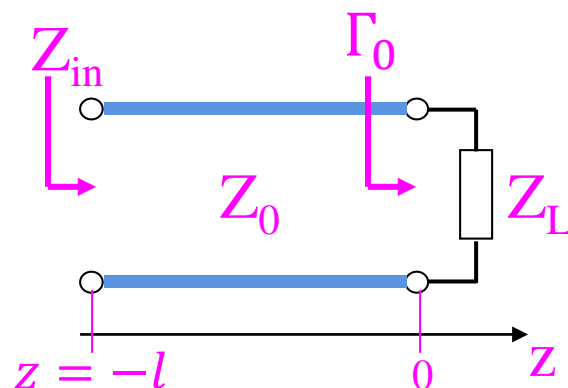
2.9.1 电压反射系数

假定负载在 $z = 0$ 处，电压波从 $-l$ 进入，
则沿着线路在任何处： $V(z) = V^+ e^{-\gamma z} + V^- e^{+\gamma z}$

定义**反射系数**： $\Gamma_0 = \frac{V^-}{V^+}$ 负载反射的电压波
入射电压波

在 $z = 0$ 处： $V(z) = V^+ e^{-\gamma z} + V^- e^{+\gamma z}$ $I(z) = \frac{V^+}{Z_0} (e^{-\gamma z} - \Gamma_0 e^{+\gamma z})$

则： $V(z) = V^+ (e^{-\gamma z} + \Gamma_0 e^{+\gamma z})$ 故： $\Gamma_0 = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$



- 当 $Z_L \rightarrow \infty$ 时（开路） $\Gamma_0 = 1$ ，表示反射波与入射电压极性相同；
- 当 $Z_L = 0$ 时（短路） $\Gamma_0 = -1$ ，表示反射波与入射电压极性相反；
- 当 $Z_L = Z_0$ 时（匹配） $\Gamma_0 = 0$ ，表示没有反射，入射电压被负载完全吸收。

2.9 终端加载的无损耗传输线

2.9.3 驻波

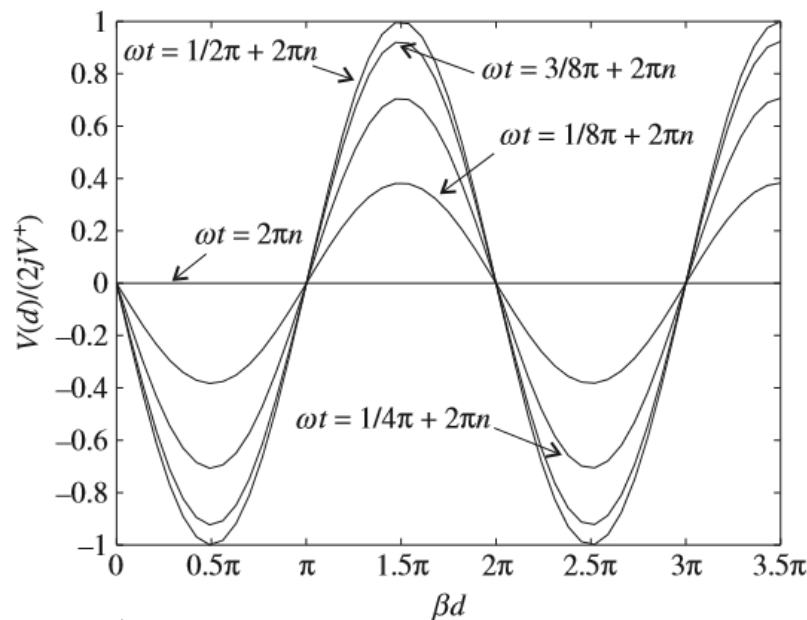
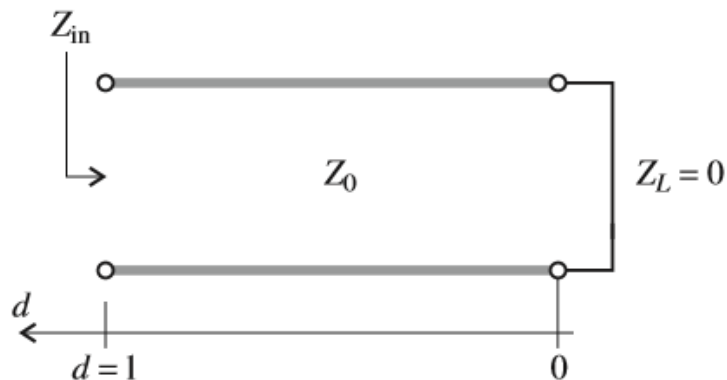
将短路线的反射系数代入到2.56式，并改用一个新的坐标 d 来描述：

$$V(d) = V^+ (e^{j\beta d} - e^{-j\beta d})$$

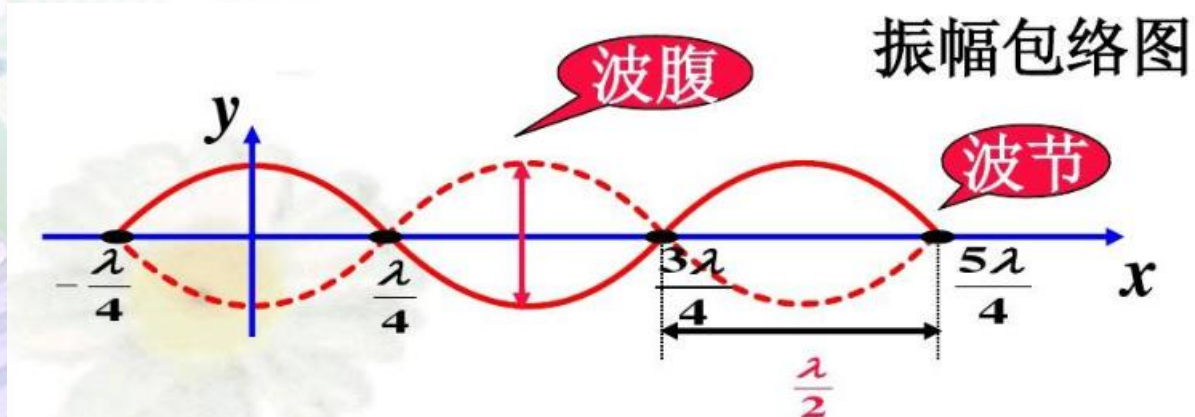
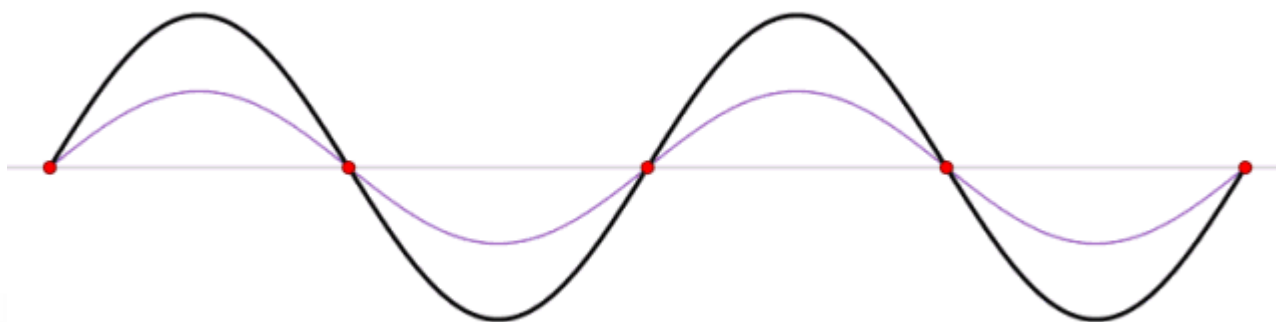
根据 $e^{j\beta d} - e^{-j\beta d} = 2j \sin(\beta d)$ 及相位与时域的变换关系：

$$\begin{aligned} v(d, t) &= \operatorname{Re}\{V e^{j\omega t}\} \\ &= \operatorname{Re}\{2jV^+ \sin(\beta d) e^{j\omega t}\} \\ &= -2V^+ \sin(\beta d) \sin(\omega t) \end{aligned}$$

$\sin(\beta d)$ 是在 $d = 0$ 处电压保持短路条件下所有瞬时 t 的结果。其物理解释为输入波和反射波相位相差 180° ，在空间位置为 $0, \lambda/2, \lambda, 3\lambda/2 \dots$ 处产生波的固定的叠加零点。



2.9 终端加载的无损损耗传输线



2.9 终端加载的无损耗传输线

空间电压: $V(d) = V^+ e^{j\beta d} (1 + \Gamma_0 e^{-j2\beta d}) = A(d) [1 + \Gamma(d)]$

空间电流: $I(d) = \frac{V^+}{Z_0} e^{j\beta d} (1 - \Gamma_0 e^{-j2\beta d}) = \frac{A(d)}{Z_0} [1 - \Gamma(d)]$

定义反射系数: $\Gamma(d) = \Gamma_0 e^{-j2\beta d}$

在匹配条件下, $\Gamma_0 = 0$, $\Gamma(d) = 0$, 只保持一个正向传输波。

为了量化失配度, 引入驻波比: $\text{SWR} = \frac{|V_{\max}|}{|V_{\min}|} = \frac{|I_{\max}|}{|I_{\min}|} = \frac{1 + |\Gamma_0|}{1 - |\Gamma_0|}$

在匹配情况下 $\text{SWR} = 1$, 在开路或短路情况下 $\text{SWR} \rightarrow \infty$ 。

严格地说, SWR 只能应用于无耗线路, 因为有耗情况下, 电压和电流波的幅度由于损耗随距离的增加而不断地减小。

2.9 终端加载的无损耗传输线

$$\Gamma_0 = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

无耗传输线上任意点反射系数模值相同，
所以负载决定无耗传输线上反射波的振幅

按照终端负载的性质，传输线有**三种**工作状态：

$$\left\{ \begin{array}{ll} Z_L = Z_0 & \Gamma_0 = 0 \\ Z_L = 0 & \Gamma_0 = -1 \\ Z_L = \infty & \Gamma_0 = 1 \\ Z_L = jX_L & |\Gamma_0| = 1 \\ Z_L = R_L + jX_L & 0 < |\Gamma_0| < 1 \end{array} \right.$$

行波状态

传输线上无反射波，只有入射波

驻波状态

入射波和反射波振幅相同，只有相位差异。能量全部被反射回去

行驻波状态

入射波能量部分被负载吸收部分反射

2.10 典型的终端条件

2.10.1 终端加载的无耗传输线的输入阻抗

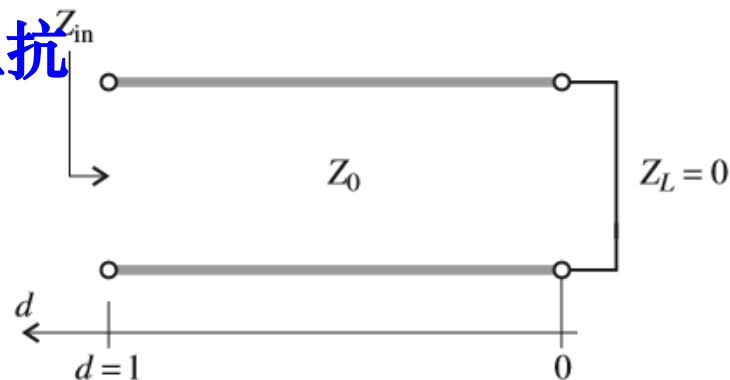
在距离负载 d 处，输入阻抗：

$$V(d) = A(d)[1 + \Gamma(d)]$$

$$I(d) = \frac{A(d)}{Z_0}[1 - \Gamma(d)]$$

$$\Gamma(d) = \Gamma_0 e^{-j2\beta d}$$

$$\Gamma_0 = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$



可以推算 Z_L 沿着特性阻抗为 Z_0 ，长度为 d 的传输线是如何变换的

$$Z_{in}(d) = \frac{V(d)}{I(d)} = Z_0 \frac{1 + \Gamma(d)}{1 - \Gamma(d)} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta d)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta d)}$$

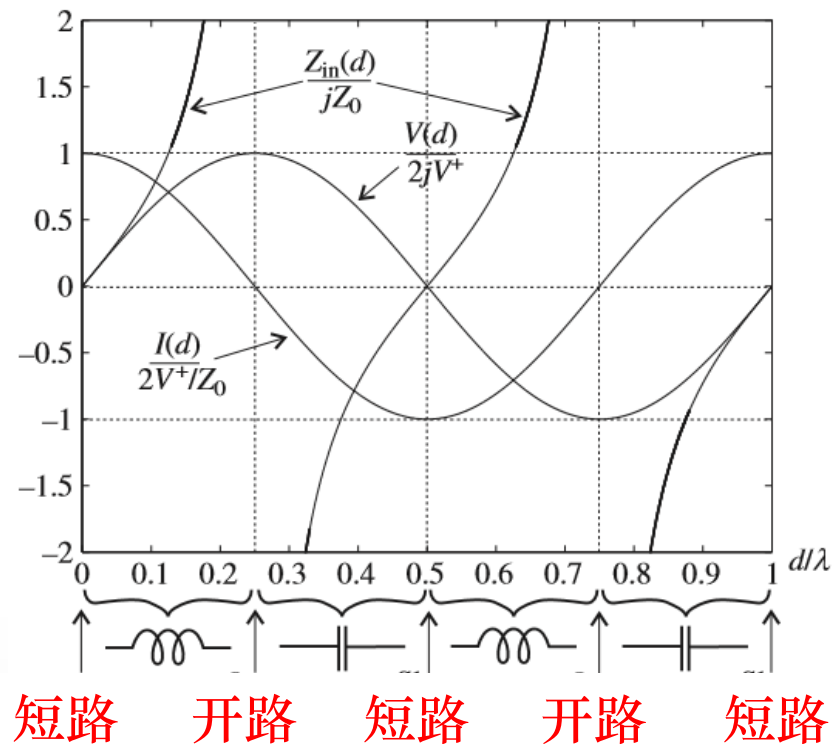
2.10 典型的终端条件

2.10.2 短路传输线

$$Z_{in}(d) = \frac{V(d)}{I(d)} = Z_0 \frac{1 + \Gamma(d)}{1 - \Gamma(d)} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta d)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta d)}$$

当 $Z_L = 0$ 时: $Z_{in}(d) = jZ_0 \tan(\beta d)$

- $d = 0$ 时, $Z_{in}(d) = Z_L = 0$; 随着距离 d 的增加, 数值随着增加, 且呈感性。
- $d = \lambda/4$ 时, $Z_{in}(d) = \infty$, 表示开路; 再增加距离, 呈现负虚阻抗, 呈容性。
- $d = \lambda/2$ 时, $Z_{in}(d) = 0$, 并重复一个新的过程。



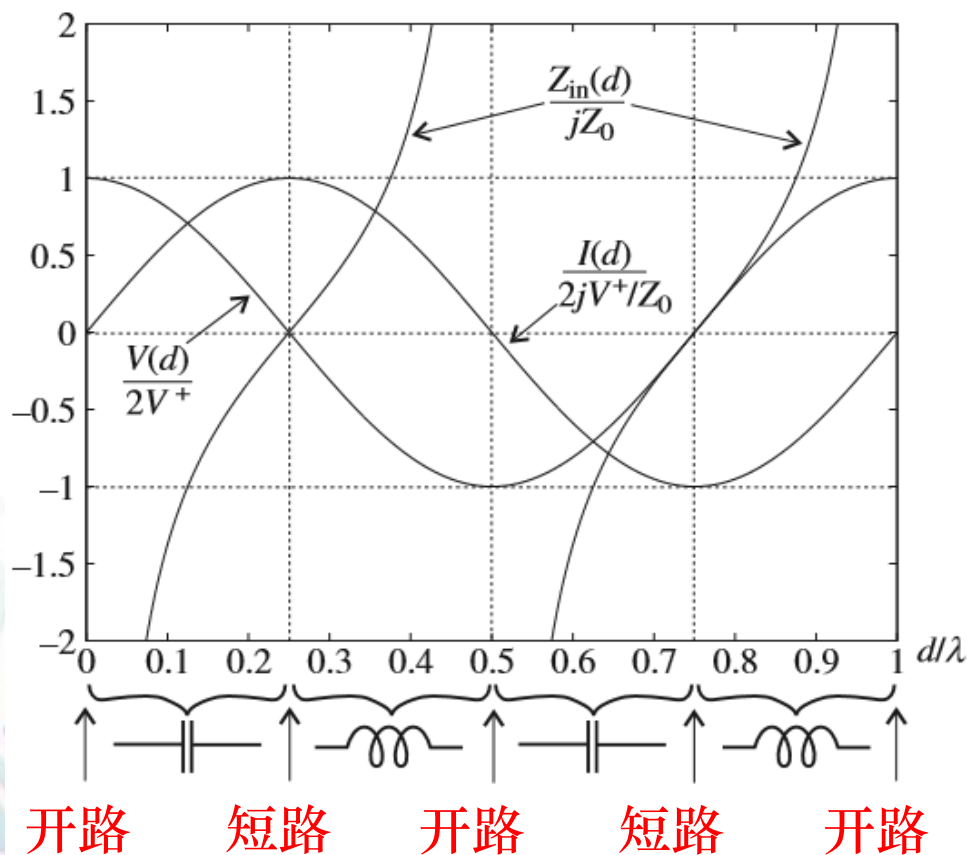
2.10 典型的终端条件

2.10.3 开路传输线

$$Z_{in}(d) = \frac{V(d)}{I(d)} = Z_0 \frac{1 + \Gamma(d)}{1 - \Gamma(d)} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta d)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta d)}$$

当 $Z_L \rightarrow \infty$ 时:

$$Z_{in}(d) = \frac{-jZ_0}{\tan(\beta d)}$$



2.10 典型的终端条件

2.10.4 1/4 波长传输线

$$Z_{in}(d) = \frac{V(d)}{I(d)} = Z_0 \frac{1 + \Gamma(d)}{1 - \Gamma(d)} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta d)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta d)}$$

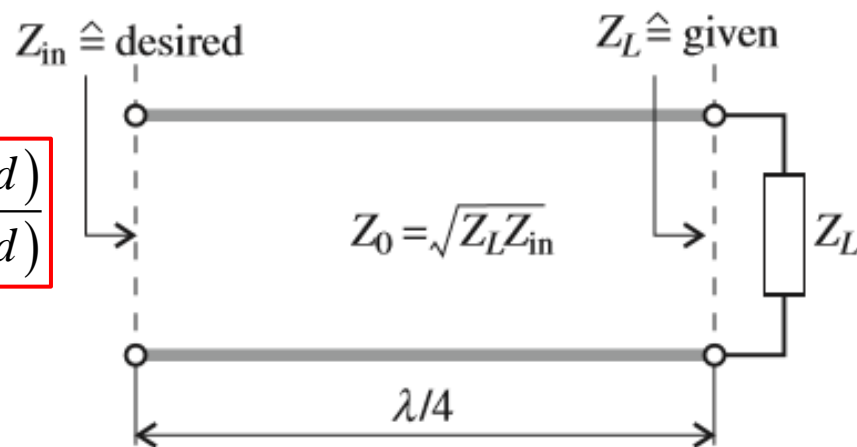
阻抗匹配 ($Z_L = Z_0$) 时:

$Z_{in}(d) = Z_0$, 与线长无关。

一般情况: 当 $d = \lambda/2$ 时: $Z_{in}(d) = Z_L$ 而与 Z_0 无关。

同理: $Z_{in}(d = \lambda/4) = Z_0^2 / Z_L$

利用 $\lambda/4$ 变换器, 通过选择线段, 使一个实数负载阻抗
与一个所希望的实数输入阻抗匹配, 则: $Z_0 = \sqrt{Z_L Z_{in}}$



传输线可以作为 **L**、**C**、**R**!

2.10 典型的终端条件

例2.8：假设晶体管的输入阻抗为 25Ω ，在工作频率500MHz时与 50Ω 微带线相匹配。已知介质厚度为1mm， $\varepsilon_r=4$ ，忽略其损耗，求出匹配时 $\lambda/4$ 平行板线变换器的长度、宽度和特性阻抗。

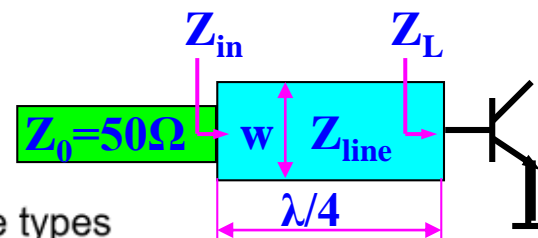
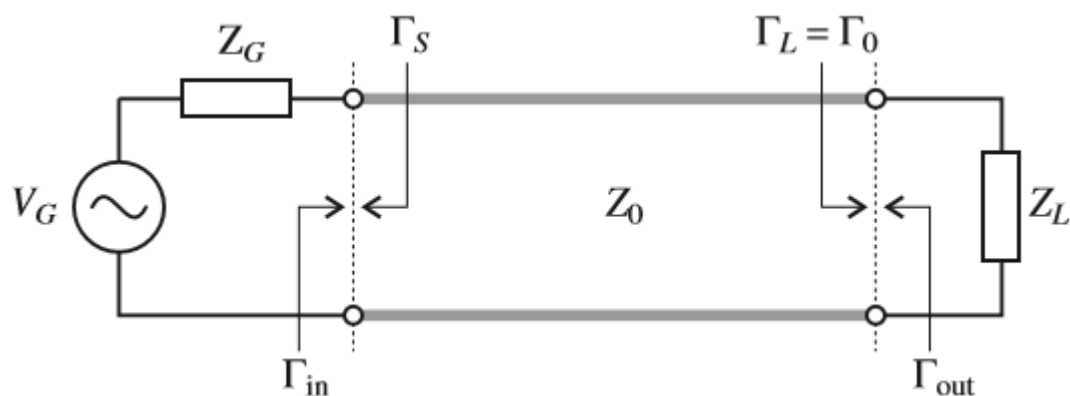


Table 2-1 Transmission line parameters for three line types

Parameter	Two-Wire Line	Coaxial Line	Parallel-Plate Line
R Ω/m	$\frac{1}{\pi a \sigma_{\text{cond}} \delta}$	$\frac{1}{2\pi \sigma_{\text{cond}} \delta} \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right)$	$\frac{2}{w \sigma_{\text{cond}} \delta}$
L H/m	$\frac{\mu}{\pi} \cosh^{-1} \left(\frac{D}{2a} \right)$	$\frac{\mu}{2\pi} \ln \left(\frac{b}{a} \right)$	$\mu \frac{d}{w}$
G S/m	$\frac{\pi \sigma_{\text{diel}}}{\cosh^{-1} (D/(2a))}$	$\frac{2\pi \sigma_{\text{diel}}}{\ln (b/a)}$	$\sigma_{\text{diel}} \frac{w}{d}$
C F/m	$\frac{\pi \varepsilon}{\cosh^{-1} (D/(2a))}$	$\frac{2\pi \varepsilon}{\ln (b/a)}$	$\varepsilon \frac{w}{d}$

2.11 连接波源和负载的传输线

2.11.1 信号源的复数表示法



传输线输入端电压: $V_{in} = V_{in}^+ + V_{in}^- = V_{in}^+ (1 + \Gamma_{in}) = V_G \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_G}$

输入反射系数: $\Gamma_{in} = \Gamma(d=l) = \Gamma_0 e^{-j2\beta l} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0}$

信号源的反射系数: $\Gamma_s = \frac{Z_G - Z_0}{Z_G + Z_0}$

同理: $\Gamma_{out} = \Gamma_s e^{-j2\beta l}$

2.11 连接波源和负载的传输线

2.11.2 传输线中的功率问题

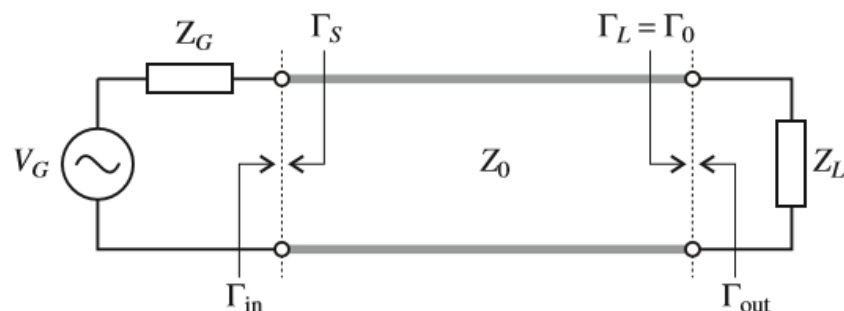
传输线的输入电压: $V_{in} = V_{in}^+ (1 + \Gamma_{in})$

输入电流: $I_{in} = V_{in}^+ (1 - \Gamma_{in}) / Z_0$

平均输入功率: $P_{in} = P_{in}^+ + P_{in}^- = \frac{1}{2} \operatorname{Re}\{V_{in} I_{in}^*\} = \frac{1}{2} \frac{|V_{in}^+|^2}{Z_0} (1 - |\Gamma_{in}|^2)$

根据 $Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}}$, $Z_G = Z_0 \frac{1 + \Gamma_s}{1 - \Gamma_s}$

则: $V_{in}^+ = \frac{V_{in}}{1 + \Gamma_{in}} = \frac{V_G}{1 + \Gamma_{in}} \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_G} = \frac{V_G}{2} \frac{1 - \Gamma_s}{1 - \Gamma_s \Gamma_{in}}$



2.11 连接波源和负载的传输线

$$P_{in} = \frac{1}{8} \frac{|V_G|^2}{Z_0} \frac{|1 - \Gamma_s|^2}{|1 - \Gamma_s \Gamma_0 e^{-j2\beta l}|^2} \left(1 - |\Gamma_0 e^{-j2\beta l}|^2\right)$$

对无耗线路：若源和负载均与 Z_0 匹配，则 $\Gamma_s = \Gamma_0 = 0$

$$P_L = P_{in} = \frac{1}{8} \frac{|V_G|^2}{Z_0}$$

对有耗线路：

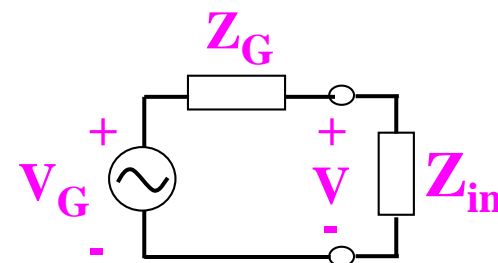
$$P_L = \frac{|V_L^+|^2}{2Z_0} (1 - |\Gamma_L|^2) = \frac{1}{8} \frac{|V_G|^2}{Z_0} \frac{|1 - \Gamma_s|^2}{|1 - \Gamma_s \Gamma_{in}|^2} (1 - |\Gamma_L|^2) e^{-2\alpha l}$$

α 为衰减因子

2.11 连接波源和负载的传输线

2.11.3 输入阻抗匹配

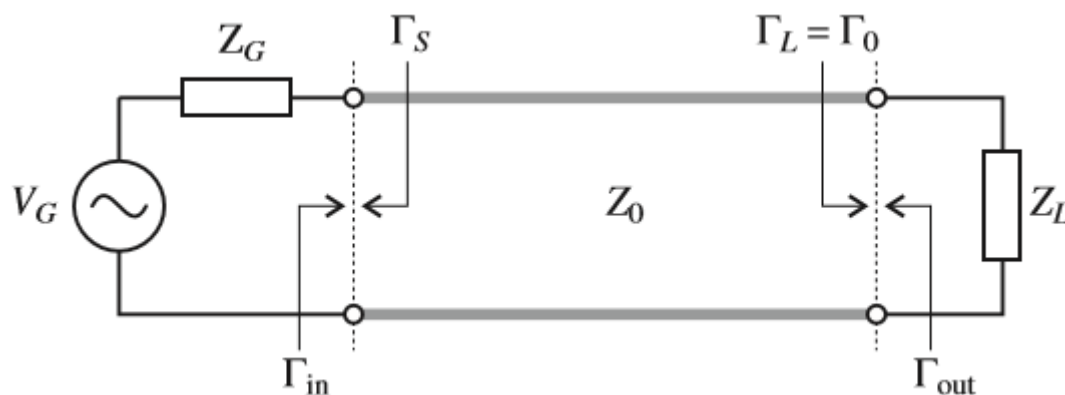
$$P_{in} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ V_{in} \frac{V_{in}^*}{Z_{in}^*} \right\} = \frac{1}{2} \frac{|V_G|^2}{\operatorname{Re} \{ Z_{in}^* \}} \left| \frac{Z_{in}}{Z_G + Z_{in}} \right|^2$$



最大输出功率条件: $\frac{\partial P_{in}}{\partial R_{in}} = \frac{\partial P_{in}}{\partial X_{in}} = 0$

$Z_{in} = Z_G^*$

$Z_{out} = Z_L^*$



2.11 连接波源和负载的传输线

2.11.4 回波损耗和插入损耗

实际电路总是存在一定程度的**功率失配**，即 Γ_{in} 不为零。

回波损耗：
$$RL = -10\log \frac{P_r \left(= P_{in}^- \right) \text{反射功率}}{P_i \left(= P_{in}^+ \right) \text{输入功率}} = -10\log |\Gamma_{in}|^2 = -20\log |\Gamma_{in}| = -\ln |\Gamma_{in}|$$

单位：分贝 奈贝

反射功率除了引起回波损耗外，还会引起**插入损耗**。

插入损耗：
$$IL = -10\log \frac{P_t \text{传输功率}}{P_i \text{输入功率}} = -10\log \frac{P_i - P_r}{P_i} = -10\log \left(1 - |\Gamma_{in}|^2 \right)$$

本章小结

- 掌握单位长度传输线的等效模型；
- 掌握传输线上的电压、电流表示及特性阻抗的计算；
- 掌握无损耗传输线的反射系数及输入阻抗计算；
- 理解1/4波长阻抗变换，插入损耗的定义；
- 理解传输线理论实质；
- 了解传输线接信号源和负载的工作状态。

作业：

2-15、2-19、2-25、2-27、2-30

课堂测试

1. 解释 Z_{in} 及 Z_0 的物理意义。
2. 传输线的工作状态取决于____，可分为：____、____、____。
3. 画出均匀传输线的分布参数等效电路。
4. 开路、短路传输线的输入阻抗及其关系。
5. 任意位置输入阻抗的计算公式。
6. 证明： $\lambda/4$ 阻抗变换器的特征阻抗为 $Z_c = \sqrt{Z_{c1} \cdot Z_{c2}}$

