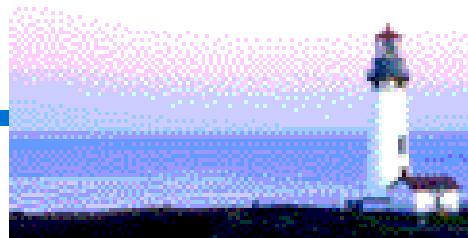




主要内容



- 第1章 电磁理论
- 第2章 传输线理论
- 第3章 传输线和波导
- 第4章 微波网络分析
- 第5章 阻抗匹配和调谐
- 第6章 微波谐振器
- 第7章 功率分配器和定向耦合器
- 第8章 微波滤波器
- 第9章 铁氧体元件的理论和设计
- 第10章 噪声与有源射频元件
- 第11章 微波放大器设计
- 第12章 振荡器和混频器
- 第13章 微波系统导论

是微波技术中最重要最基本的元件，能将能量进行传递、构成微波元器件

传输线：能够导引电磁波沿一定方向传输的导体、介质或由它们共同组成的导波系统

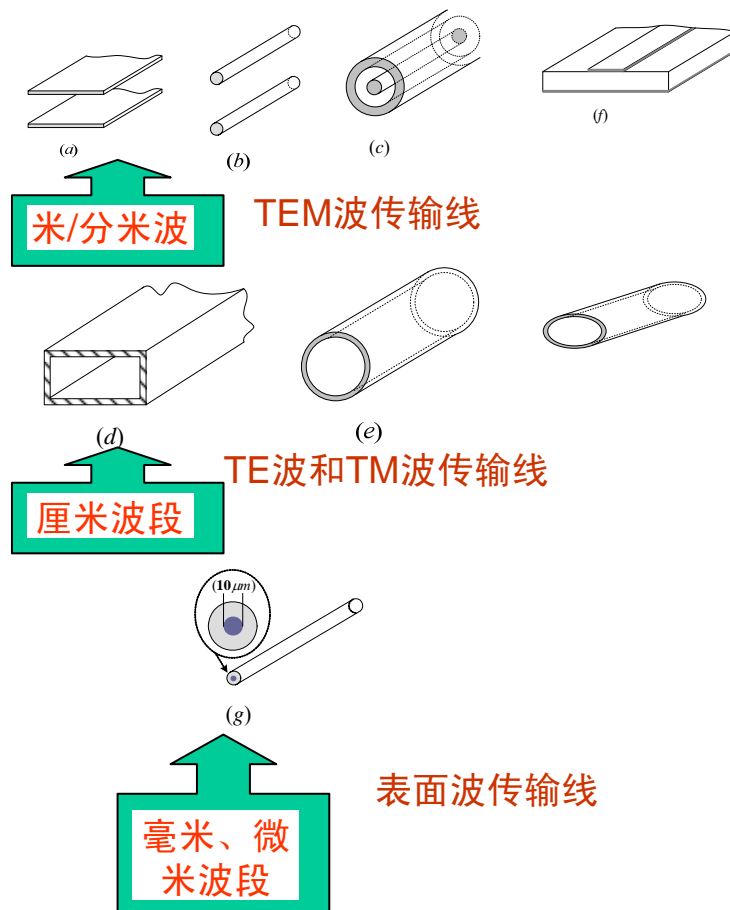
按传输电磁波的模式来分类：

TEM波传输线，如双导线、同轴线、带状线和微带线(严格地讲，是准TEM波)等，属于双导体传输系统

TE波和TM波传输线，如矩形、圆形、脊形和椭圆形波导(Waveguide)等，由空心金属管构成，属单导体传输系统(“双导体”也可传TE和TM波，但常用主模TEM波)

表面波传输线，如介质波导等，电磁波聚集在传输线内部及其表面附近沿轴线方向传播，一般的是混合波型(TE波和TM波的叠加)，也可传播TE或TM波

工作频带宽、功率容量大、稳定性好、损耗小、尺寸小和成本低





研究内容

传输线理论包括:

- **横向问题**: 研究所传输波型的电磁波在传输线横截面内电场和磁场的分布规律(亦称场结构、模式、波型);
- **纵向问题**: 研究电磁波沿传输线轴向的传播特性和场的分布规律;

➡ **横向问题**: 求解电磁场的边值问题(Maxwell's Equation), 不同类型或同一类型但结构型式不同的传输线, 具有不同的边界条件, 应分别研究。

Maxwell's Equation解 → 严格

由于传输线终端所接负载的不同, 当沿着传输线的纵向(轴向)观察时, 可能是行波、行驻波或纯驻波

➡ **纵向问题**: 用一等效简单传输线描述。根据传输线的分布参数用电路的方法来分析电压波(与电场对应)和电流波(与磁场对应)随时间和空间的变化规律。

电路方法解 → 近似

利用阻抗圆图 → 简单直观



传输线理论

长线理论

传输线长度

cm

传输信号（电磁波）的波长

- 直流信号：频率为零，波长无限长——直流分析
- 低频信号：如交流50Hz，波长在km量级——短线
- 高频信号：传输线长度和波长可以相比拟
 - 例如：CDMA射频信号，800MHz，波长0.38m：传输线长度就需要考虑了
- 结论：微波频率很高，波长很短：**1m~1mm**，传输线长度与波长在一数量级上，即**传输线长度和波长可以相比拟**，所以传输线都属于长线，需要用传输线理论进行分析



传输线理论的分析要点

- 传输线本身的：电容、电感、串联电阻、并联电导
- 传输线的这些参数是分布的
- 需要考虑：
 - 电导率有限，且存在趋肤效应——**串联**分布电阻
 - 导线中电流—产生高频磁场——**串联**分布电感
 - 导体间电压—产生高频电场——**并联**分布电容
 - 导体间非理想介质—漏电流——串联？ 并联？ 分布电导



均匀双传输线---传输TEM波

- 当传输信号的波长与传输线长度可比拟时，传输线上各点的电流电压的大小、相位就不同了——电路具有分布参数

- 均匀传输线：

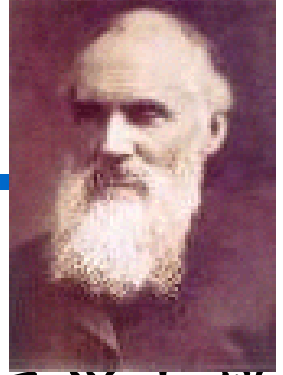
参数沿线是均匀分布的——四参数

R_0 L_0 G_0 C_0

——单位长度的值



传输线的分析：路的方法



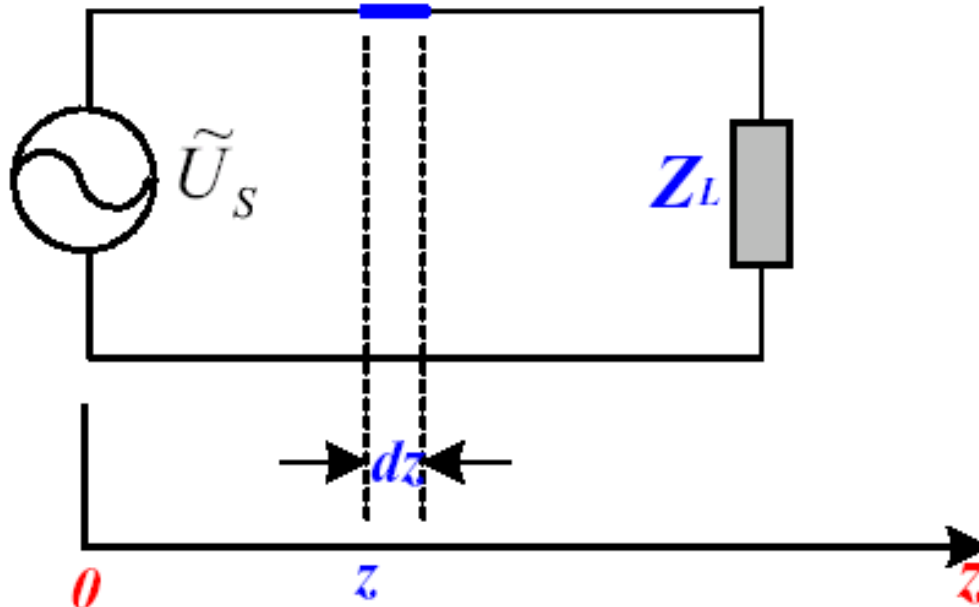
传输线方程也称电报方程。在沟通大西洋电缆(海底电缆)时,开尔芬首先发现了**长线效应**:电报信号的反射、传输都与低频有很大的不同。经过仔细研究,才知道当线长与波长可比拟或超过波长时,我们必须计及其波动性,这时传输线也称长线。

为了研究无限长传输线的支配方程,定义电压 u 和电流 i 均是距离和时间的函数,即

$$\begin{cases} u = u(z, t) \\ i = i(z, t) \end{cases}$$

传输线的分析：路的方法

传输线方程——电报方程



一定长度的传输线，可以表示为很多段微分长度为 dz ($dz \ll \lambda$) 的均匀传输线（或其等效电路）的级联。

出发点：

✦ $dz \ll z, \lambda$ 时，集总参数

✦ 电路分析原理 → 基尔霍夫电压和电流定律



基尔霍夫

G.R.Gustav Robert Kirchhoff
(1824 ~ 1887)德国物理学家、
化学家和天文学家。

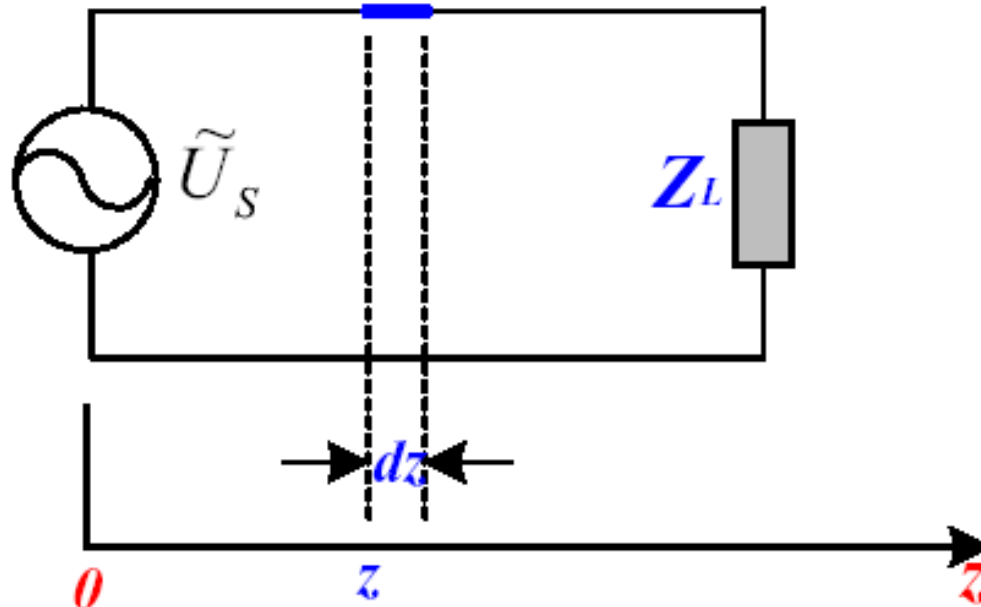
1845年提出基尔霍夫电流定
律、基尔霍夫电压定律和基尔
霍夫电路定律,发展了欧姆定
律,对电路理论有重大贡献。



基尔霍夫, G. R.

传输线的分析：路的方法

传输线方程——电报方程



一定长度的传输线，可以表示为很多段微分长度为 dz ($dz \ll \lambda$) 的均匀传输线（或其等效电路）的级联。

出发点：

✦ $dz \ll z, \lambda$ 时，集总参数

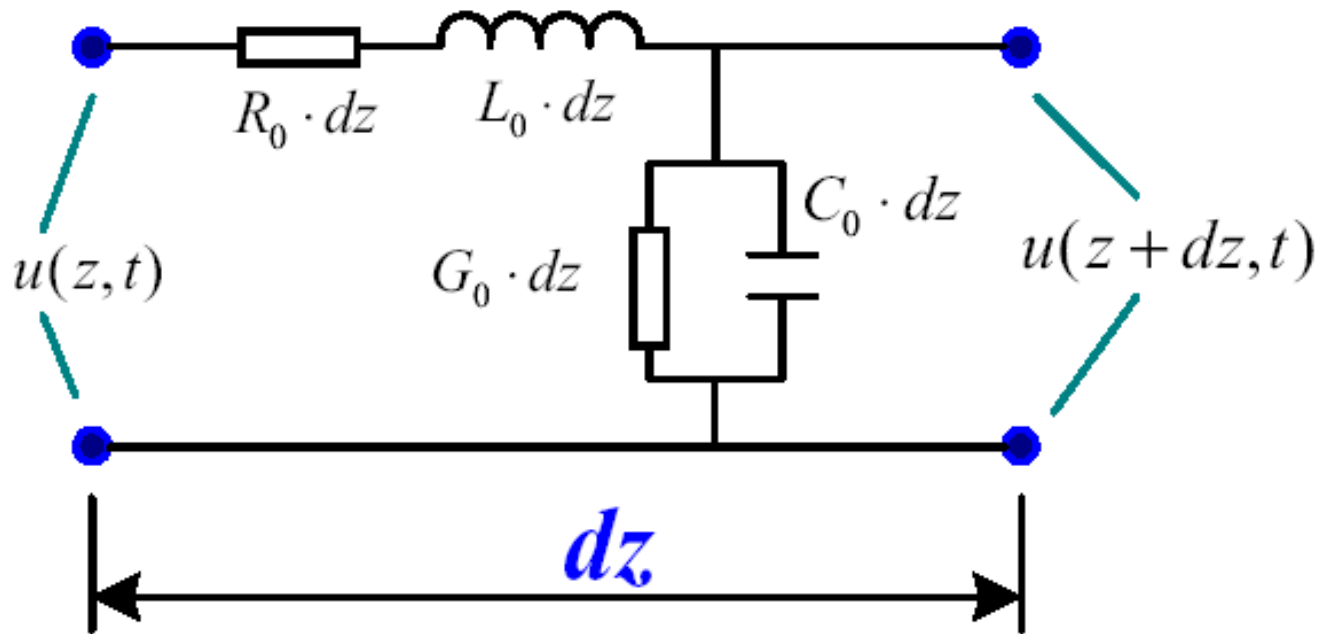
基尔霍夫电压和电流定律

✦ 电路分析原理 →

两定理：电压（环：一圈下来为0）
电流（流入某节点和流出的相等）



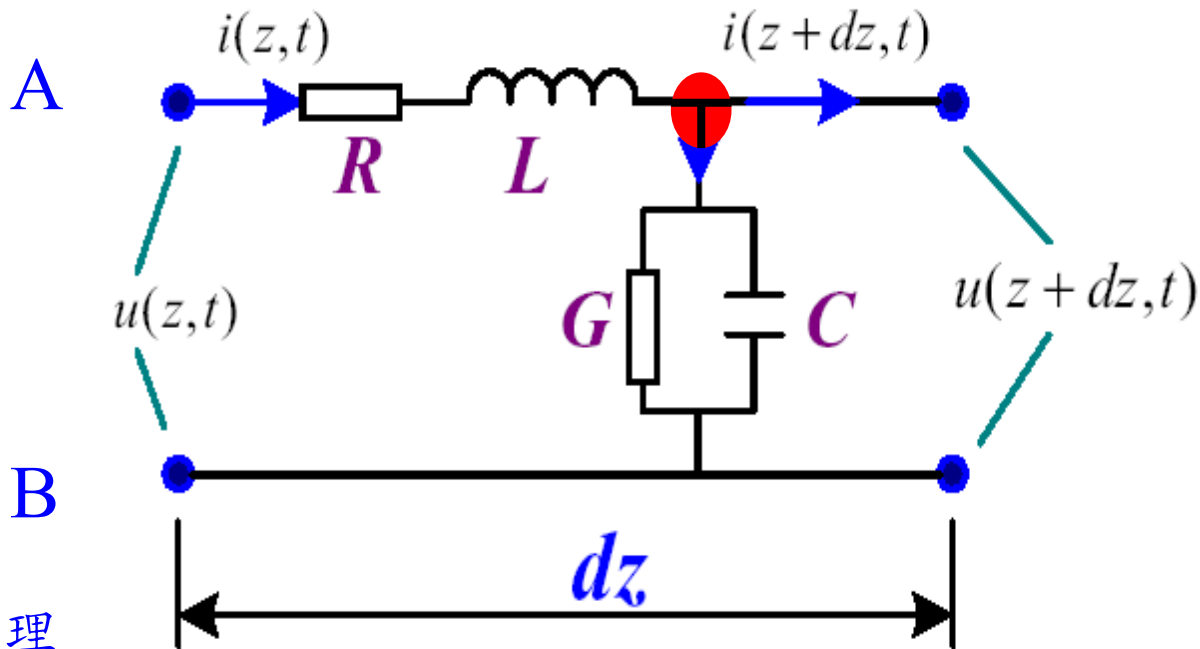
Telegraphist's Equations



设

$$\begin{cases} R = R_0 \cdot dz \\ L = L_0 \cdot dz \\ G = G_0 \cdot dz \\ C = C_0 \cdot dz \end{cases} \quad dz \ll z, \lambda \text{ 时, 集总参数}$$

Telegraphist's Equations



电路分析原理

基尔霍夫电压和电流定律

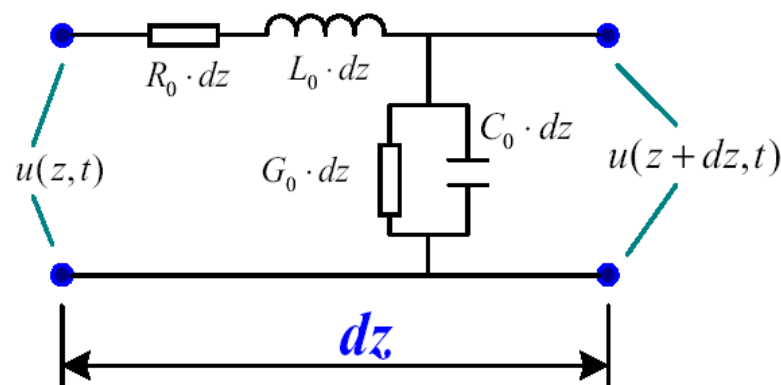
电压: $u(z, t) - (R_0 \cdot dz) \cdot i(z, t) - \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \cdot (L_0 \cdot dz) - u(z + dz, t) = 0$

电流: $i(z, t) - (G_0 \cdot dz) \cdot u(z + dz, t) - \frac{\partial u(z + dz, t)}{\partial t} \cdot (C_0 \cdot dz) - i(z + dz, t) = 0$



均匀传输线方程

$$\therefore \begin{cases} u(z+dz, t) - u(z, t) = \frac{\partial u(z, t)}{\partial z} \cdot dz \\ i(z+dz, t) - i(z, t) = \frac{\partial i(z, t)}{\partial z} \cdot dz \end{cases}$$



$$\begin{cases} u(z, t) - (R_0 \cdot dz) \cdot i(z, t) - L_0 \cdot \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \cdot dz - u(z + dz, t) = 0 \\ i(z, t) - (G_0 \cdot dz) \cdot u(z + dz, t) - C_0 \cdot \frac{\partial u(z + dz, t)}{\partial t} \cdot dz - i(z + dz, t) = 0 \end{cases}$$

$$\begin{aligned} -(R_0 \cdot dz) \cdot i(z, t) - \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \cdot (L_0 \cdot dz) &= u(z + dz, t) - u(z, t) = \frac{\partial u(z, t)}{\partial z} \cdot dz \\ -(G_0 \cdot dz) \cdot u(z + dz, t) - \frac{\partial u(z + dz, t)}{\partial t} \cdot (C_0 \cdot dz) &= i(z + dz, t) - i(z, t) = \frac{\partial i(z, t)}{\partial z} \cdot dz \end{aligned}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} -\frac{\partial u(z, t)}{\partial z} = R_0 \cdot i(z, t) + L_0 \cdot \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \\ -\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = G_0 \cdot u(z, t) + C_0 \cdot \frac{\partial u(z, t)}{\partial t} \end{cases}$$

Telegraphist's Equations

一段



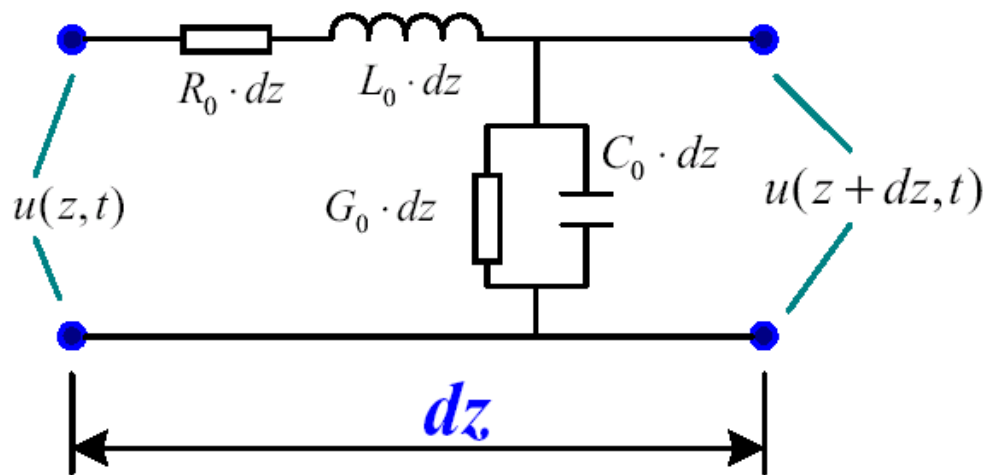
时谐状态：信号源为正弦波、稳态

$$u(z, t) = U(z) e^{j\omega t}$$

$$\begin{cases} -\frac{\partial u(z, t)}{\partial z} = R_0 \cdot i(z, t) + L_0 \cdot \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \\ -\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = G_0 \cdot u(z, t) + C_0 \cdot \frac{\partial u(z, t)}{\partial t} \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} -\frac{d\tilde{U}}{dz} = (R_0 + j\omega \cdot L_0) \cdot \tilde{I} \\ -\frac{d\tilde{I}}{dz} = (G_0 + j\omega \cdot C_0) \cdot \tilde{U} \end{cases}$$

表示复数形式



$$\begin{cases} \tilde{U} = \tilde{U}(z, t) \\ \tilde{I} = \tilde{I}(z, t) \end{cases}$$



均匀传输线波动方程

把电流、电压分别代入

$$\begin{cases} -\frac{d\tilde{U}}{dz} = (R_0 + j\omega \cdot L_0) \cdot \tilde{I} \\ -\frac{d\tilde{I}}{dz} = (G_0 + j\omega \cdot C_0) \cdot \tilde{U} \end{cases}$$

$$\tilde{I} = -\frac{1}{(R_0 + j\omega L_0)} \frac{d\tilde{U}}{dz}$$

得到

$$\frac{d^2 \tilde{U}}{dz^2} = \gamma^2 \tilde{U}$$

$$\frac{d^2 \tilde{I}}{dz^2} = \gamma^2 \tilde{I}$$

高频传输线方程
— 一维波动方程

其中， γ 为传播系数

$$\gamma = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)} = \alpha + j\beta$$



传播系数

传播系数

$$\gamma = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)} = \sqrt{ZY} = \alpha + j\beta = |\gamma|e^{j\theta}$$

➡ 串联阻抗:

$$Z = R_0 + j\omega L_0$$

➡ 并联导纳:

$$Y = G_0 + j\omega C_0$$

➡ 衰减常数:

$$\alpha \quad (\text{Np/m}) \quad (\text{Neper})$$

➡ 相移常数:

$$\beta = \omega\sqrt{LC} \quad (\text{Rad/m}) \quad (\text{Radian})$$

➡ 相速度:

$$v_p = \omega / \beta = 1 / \sqrt{LC}$$

无损耗时: $R_0=0, G_0=0$

传播系数 $\gamma = j\omega\sqrt{L_0 C_0}$ 为纯虚数



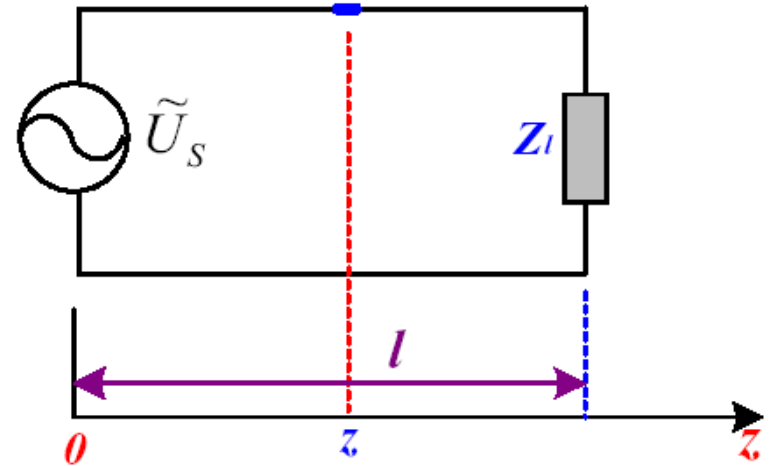
均匀传输线波动方程的解

均匀传输线波动方程

$$\frac{d^2 \tilde{U}}{dz^2} = \gamma^2 \tilde{U}$$
$$\frac{d^2 \tilde{I}}{dz^2} = \gamma^2 \tilde{I}$$

解为

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



沿+z方向传输部分——入射波
沿-z方向传输部分——反射波



均匀传输线波动方程的解

$$\tilde{U}(z) = U^+ e^{-\gamma z} + U^- e^{+\gamma z}$$

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

$$\gamma = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)}$$

$$-\frac{d\tilde{U}}{dz} = (R_0 + j\omega \cdot L_0) \cdot \tilde{I}$$

$$\tilde{I} = -\frac{1}{(R_0 + j\omega L_0)} \frac{d\tilde{U}}{dz}$$

$$\tilde{I}(z) = \frac{1}{Z_0} (U^+ e^{-\gamma z} - U^- e^{+\gamma z})$$

其中

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}}$$



特性阻抗

电阻

电导

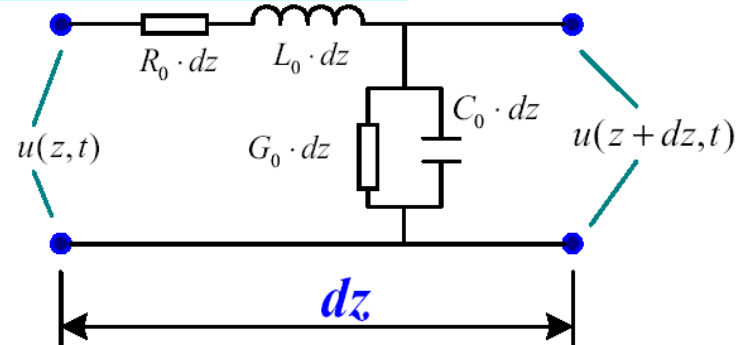
电纳

单位：？

单位：欧姆

？

？





阻抗参数的单位与量纲

序号	表示符号	名称	单位	量纲
1	$ Z $	阻抗模	欧姆 Ω	$\mu\Omega$, $m\Omega$, Ω , $k\Omega$, $M\Omega$
2	R	电阻		
3	X	电抗		
4	$ Y $	导纳	西门子 S	μS , mS , S , kS
5	G	电导		
6	B	电纳		
7	θ	相位角	角度 DEG 弧度 RAD	$1^\circ (\text{DEG}) = 180^\circ / \pi \times \text{RAD}$
8	C	电容	法拉	pF , nF , μF , mF , F
9	L	电感	亨利	nH , μH , mH , H
10	D	损耗因子	无	无
11	Q	品质因素		



例题1：已知终端电压、电流

求任意一点电压电流

$z=l$ 时

$$\tilde{U} = \tilde{U}_L$$

$$\tilde{I} = \tilde{I}_L$$

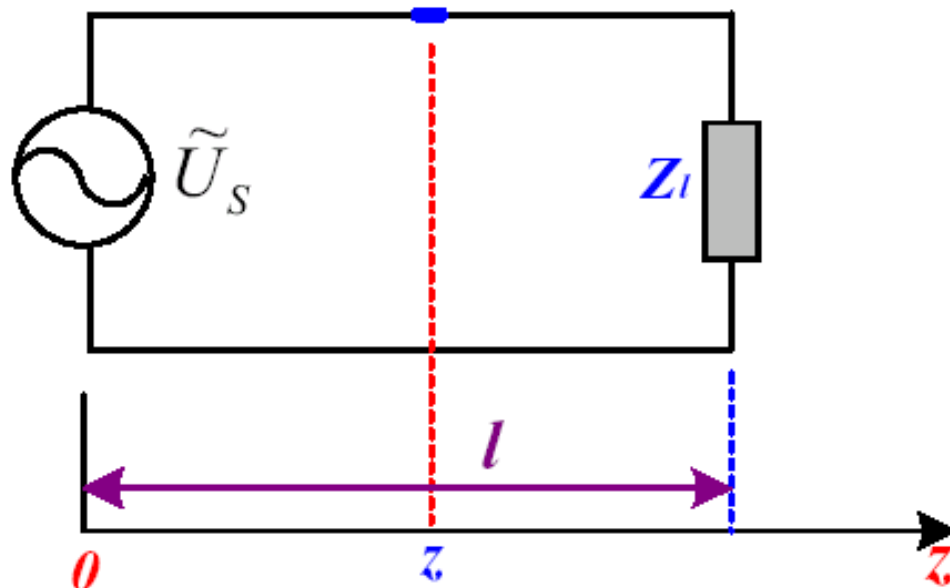


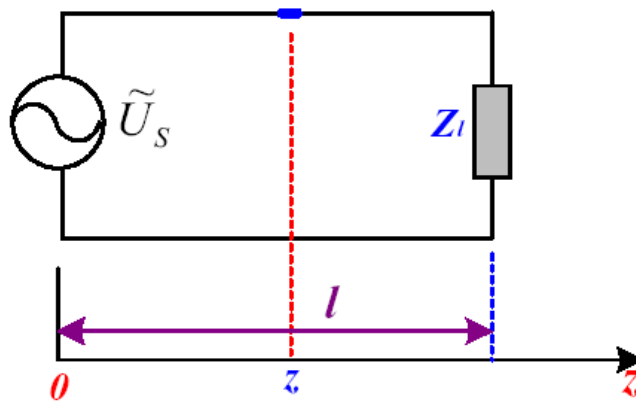
$$\tilde{U}(z) = U^+ e^{-\gamma z} + U^- e^{+\gamma z}$$

$$\tilde{I}(z) = \frac{1}{Z_0} (U^+ e^{-\gamma z} - U^- e^{+\gamma z})$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}}$$

$$\begin{aligned} &\Rightarrow U^+ = \\ &\Rightarrow U^- = \end{aligned}$$





$$\tilde{U}(z) = U^+ e^{-\gamma z} + U^- e^{+\gamma z}$$

$$\tilde{I}(z) = \frac{1}{Z_0} (U^+ e^{-\gamma z} - U^- e^{+\gamma z})$$

$$U^+ =$$

$$U^- =$$

$$U^+ = \frac{1}{2} [\tilde{U}(z) + \tilde{I}(z) \cdot Z_0] e^{\gamma z}$$

$$U^- = \frac{1}{2} [\tilde{U}(z) - \tilde{I}(z) \cdot Z_0] e^{-\gamma z}$$

代入

得到

$$\tilde{U} = \tilde{U}_L$$

$$\tilde{I} = \tilde{I}_L$$

$$z = l$$

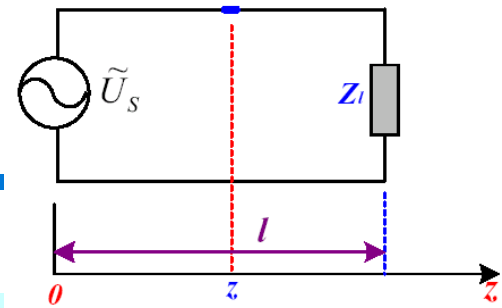
$$U^+ = \frac{1}{2} [\tilde{U}_L + \tilde{I}_L \cdot Z_0] e^{\gamma l}$$

$$U^- = \frac{1}{2} [\tilde{U}_L - \tilde{I}_L \cdot Z_0] e^{-\gamma l}$$

终端



例1: 代入传输线波动方程



$$U^+ = \frac{1}{2} [\tilde{U}_L + \tilde{I}_L \cdot Z_0] e^{\gamma l}$$
$$U^- = \frac{1}{2} [\tilde{U}_L - \tilde{I}_L \cdot Z_0] e^{-\gamma l}$$

代入

$$\tilde{U}(z) = U^+ e^{-\gamma z} + U^- e^{+\gamma z}$$
$$\tilde{I}(z) = \frac{1}{Z_0} (U^+ e^{-\gamma z} - U^- e^{+\gamma z})$$
$$Z_0 = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}}$$

得到

$$\tilde{U}(z) = \frac{[\tilde{U}_L + \tilde{I}_L \cdot Z_0]}{2} e^{\gamma(l-z)} + \frac{[\tilde{U}_L - \tilde{I}_L \cdot Z_0]}{2} e^{-\gamma(l-z)}$$
$$\tilde{I}(z) = \frac{[\tilde{U}_L + \tilde{I}_L \cdot Z_0]}{2Z_0} e^{\gamma(l-z)} - \frac{[\tilde{U}_L - \tilde{I}_L \cdot Z_0]}{2Z_0} e^{-\gamma(l-z)}$$

式中
 $l-z$

为观察点距
负载的距离



例1：代入传输线波动方程

如图，把观察点距负载的距离设为 l

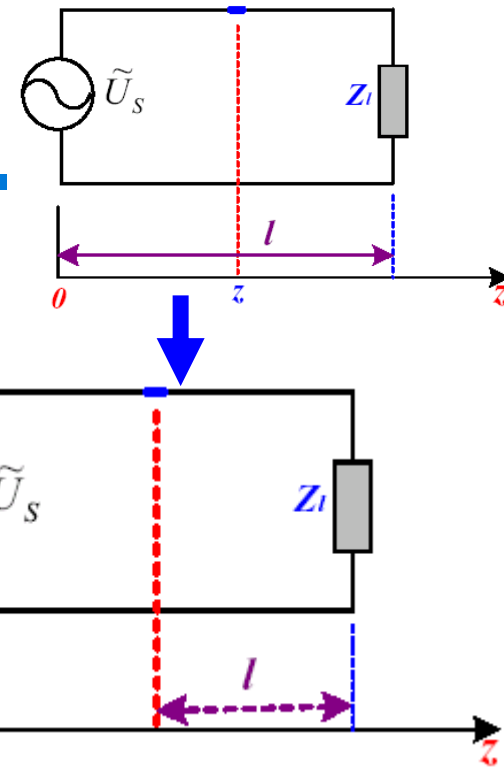
$$\begin{aligned}\tilde{U}(z) &= \frac{[\tilde{U}_L + \tilde{I}_L \cdot Z_0]}{2} e^{\gamma(l-z)} + \frac{[\tilde{U}_L - \tilde{I}_L \cdot Z_0]}{2} e^{-\gamma(l-z)} \\ \tilde{I}(z) &= \frac{[\tilde{U}_L + \tilde{I}_L \cdot Z_0]}{2Z_0} e^{\gamma(l-z)} - \frac{[\tilde{U}_L - \tilde{I}_L \cdot Z_0]}{2Z_0} e^{-\gamma(l-z)}\end{aligned}$$

换为

得到

$$\begin{aligned}\tilde{U}(l) &= \frac{[\tilde{U}_L + \tilde{I}_L \cdot Z_0]}{2} e^{\gamma l} + \frac{[\tilde{U}_L - \tilde{I}_L \cdot Z_0]}{2} e^{-\gamma l} \\ \tilde{I}(l) &= \frac{[\tilde{U}_L + \tilde{I}_L \cdot Z_0]}{2Z_0} e^{\gamma l} - \frac{[\tilde{U}_L - \tilde{I}_L \cdot Z_0]}{2Z_0} e^{-\gamma l}\end{aligned}$$

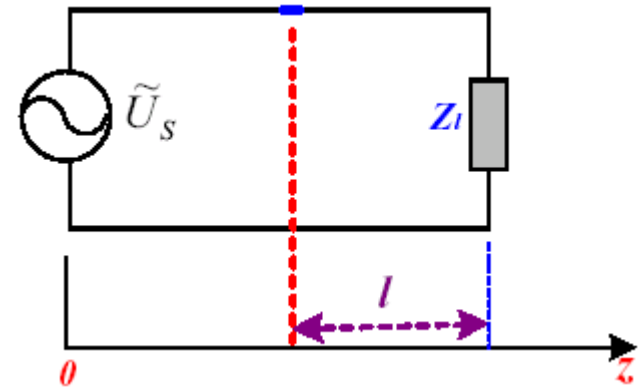
式中 $l - z$ 为观察点距负载的距离



例1：代入传输线波动方程

把下式

$$\begin{aligned}\tilde{U}(l) &= \frac{[\tilde{U}_L + \tilde{I}_L \cdot Z_0]}{2} e^{\gamma l} + \frac{[\tilde{U}_L - \tilde{I}_L \cdot Z_0]}{2} e^{-\gamma l} \\ \tilde{I}(l) &= \frac{[\tilde{U}_L + \tilde{I}_L \cdot Z_0]}{2Z_0} e^{\gamma l} - \frac{[\tilde{U}_L - \tilde{I}_L \cdot Z_0]}{2Z_0} e^{-\gamma l}\end{aligned}$$



表示为双曲函数的形式为

$$\tilde{U}(l) = \tilde{U}_L \cosh(\gamma l) + \tilde{I}_L \cdot Z_0 \sinh(\gamma l)$$

$$\tilde{I}(l) = \frac{\tilde{U}_L}{Z_0} \sinh(\gamma l) + \tilde{I}_L \cosh(\gamma l)$$

$$\sinh(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{2}$$

$$\cosh(x) = \frac{e^x + e^{-x}}{2}$$

$$\tanh(x) = \frac{\sinh(x)}{\cosh(x)} = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}}$$

例2：已知始端电压、电流

求任意一点电压电流

$$z = 0$$

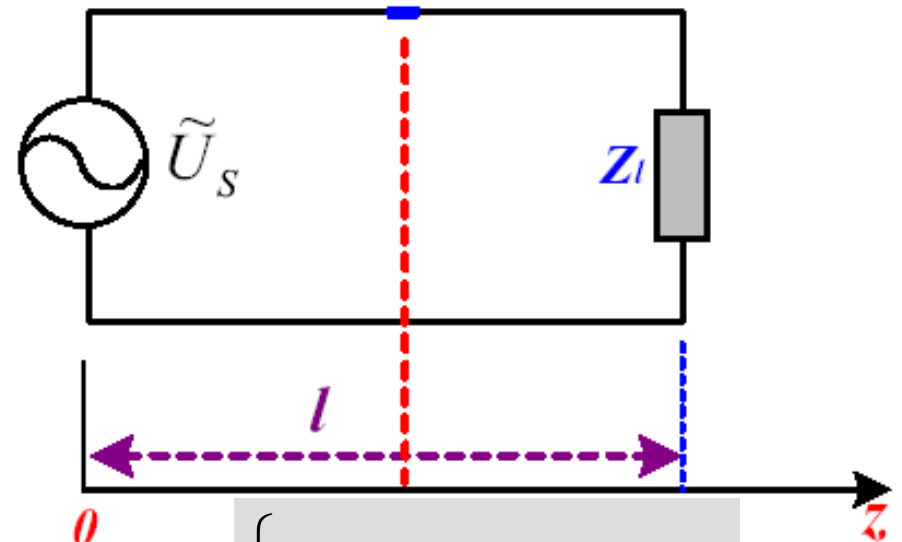
$$\begin{cases} \tilde{U}(0) = \tilde{U}_s \\ \tilde{I}(0) = \tilde{I}_s \end{cases}$$

代入

$$\tilde{U}(z) = U^+ e^{-\gamma z} + U^- e^{+\gamma z}$$

$$\tilde{I}(z) = \frac{1}{Z_0} (U^+ e^{-\gamma z} - U^- e^{+\gamma z})$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}}$$

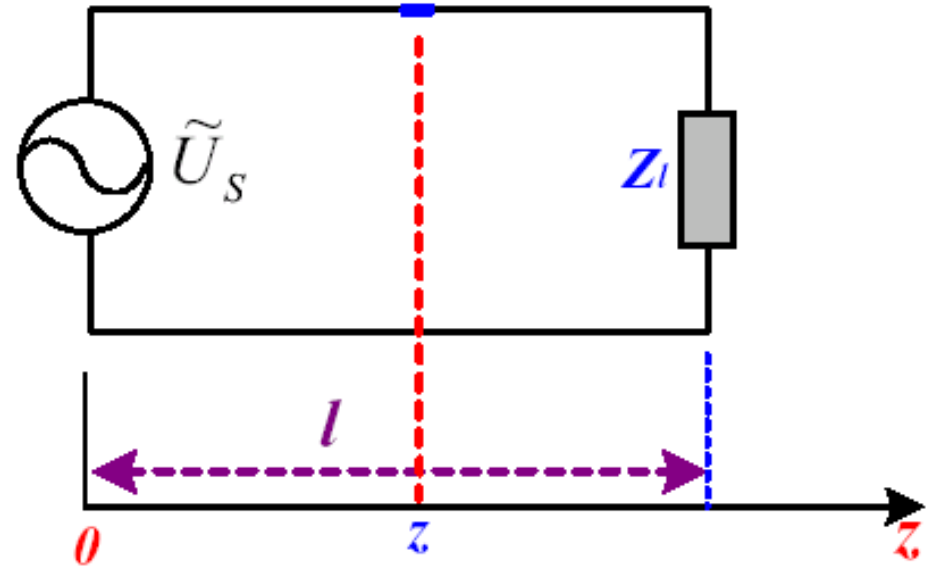


得到

$$\begin{cases} \tilde{U}_s = U^+ + U^- \\ \tilde{I}_s = \frac{1}{Z_0} (U^+ - U^-) \\ Z_0 = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}} \end{cases}$$

例2：已知始端电压、电流

$$\begin{cases} \tilde{U}_s = U^+ + U^- \\ \tilde{I}_s = \frac{1}{Z_0} (U^+ - U^-) \\ Z_0 = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}} \end{cases}$$



↓ 得到

$$U^+ = \frac{1}{2} [\tilde{U}_s + \tilde{I}_s \cdot Z_0]$$

$$U^- = \frac{1}{2} [\tilde{U}_s - \tilde{I}_s \cdot Z_0]$$

代入

$$\begin{aligned} \tilde{U}(z) &= U^+ e^{-\gamma z} + U^- e^{+\gamma z} \\ \tilde{I}(z) &= \frac{1}{Z_0} (U^+ e^{-\gamma z} - U^- e^{+\gamma z}) \end{aligned}$$

得到

$$\begin{aligned} \tilde{U}(z) &= \\ \tilde{I}(z) &= \end{aligned}$$



例2：已知始端电压、电流

即

$$\tilde{U}(z) = \frac{1}{2} [\tilde{U}_s + \tilde{I}_s \cdot Z_0] e^{-\gamma z} + \frac{1}{2} [\tilde{U}_s - \tilde{I}_s \cdot Z_0] e^{+\gamma z}$$

$$\tilde{I}(z) = \frac{\tilde{U}_s + \tilde{I}_s \cdot Z_0}{2Z_0} e^{-\gamma z} - \frac{\tilde{U}_s - \tilde{I}_s \cdot Z_0}{2Z_0} e^{+\gamma z}$$

表示为双曲函数的形式为



$$\tilde{U}(z) = \tilde{U}_s \cosh(\gamma z) - \tilde{I}_s \cdot Z_0 \sinh(\gamma z)$$

$$\tilde{I}(z) = \tilde{I}_s \cosh(\gamma z) - \frac{\tilde{U}_s}{Z_0} \sinh(\gamma z)$$

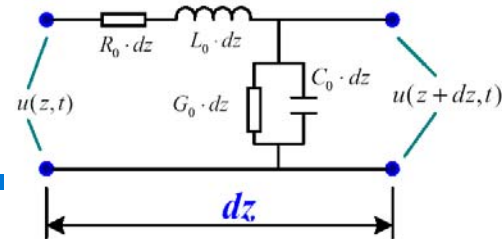
$$\sinh(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{2}$$

$$\cosh(x) = \frac{e^x + e^{-x}}{2}$$

$$\tanh(x) = \frac{\sinh(x)}{\cosh(x)} = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}}$$



传输线的特征参数



1. 特性阻抗 (Intrinsic Impedance)

定义：入射行波电压与入射行波电流之比

$$Z_0 = \frac{U^+}{I^+} = -\frac{U^-}{I^-} = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}}$$

无损耗线

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$$

$$R_0=0, G_0=0$$

2. 传播系数

$$\tilde{U}(z) = U^+ e^{-\gamma z} + U^- e^{+\gamma z}$$

$$\tilde{I}(z) = \frac{1}{Z_0} (U^+ e^{-\gamma z} - U^- e^{+\gamma z})$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}}$$

$$\gamma = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)} = \alpha + j\beta$$

无损耗线 $\gamma = j\omega\sqrt{L_0 C_0} = 0 + j\beta = jk$



传输线的特征参数

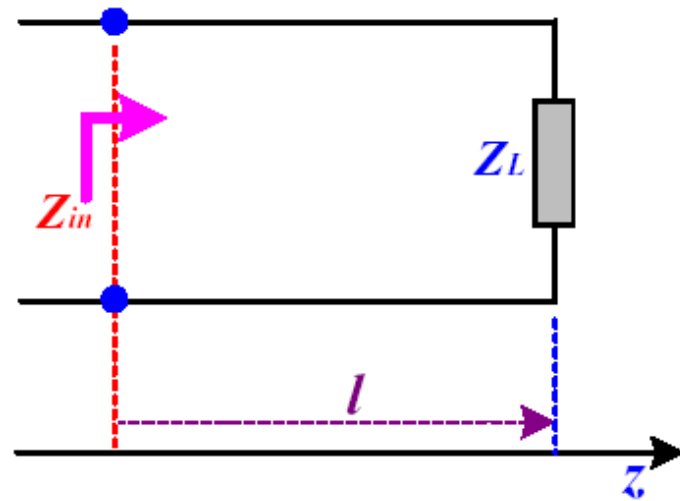
3. 输入阻抗: 某点朝负载端看过去的阻抗
定义: 传输线上该点的总电压和总电流之比

$$Z_{in} = \frac{\tilde{U}(z)}{\tilde{I}(z)} = \frac{U^+ e^{-\gamma z} + U^- e^{+\gamma z}}{U^+ e^{-\gamma z} - U^- e^{+\gamma z}} Z_0$$

由例1结果

$$\tilde{U}(l) = \tilde{U}_L \cosh(\gamma l) + \tilde{I}_L \cdot Z_0 \sinh(\gamma l)$$

$$\tilde{I}(l) = \frac{\tilde{U}_L}{Z_0} \sinh(\gamma l) + \tilde{I}_L \cosh(\gamma l)$$



得到
$$Z_{in} = \frac{\tilde{U}_L \cosh(\gamma l) + \tilde{I}_L \cdot Z_0 \sinh(\gamma l)}{\frac{\tilde{U}_L}{Z_0} \sinh(\gamma l) + \tilde{I}_L \cosh(\gamma l)} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh(\gamma l)}{Z_0 + Z_L \tanh(\gamma l)}$$



传输线的特征参数

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh(\gamma l)}{Z_0 + Z_L \tanh(\gamma l)}$$

无损耗线

$$\gamma = j\beta$$

得到

$$Z_{in} = Z_0 \cdot \frac{Z_L + jZ_0 \operatorname{tg}(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \operatorname{tg}(\beta l)}$$

$$\sinh(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{2}$$

$$\cosh(x) = \frac{e^x + e^{-x}}{2}$$

$$\tanh(x) = \frac{\sinh(x)}{\cosh(x)} = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}}$$



传输线的特征参数

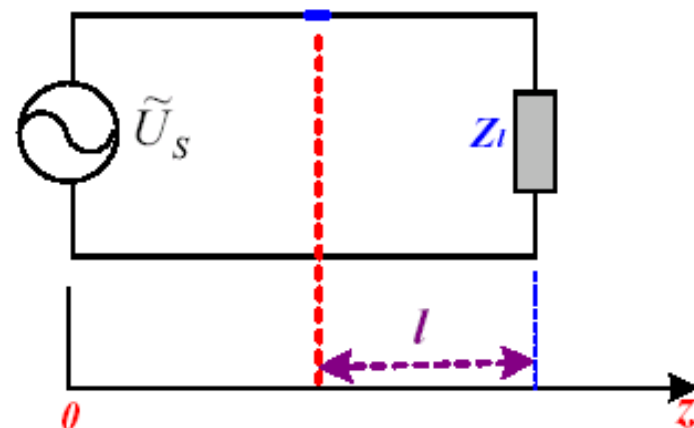
$$Z_0 = \frac{U^+}{I^+} = -\frac{U^-}{I^-} = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}}$$

4. 反射系数: 某点的反射系数

传输线上该点的反射波电压和入射波电压之比

$$\Gamma(z) = \frac{U^- e^{+\gamma z}}{U^+ e^{-\gamma z}} = \frac{U^-}{U^+} e^{+2\gamma z}$$

传输线上该点的电流反射系数



$$\begin{aligned}\tilde{U}(z) &= U^+ e^{-\gamma z} + U^- e^{+\gamma z} \\ \tilde{I}(z) &= \frac{1}{Z_0} (U^+ e^{-\gamma z} - U^- e^{+\gamma z}) \\ Z_0 &= \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}}\end{aligned}$$

$$\Gamma_I(z) = \frac{I^- e^{+\gamma z}}{I^+ e^{-\gamma z}} = -\frac{U^-}{U^+} e^{+2\gamma z} = -\Gamma(z)$$

传输线的特征参数

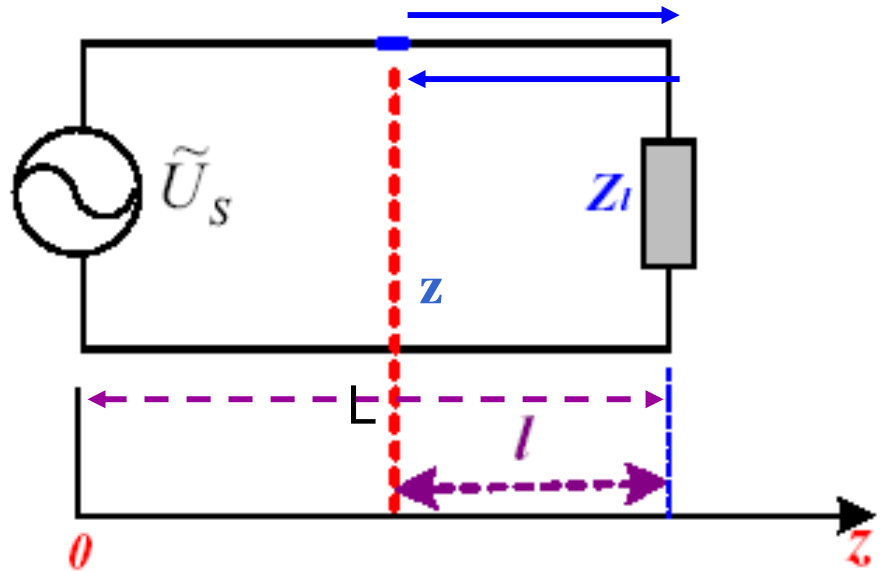
$$\Gamma(z) = \frac{U^- e^{+\gamma z}}{U^+ e^{-\gamma z}} = \frac{U^-}{U^+} e^{+2\gamma z}$$

负载处的反射系数为

$$\Gamma(L) = \frac{U^-}{U^+} e^{+2\gamma L}$$

如图，z点反射系数可表达为

$$\Gamma(z) = \frac{U^-}{U^+} e^{+2\gamma z} = \frac{U^-}{U^+} e^{+2\gamma(L-l)} = \Gamma(L) e^{-2\gamma l}$$



注意：2倍路程 2次时延

传输线的特征参数

根据例1结果

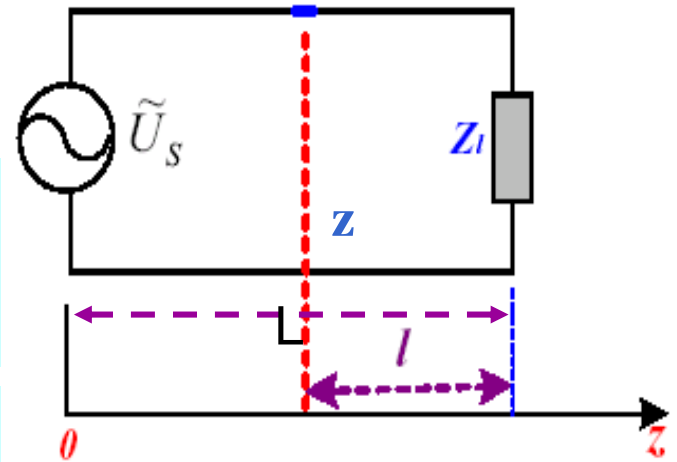
$$\tilde{U}(z) = \frac{[\tilde{U}_L + \tilde{I}_L \cdot Z_0]}{2} e^{\gamma l} + \frac{[\tilde{U}_L - \tilde{I}_L \cdot Z_0]}{2} e^{-\gamma l}$$

所以负载处的反射系数

$$l = 0$$

代入

$$\Gamma(L) = \frac{\frac{[\tilde{U}_L - \tilde{I}_L \cdot Z_0]}{2} e^{-\gamma l}}{\frac{[\tilde{U}_L + \tilde{I}_L \cdot Z_0]}{2} e^{\gamma l}} = \frac{\tilde{U}_L - \tilde{I}_L \cdot Z_0}{\tilde{U}_L + \tilde{I}_L \cdot Z_0} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$





传输线的特征参数

利用反射系数, $\Gamma(z) = \frac{U^- e^{+\gamma z}}{U^+ e^{-\gamma z}} = \frac{U^-}{U^+} e^{+2\gamma z}$

$$U^- = \Gamma(z) U^+ e^{-2\gamma z} \rightarrow U^- e^{+\gamma z} = \Gamma(z) U^+ e^{-\gamma z}$$

电压波可以写成

$$\tilde{U}(z) = U^+ e^{-\gamma z} [1 + \Gamma(z)]$$

电流波可以写成

$$\tilde{I}(z) = I^+ e^{-\gamma z} [1 - \Gamma(z)]$$

$$\tilde{U}(z) = U^+ e^{-\gamma z} + U^- e^{+\gamma z}$$

$$\tilde{I}(z) = \frac{1}{Z_0} (U^+ e^{-\gamma z} - U^- e^{+\gamma z})$$

$$\tilde{I}(z) = \frac{1}{Z_0} U^+ e^{-\gamma z} (1 - \Gamma(z))$$

几种特殊的传输线

1. 无限长均匀传输线

$$\tilde{U}(z) = U^+ e^{-\gamma z} + U^- e^{+\gamma z}$$

$$\tilde{I}(z) = \frac{1}{Z_0} (U^+ e^{-\gamma z} - U^- e^{+\gamma z})$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}}$$

由无限长的自然边界条件

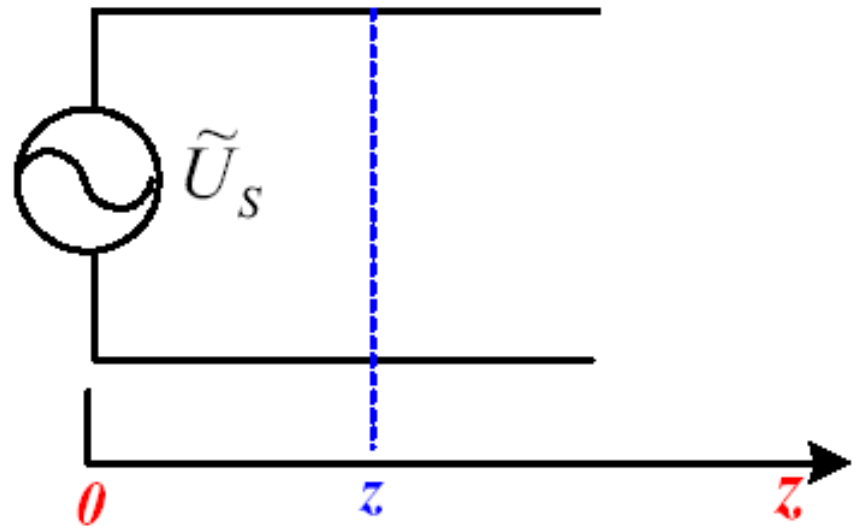


$z \rightarrow \infty$

$$\tilde{U}(z) = U^+ e^{-\gamma z}$$

$$\tilde{I}(z) = \frac{1}{Z_0} (U^+ e^{-\gamma z}) = I^+ e^{-\gamma z}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}}$$



无限长：
只有入射波
没有反射波



几种特殊的传输线

$$\gamma = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)} = \alpha + j\beta$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}}$$

2. 无损耗传输线

$$R_0=0, G_0=0$$

传播系数 $\gamma = j\omega\sqrt{L_0 C_0} = 0 + j\beta = jk$

相速: $v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{\omega}{\omega\sqrt{L_0 C_0}} = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}$

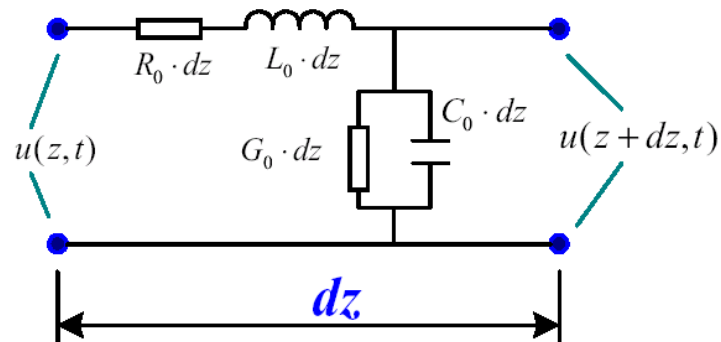
特性阻抗:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{j\omega L_0}{j\omega C_0}} = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = R_Z + j0$$

单位为欧姆，但不表示损耗。反映传输线行波状态下电压与电流之间关系的一个量，其值仅取决于传输线所填充的介质和线的横向尺寸，与线长度无关，且与频率无关。



几种特殊的传输线



3. 低损耗传输线 ($R_0 \ll \omega \cdot L_0$, $G_0 \ll \omega \cdot C_0$)

传播系数

$$\gamma = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)} = j\omega\sqrt{L_0 C_0} \left(\sqrt{\left(\frac{R_0}{j\omega L_0} + 1 \right) \left(\frac{G_0}{j\omega C_0} + 1 \right)} \right)$$

用级数展开，略掉高阶无穷小

对比 $\gamma = \alpha + j\beta$ 所以

$$\alpha \approx \frac{1}{2} \left(R_0 \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} + G_0 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \right)$$

$$\beta \approx \omega\sqrt{L_0 C_0}$$



几种特殊的传输线

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}}$$

3. 低损耗传输线 ($R_0 \ll \omega \cdot L_0$, $G_0 \ll \omega \cdot C_0$)

$$\beta \approx \omega \sqrt{L_0 C_0}$$

相速:
$$v_p = \frac{\omega}{\beta} \approx \frac{\omega}{\omega \sqrt{L_0 C_0}} = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}$$

特性阻抗:
$$Z_0 = R_Z + jX_Z = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} + j \left(\frac{1}{2\omega \sqrt{C_0}} \right) \left(\frac{R_0 C_0 - L_0 G_0}{L_0 C_0} \right)$$

$$R_0 C_0 - L_0 G_0 \begin{cases} > 0 \\ = 0 \\ < 0 \end{cases} \longrightarrow \text{设置参数 } R_0, C_0, L_0, G_0, \text{ 可以使得 } Z_0 \text{ 为纯实数}$$



一种特殊的低损耗传输线

设置参数 R_0 C_0 L_0 G_0 ，可以使得 Z_0 为纯实数
$$R_0 C_0 - L_0 G_0 \begin{cases} > 0 \\ = 0 \\ < 0 \end{cases}$$

无失真线 $R_0 C_0 - L_0 G_0 = 0$

无失真线

无损耗传输线

传播系数

$$\gamma = R_0 \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} + j\beta$$

$$\gamma = j\omega \sqrt{L_0 C_0} = 0 + j\beta = jk$$

相速:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}$$

特性阻抗:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = R_Z + j0$$



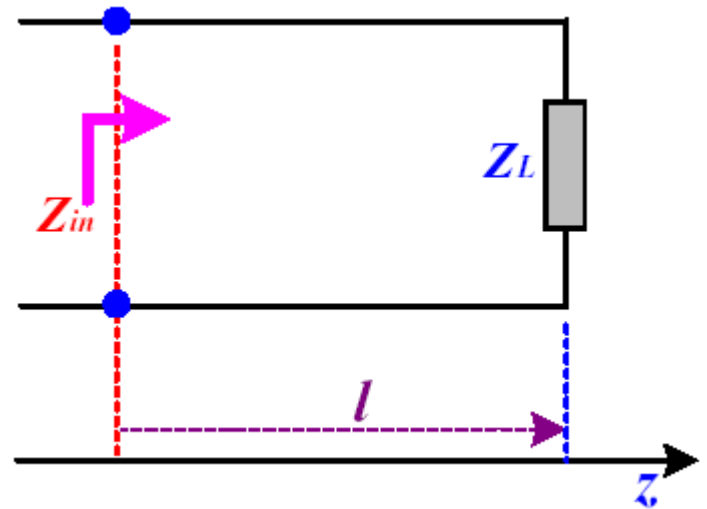
输入阻抗

$$Z_{in} = Z_0 \cdot \frac{Z_L + jZ_0 \operatorname{tg}(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \operatorname{tg}(\beta l)}$$

无损耗线输入阻抗

把 $Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = R_Z$ 代入

得到
$$Z_{in}(l) = R_Z \frac{Z_L + jR_Z \operatorname{tg}(\beta l)}{R_Z + jZ_L \operatorname{tg}(\beta l)}$$





传输线工作状态

传输线工作状态取决于线路终端所接的负载

- 1、行波状态——无反射——阻抗匹配
- 2、驻波状态——全反射——终端短路、开路
- 3、混和波（行驻波）状态——else

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh(\gamma l)}{Z_0 + Z_L \tanh(\gamma l)}$$

$$Z_L = ?$$

$$\Gamma(l) = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{-2\gamma l}$$



行波状态

行波状态：——无反射——阻抗匹配

行波状态反射系数 $\Gamma = 0$

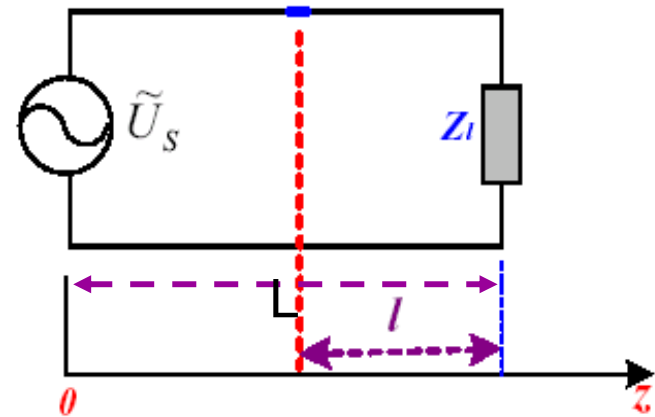
由反射系数 $\Gamma(l) = \Gamma(L)e^{-2\gamma l}$

其中负载处反射系数

$$\Gamma(L) = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

反射系数为0所以

$$Z_L = Z_0 \quad \text{所以} \quad Z_{in} = Z_0$$



$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh(\gamma l)}{Z_0 + Z_L \tanh(\gamma l)}$$

行波状态下无损耗线的特点

$$\begin{cases} \tilde{U}(z) = U^+ e^{-j\beta z} + 0 \cdot e^{+j\beta z} \\ \tilde{I}(z) = \frac{1}{Z_0} (U^+ e^{-j\beta z} - 0 \cdot e^{+j\beta z}) \end{cases}$$

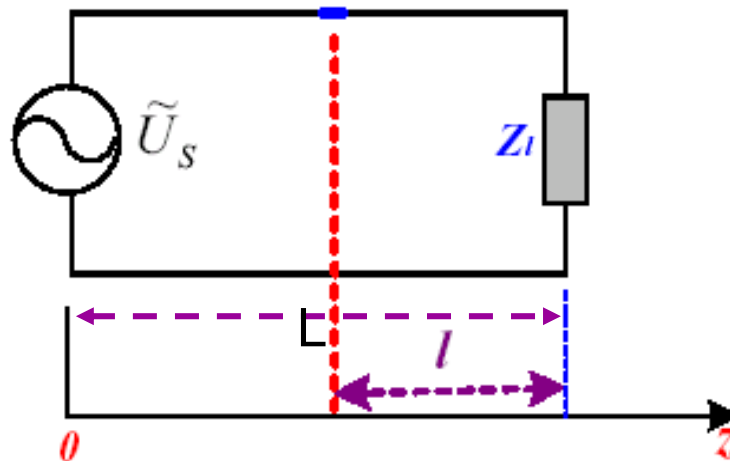
$$\begin{cases} Z_L = Z_0 \\ Z_{in} = Z_0 \end{cases}$$

无损耗线 $Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = R_Z$

所以输入阻抗

$$Z_{in} = Z_L = Z_0 = R_Z$$

无损耗线 $\gamma = j\beta$



行波状态下无损耗线的特点

- (1) 沿线电压、电流振幅不变（无损）
- (2) 电压、电流同相（纯电阻）无失真
- (3) 各点的输入阻抗等于传输线特性阻抗
- (4) 实现行波方法：a.无限长;b.阻抗匹配



驻波 (standing wave) 状态

终端短路、开路，或接有纯电抗性(电感性或电容性)负载时，负载不吸收能量，从信号源传向负载的入射波在终端产生全反射

$$Z_{in}(l) = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta l)}$$

驻波状态反射系数 $|\Gamma| = 1$

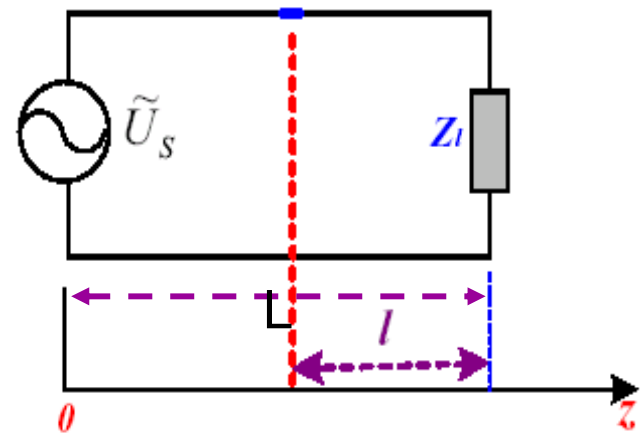
由反射系数 $\Gamma(l) = \Gamma(L)e^{-2\gamma l}$

其中负载处反射系数

$$\Gamma(L) = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

所以

$$\begin{cases} Z_L = 0 & Z_{in}(l) = jZ_0 \tan(\beta l) \\ Z_L = \infty & Z_{in}(l) = -jZ_0 \cot(\beta l) \end{cases}$$



$$\Gamma(L) = -1$$

$$\Gamma(L) = 1$$

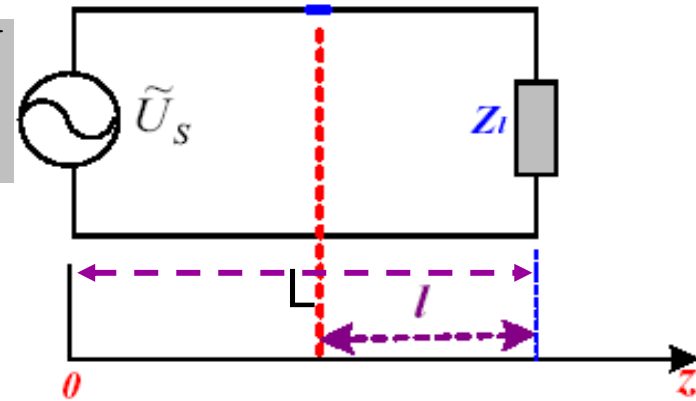


驻波状态下无损耗线的特点

$$\tilde{U}(z) = U^+ e^{-\gamma z} + U^- e^{+\gamma z}$$

$$\tilde{I}(z) = \frac{1}{Z_0} (U^+ e^{-\gamma z} - U^- e^{+\gamma z})$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}}$$



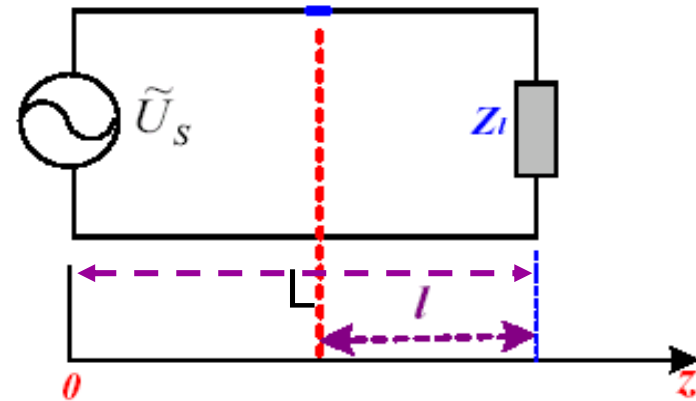
无损耗线 $\gamma = j\beta$

如驻波状态反射系数 $\Gamma(L) = 1$ $Z_L = \infty$

$$\begin{cases} \tilde{U}(z) = U^+ (e^{-j\beta z} + e^{+j\beta z}) = 2U^+ \cos \beta z \\ \tilde{I}(z) = \frac{U^+}{Z_0} (e^{-j\beta z} - e^{+j\beta z}) = j2 \frac{U^+}{Z_0} \sin \beta z \\ Z_0 = R_Z \end{cases}$$

驻波状态下无损耗线的特点

$$\left\{ \begin{array}{l} \tilde{U}(z) = U^+ (e^{-j\beta z} + e^{+j\beta z}) = 2U^+ \cos \beta z \\ \tilde{I}(z) = \frac{U^+}{Z_0} (e^{-j\beta z} - e^{+j\beta z}) = j2 \frac{U^+}{Z_0} \sin \beta z \\ Z_0 = R_Z \end{array} \right.$$



驻波状态

$$\left\{ \begin{array}{ll} Z_L = 0 & Z_{in}(l) = jZ_0 \tan(\beta l) \\ Z_L = \infty & Z_{in}(l) = -jZ_0 \cot(\beta l) \end{array} \right.$$

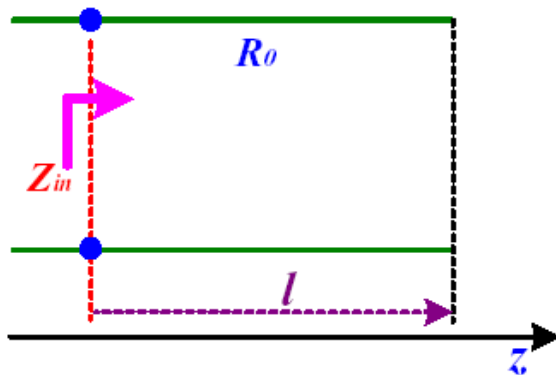
- (1) 沿线电压、电流振幅——驻波
- (2) 电压、电流相差为“90°” $U \cdot I$ 为纯虚数，无能量传输
- (3) 各点的输入阻抗——纯电抗（纯虚数）
- (4) 特点：没有功率传输——驻（standing）



总之，要更好地实现能量传输，
就要避免驻波，采用行波传输，
这要实现阻抗匹配

无损耗传输线的输入阻抗的研究 - 1

(1) 终端开路情况——纯电抗



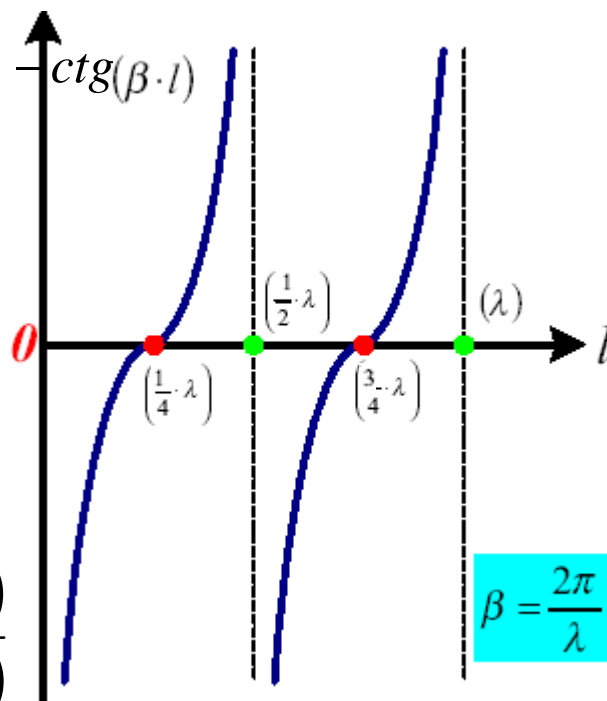
以下用 R_0 表示 R_Z

$$Z_{in}(l) = R_Z \frac{Z_L + jR_Z \operatorname{tg}(\beta l)}{R_Z + jZ_L \operatorname{tg}(\beta l)} \rightarrow Z_{in}(l) = R_0 \frac{Z_L + jR_0 \operatorname{tg}(\beta l)}{R_0 + jZ_L \operatorname{tg}(\beta l)}$$

$$Z_L = \infty \quad Z_{in}(l) = -jR_0 \operatorname{ctg}(\beta l) = -jZ_0$$

(a) $0 < l < \lambda/4$ 时呈容性

(b) $\lambda/4 < l < \lambda/2$ 时呈感性



任意电抗性负载
可用一有限长度
开路线来代替

(c) 周期性变化

无损耗传输线的输入阻抗的研究-2

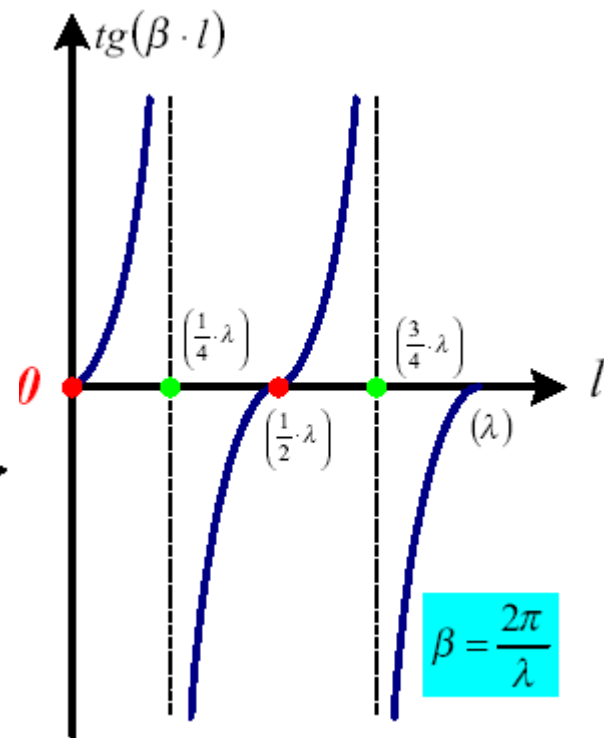
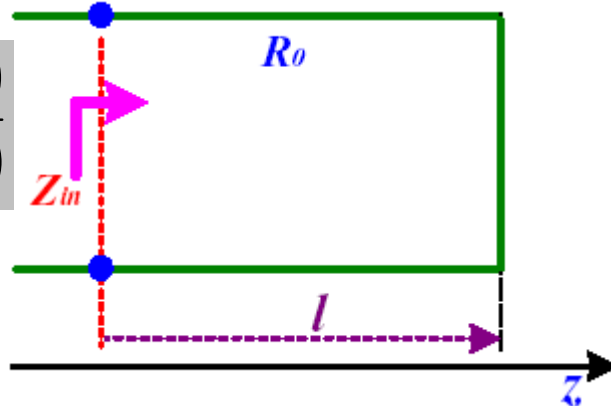
(2) 终端短路情况——纯电抗

$$Z_{in}(l) = R_0 \frac{Z_L + jR_0 \operatorname{tg}(\beta l)}{R_0 + jZ_L \operatorname{tg}(\beta l)}$$

$$Z_L = 0$$

$$Z_{in}(l) = jR_0 \operatorname{tg}(\beta l) = jZ_s$$

任意电抗性负载
可用一有限长度
短路线来代替



(a) $0 < l < \lambda/4$ 时呈感性

(b) $\lambda/4 < l < \lambda/2$ 时呈容性

(c) 周期性变化

周期是多少? $\lambda/2$



无损耗传输线的输入阻抗的研究-3

研究特定长度的传输线

(1) 四分之一阻抗变换器——**阻抗倒置**

令 $l = \frac{\lambda}{4}$

$$Z_{in}\left(\frac{\lambda}{4}\right) = \lim_{\beta l \rightarrow \frac{\pi}{2}} \left(R_0 \frac{Z_L + jR_0 \operatorname{tg}(\beta l)}{R_0 + jZ_L \operatorname{tg}(\beta l)} \right) = (R_0)^2 \left(\frac{1}{Z_L} \right)$$

则

$$\left\{ \begin{array}{ll} Z_L = 0 & \Rightarrow Z_{in} = \infty \\ Z_L = \infty & \Rightarrow Z_{in} = 0 \end{array} \right.$$

周期为 $\lambda/2$ 所以实现**阻抗倒置**传输线长度还可为 $l = \frac{\lambda}{4} + k\lambda/2$

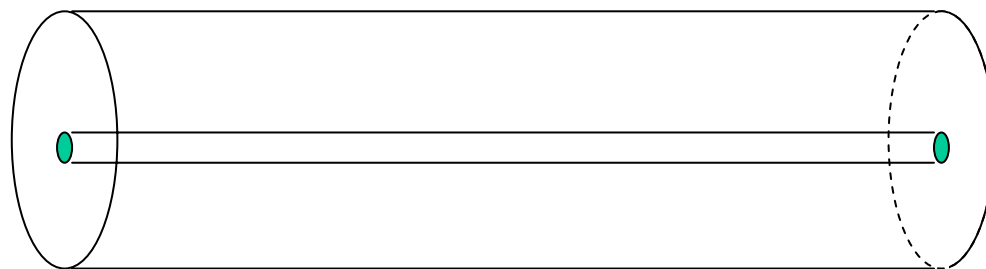


无损耗传输线的输入阻抗的研究 - 3

研究特定长度的传输线

(1) 四分之一阻抗变换器——阻抗倒置

同轴线



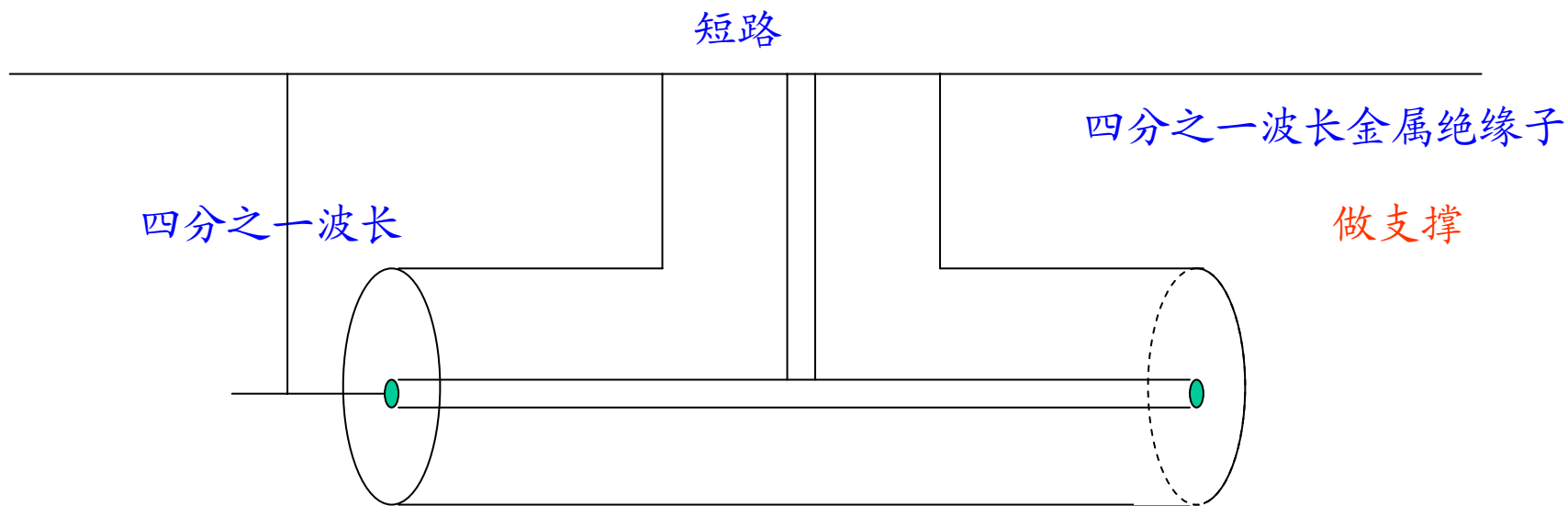
希望固定到上面



无损耗传输线的输入阻抗的研究 - 3

研究特定长度的传输线

(1) 四分之一阻抗变换器——阻抗倒置





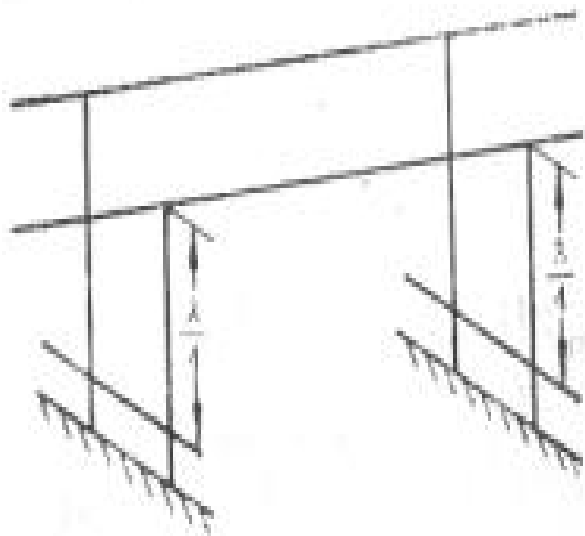
无损耗传输线的输入阻抗的研究-3

研究特定长度的传输线

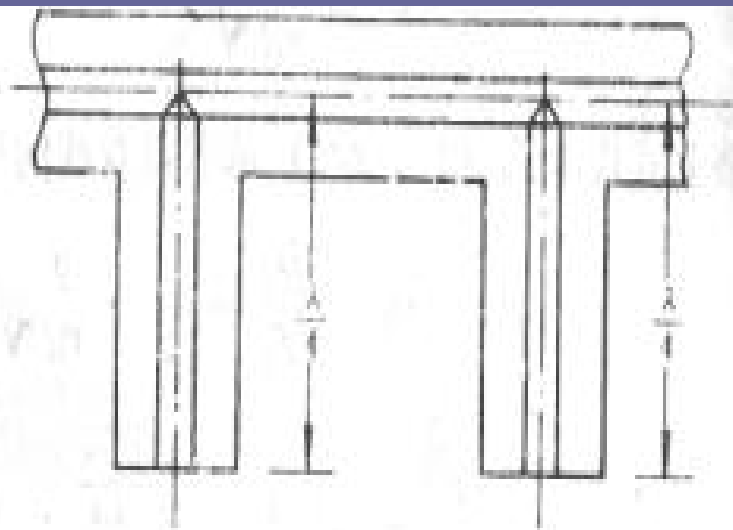
(1) 四分之一阻抗变换器——阻抗倒置

$\lambda/4$ 终端短路线金属绝缘子是用来做支架的

由主传输线向“支架”看进去的输入阻抗很大（理想情况为无限大），因此，它对于传输线上的电压和电流分布几乎没影响。它相当于一个绝缘子，因它是金属材料做成的，故称其为金属绝缘子。



(a)



(b)

$\lambda/4$

图

短路线支架



无损耗传输线的输入阻抗的研究 - 3

研究特定长度的传输线

(2) 二分之一阻抗变换器——**阻抗还原**

令 $l = \frac{\lambda}{2}$

$$Z_{in}\left(\frac{\lambda}{2}\right) = \lim_{\beta l \rightarrow \pi} \left(R_0 \frac{Z_L + jR_0 \operatorname{tg}(\beta l)}{R_0 + jZ_L \operatorname{tg}(\beta l)} \right) = Z_L$$

不管传输线的特性阻抗为何值，半波长传输线不会改变或变换负载阻抗。

周期为 $\lambda/2$ 所以实现**阻抗还原**传输线长度还可为 $l = \frac{\lambda}{2} + k\lambda/2$



传输线的工作状态3：混合波状态

传输线终端接有任意负载阻抗： $Z_L = R_L \pm jX_L$

此时从信号源传向负载的能量有一部分被负载所吸收，另一部分被反射，即在传输线上既有行波成分，又有驻波成分，称为行驻波状态（混合波状态）。

讨论特殊情况：

无损耗线

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = R_0$$

$$\gamma = j\beta$$

纯电阻负载

$$Z_L = R_L$$



传输线的工作状态3：混合波状态

$$\Gamma(L) = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

讨论情况：

无损耗线

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = R_0$$

$$\gamma = j\beta$$

$$\Gamma(L) = \frac{R_L - R_0}{R_L + R_0}$$

纯电阻负载

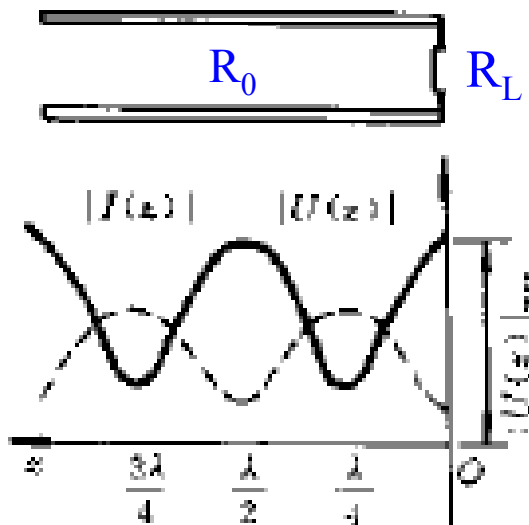
$$Z_L = R_L$$

负载处
 $z=L$

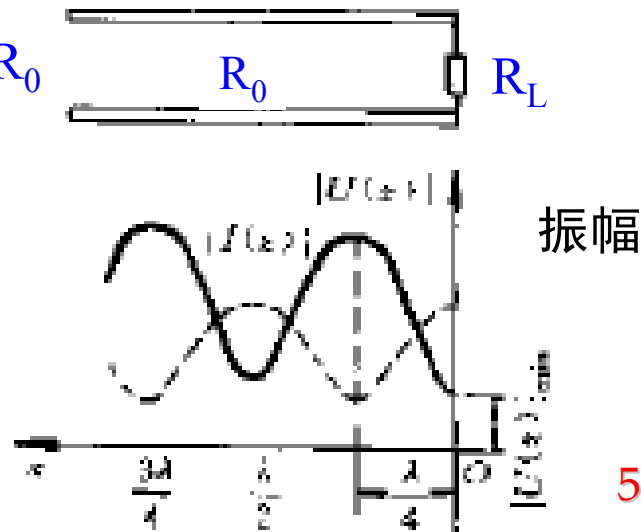
$$\tilde{U}(z) = U^+ e^{-j\beta z} (1 + \Gamma(z))$$

$$= U^+ e^{-j\beta L} (1 + \Gamma(L)) = U^+ e^{-j\beta L} \left(1 + \frac{R_L - R_0}{R_L + R_0} \right)$$

$R_L > R_0$



$R_L < R_0$

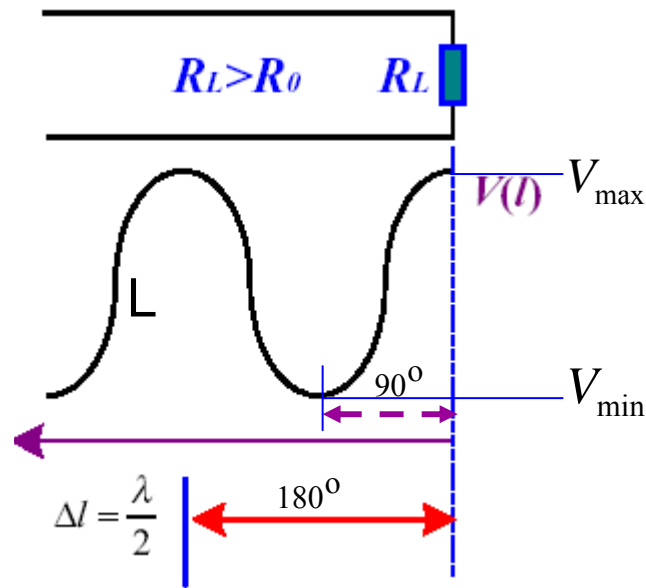
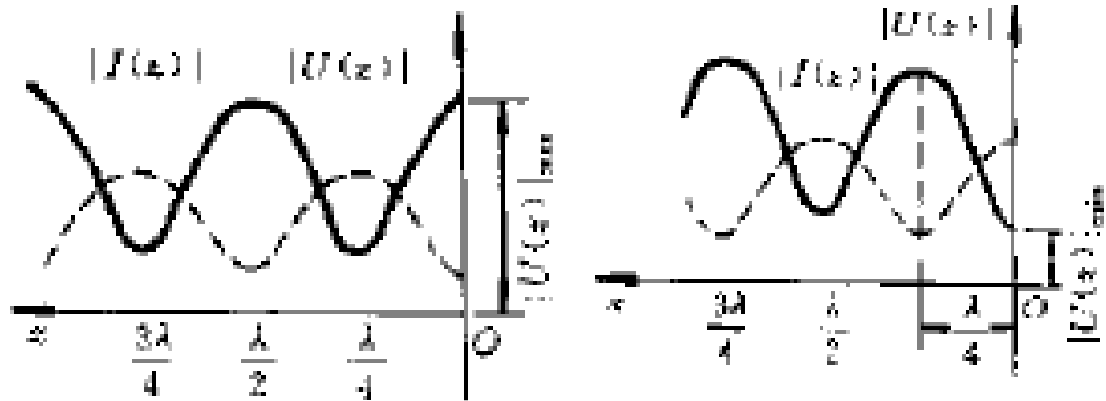
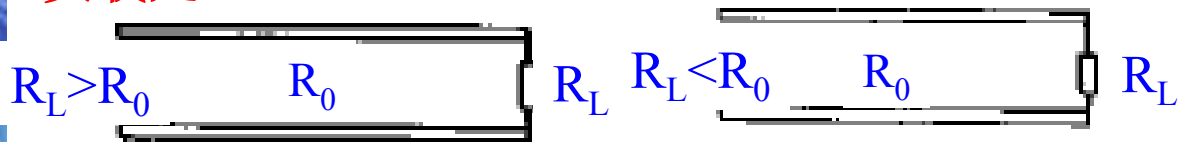




传输线的工作状态3：混合波状态

$$\tilde{U}(L) = U^+ e^{-j\beta L} \left(1 + \frac{R_L - R_0}{R_L + R_0} \Gamma(L) = \frac{R_L - R_0}{R_L + R_0} \right)$$

负载处



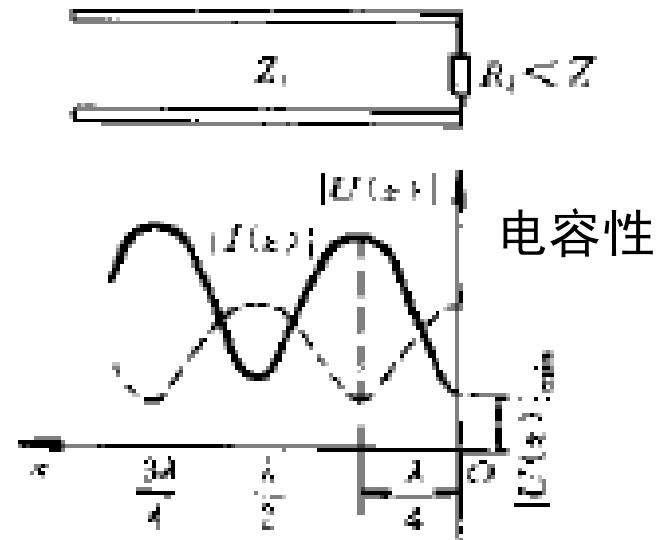
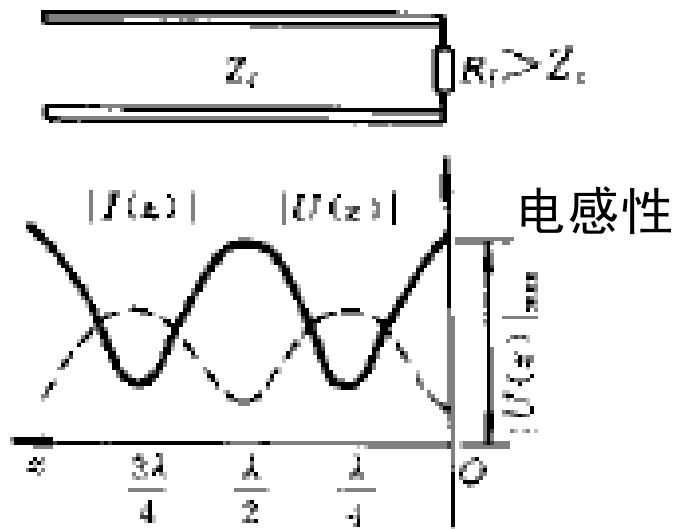
- (1) $R_L > R_0$ 时，反射系数为**正** —— 负载上**电压**最大
- (2) $R_L < R_0$ 时，反射系数为**负** —— 负载上**电流**最大
- (3) 极值间距：半波长

记忆：开路无电流短路无电压

用途：判断纯电阻负载的相对大小



传输线的工作状态3：混合波状态



反射波幅度小于入射波幅度，入射波功率部分被负载吸收。线上有行波和驻波，工作在行驻波状态。行/驻波的相对大小决定于负载与传输线的失配程度



驻波比SWR (standing wave ratio)

驻波比(SWR)

1. 电压 (Voltage) 最大振幅值与电压最小振幅值之比
2. 反映反射波强弱的程度，不反映相位关系

...电压、电流、电场

$$S = \frac{|V_{\max}|}{|V_{\min}|} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \geq 1$$

阻抗匹配时（行波状态，无反射）： $S = 1$

开路、短路时（驻波状态，全反射）： $S \rightarrow \infty$

混合波状态（部分反射）时： $S \rightarrow (1, \infty)$



例题

已知传输线 $R_0 = 6\Omega/km$ $L_0 = 2.2mh/km$ $C_0 = 0.005\mu f/km$
 $G_0 = 0.05\mu S/km$ 求在1kHz时的 Z_0 α β
Siemens

求在线长100km时的衰减和相移，计算相速度

解： 根据 $Z_0 = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}}$ 要求 $\omega = ?$

$$\omega = 2\pi f = 6280 rad/s$$

所以 $Z_0 = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}} = 692.5 - j11.52\Omega$



例题

$$\alpha \quad \beta$$

求在线长100km时的衰减和相移，计算相速度

解： $\omega = 2\pi f = 6280 \text{ rad} / \text{s}$

根据 $\gamma = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)} = \alpha + j\beta$

$$= 0.0045 + j0.0213$$

所以 $\alpha = 0.0045 \text{ Np} / \text{km}$

$$\beta = 0.0213 \text{ rad} / \text{km}$$



例题

$$\alpha = 0.0045 \text{ Np} / \text{km}$$

$$\beta = 0.0213 \text{ rad} / \text{km}$$

求在线长100km时的衰减和相移，计算相速度

解： $\omega = 2\pi f = 6280 \text{ rad} / \text{s}$

100km时

$$\text{衰减} = 0.45 \text{ Np} = 8.686 \times 0.45 = 3.91 \text{ dB}$$

$$\text{相移} = 2.13 \text{ rad}$$

根据 $v_p = \frac{\omega}{\beta}$

所以，相速度为 $v_p = \frac{\omega}{\beta} = 294.84 \times 10^3 \text{ km} / \text{s}$



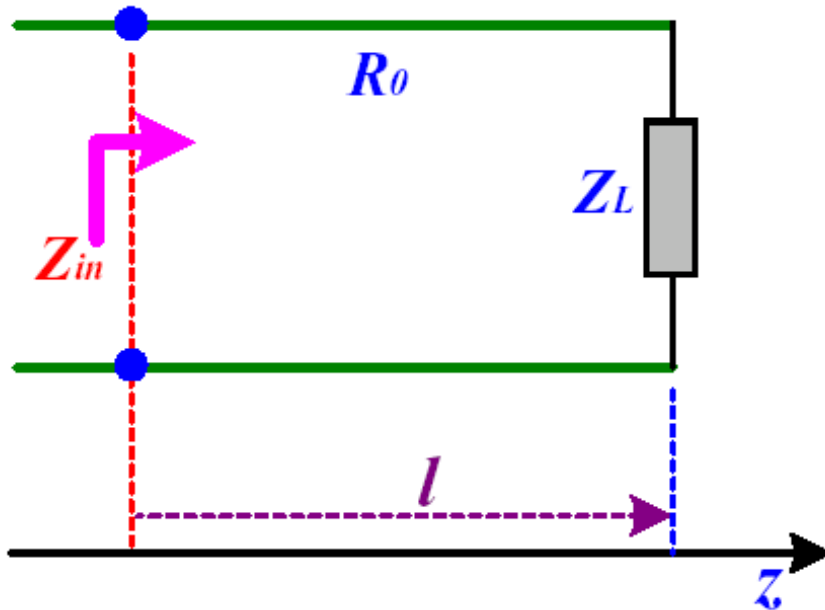
驻波比SWR-2

讨论：无损耗线、任意负载时的情况

用途：任意负载阻抗的信息



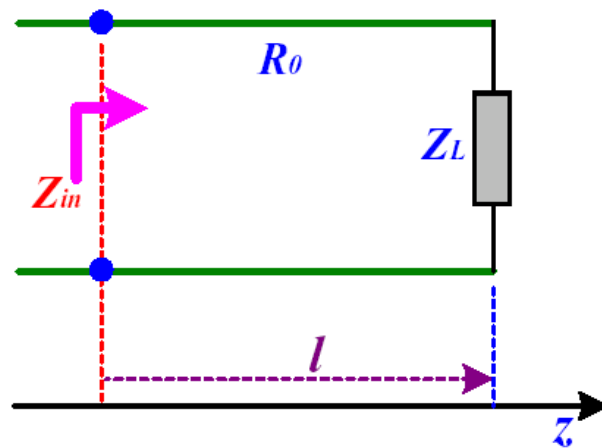
研究任意负载阻抗的无损耗传输线



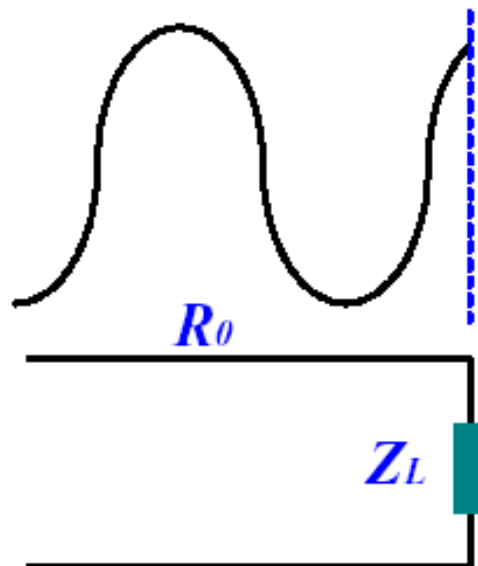
用途：任意负载阻抗的信息

$$Z_{in}(l) = R_0 \frac{Z_L + jR_0 \operatorname{tg}(\beta l)}{R_0 + jZ_L \operatorname{tg}(\beta l)}$$

例题：设负载阻抗为 $Z_L = R_L + jX_L$



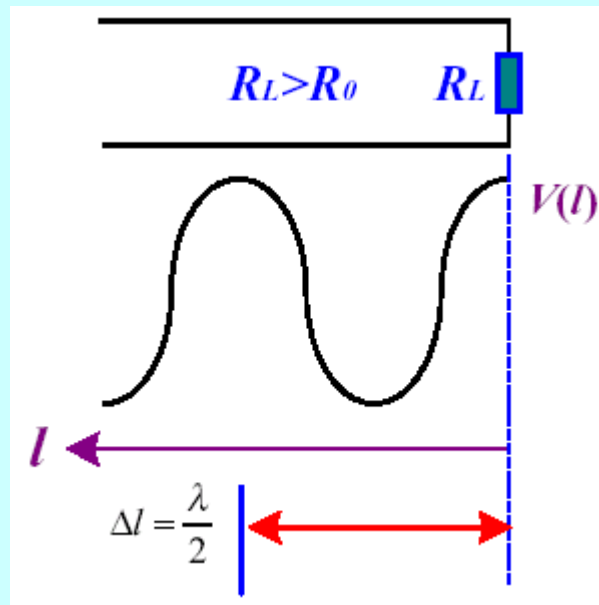
电压波曲线



求任意点反射系数



已知：无损耗线、纯电阻负载情况



- (1) $R_L > R_0$ 时，反射系数为 **正**——负载上 **电压** 最大
(2) $R_L < R_0$ 时，反射系数为 **负**——负载上 **电流** 最大

知道纯电阻负载，就知道驻波形状 **和** $\Gamma(L) = \frac{R_L - R_0}{R_L + R_0}$

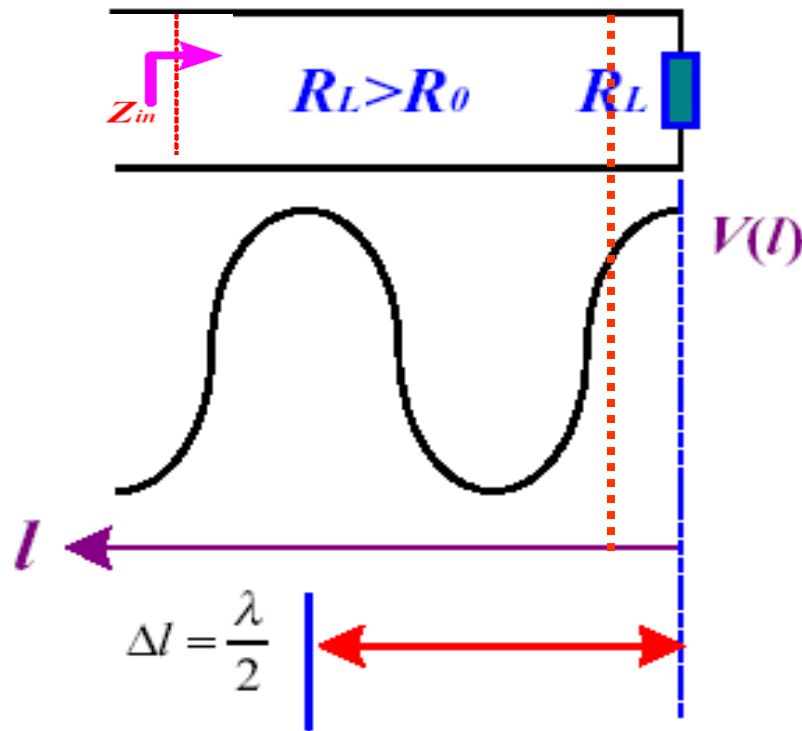


已知：无损耗线、纯电阻负载情况

知道纯电阻负载：

我们还能计算出任意一点的输入阻抗

$$Z_{in}(l) = R_0 \frac{R_L + jR_0 \tan(\beta l)}{R_0 + jR_L \tan(\beta l)}$$



$$R_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$$



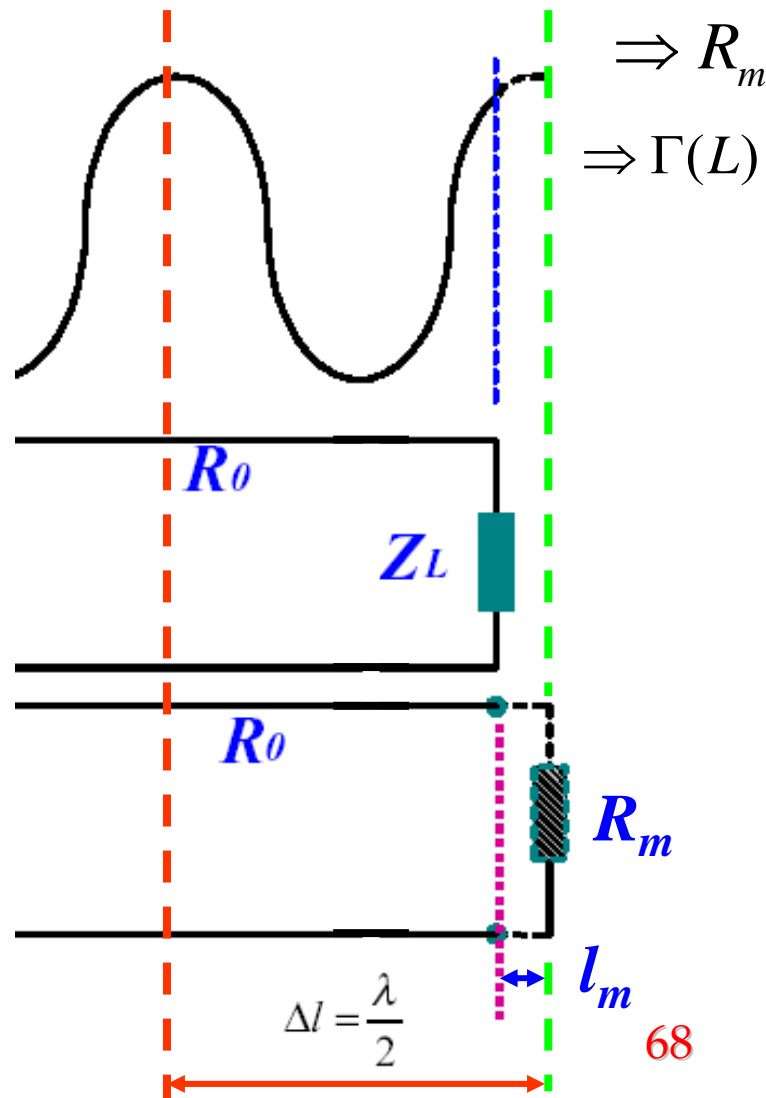
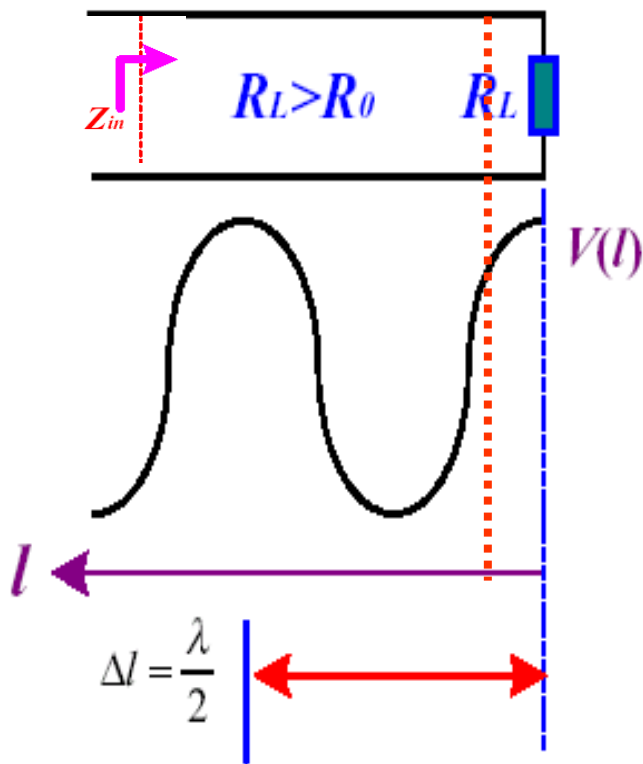
已知：无损耗线、纯电阻负载情况

$$\Gamma(L) = \frac{R_L - R_0}{R_L + R_0}$$

已知任意负载阻抗的无损耗传输线和驻波形状, 求反射系数?

构造纯电阻电路

让已知的负载阻抗 = 输入阻抗



我们能计算出任意一点的输入阻抗

$$Z_{in}(l) = R_0 \frac{R_L + jR_0 \tan(\beta l)}{R_0 + jR_L \tan(\beta l)}$$



任意负载阻抗的无损耗传输线

假想：一段传输线 l_m
把不足部分补上，
即可利用已知的
无损耗线纯电阻负载的结论

让 $Z_{in} = Z_L$

所以

$$Z_L = R_0 \frac{R_m + jR_0 \tan(\beta l_m)}{R_0 + jR_m \tan(\beta l_m)}$$

l_m 可以从图中得到

这样就可以计算出 R_m 推出反射系数

