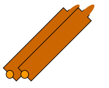
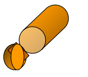
第七章
导行电磁波

导波系统的分类

- 导波系统：引导电磁波沿一定方向传播的装置。

1、传输线：

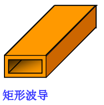

双导线

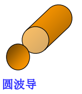

同轴线

- 平行双导线是最简单的TEM波传输线，随着工作频率的升高，其辐射损耗急剧增加，故双导线仅用于米波和分米波的低频段。
- 同轴线没有电磁辐射，工作频带很宽。

导波系统的分类

2、波导管


矩形波导

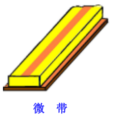

圆波导

- 电磁波在波导管内传播，损耗很小，使用频率范围为3GHz—30GHz。

导波系统的分类

3、表面波波导：


带状线


微　带

- 微带线可采用印刷电路制作技术，在微波集成电路中得到广泛利用。
- 介质波导主要用于毫米波到光波波段，光纤就是介质波导。

导波系统的分类

- 几种常用导波系统的主要特性

名　称	波　形	电磁屏蔽	使用波段
双导线	TEM波	差	> 3m
同轴线	TEM波	好	> 10cm
带状线	TEM波	差	厘米波
微　带	准TEM波	差	厘米波
矩形波导	TE或TM波	好	厘米波、毫米波
圆波导	TE或TM波	好	厘米波、毫米波
光　纤	TE或TM波	差	光波

§ 7.6 传输线

一、基本概念

1° 传输线

- 双导体导波系统，例如平行双线、同轴线等
- 均匀传输线
  - 截面尺寸、形状、媒质分布、材料及边界条件均不变的传输线

§ 7.6 传输线

- 传输线的分析方法

  (1)场的方法

  从麦克斯韦方程出发，得到满足边界条件的电场和磁场的解

  (2)路的方法

  从传输线方程出发，得到满足边界条件的电压和电流的解

  说明：路的方法只是一种近似分析方法，在微波的低频段能满足实际工程的需要；但在微波的高频段，只能用场的方法来分析

§ 7.6 传输线

2° 长线理论

- 在微波波段工作的各种传输线，其上传输的电磁波的波长很短，传输线的几何长度与信号波长可以相比拟，所以传输线又称为长线。
- 其几何长度 l 与其上工作波长 λ 的比值（即 l/λ）称为传输线的电长度。一般认为当 $l>0.1\lambda$ 时可看成长线。
- 这时传输线上的电压、电流相位相差很大，必须考虑分布参数效应。
- 传输线理论又称为长线理论。

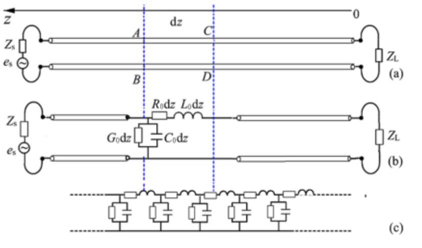
§ 7.6 传输线

3° 分布参数模型

- 由于电流流过导线路使导线发热这表明导线本身具有分布电阻；
- 由于导线间绝缘不完善而存在漏电流这表明导线间处处有分布漏电导；
- 由于导线中通过电流，周围将有磁场因而导线上存在分布电感的效应；
- 由于导线间有电压，导线间便有电场，于是导线间存在分布电容的效应。
- 分别用R_0、G_0、L_0、C_0表示单位长度上的分布电阻、分布漏电导、分布电感、分布电容
- 分布阻抗 $Z=R_0+j\omega L_0$，分布导纳 $Y=G_0+j\omega C_0$
- 分布参数值由传输线的尺寸、导体材料及周围介质的参数决定，与传输线具体的工作状态无关

§ 7.6 传输线

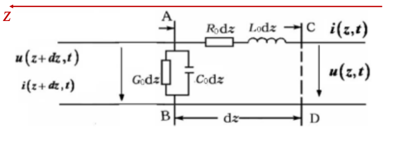
4° 传输线等效电路



§ 7.6 传输线

二、均匀传输线方程

- 均匀传输线
  - 分布参数沿电磁传播方向是均匀分布的，不随坐标变化而变化
- 采用电路理论的分析方法



§ 7.6 传输线

1° 应用Kirchhoff 定律

$$\begin{cases}\dfrac{\partial u(z,t)}{\partial z}=R_0 i(z,t)+L_0\dfrac{\partial i(z,t)}{\partial t}\\[2mm]\dfrac{\partial i(z,t)}{\partial z}=G_0 u(z,t)+C_0\dfrac{\partial u(z,t)}{\partial t}\end{cases}$$

- 均匀传输线方程的时域形式，也称为电报方程。

§ 7.6 传输线

2° 对于时谐场

$$\begin{cases} u(z,t)=R_e\left[U(z)e^{j\omega t}\right] \\ i(z,t)=R_e\left[I(z)e^{j\omega t}\right] \end{cases}$$

有：

$$\begin{cases} \dfrac{dU(z)}{dz}=(R_0+j\omega L_0)I(z)=ZI(z) \\ \dfrac{dI(z)}{dz}=(G_0+j\omega C_0)U(z)=YU(z) \end{cases}$$

上式均匀传输线方程的时谐形式。

§ 7.6 传输线

三、均匀传输线方程的解

- 令 $\gamma=\sqrt{ZY}=\sqrt{(R_0+j\omega L_0)(G_0+j\omega C_0)}$ ，可得到

$$\begin{cases} \dfrac{dU(z)}{dz}=(R_0+j\omega L_0)I(z)=ZI(z) \\ \dfrac{dI(z)}{dz}=(G_0+j\omega C_0)U(z)=YU(z) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \dfrac{d^2U(z)}{dz^2}-\gamma^2U(z)=0 \\ \dfrac{d^2I(z)}{dz^2}-\gamma^2I(z)=0 \end{cases}$$

§ 7.6 传输线

1° 均匀传输线方程的通解

$$\begin{cases} U(z)=U^+(z)+U^-(z)=Ae^{+\gamma z}+Be^{-\gamma z} \\ I(z)=I^+(z)+I^-(z)=\dfrac{1}{Z_0}\left(Ae^{+\gamma z}-Be^{-\gamma z}\right) \end{cases}$$

- ***A***，***B***为待定系数，由边界条件确定
- $\mathbf{Z_0=\sqrt{\dfrac{Z}{Y}}=\sqrt{\dfrac{(R_0+j\omega L_0)}{(G_0+j\omega C_0)}}}$ 为特性阻抗
- $\gamma=\sqrt{ZY}=\sqrt{(R_0+j\omega L_0)(G_0+j\omega C_0)}=\alpha+j\beta$ 为传播常数

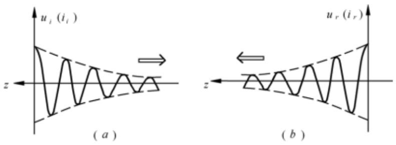
§ 7.6 传输线

2° 解的物理意义

$$\begin{cases} U(z)=U^+(z)+U^-(z)=Ae^{+\gamma z}+Be^{-\gamma z} \\ I(z)=I^+(z)+I^-(z)=\dfrac{1}{Z_0}\left(Ae^{+\gamma z}-Be^{-\gamma z}\right) \end{cases}$$

- 第 1 项代表沿 *z* 轴负方向传输的波，即从电源向负载传输的波，称为入射波；
- 第 2 项代表沿 *z* 轴正方向传输的波，即从负载向电源传输的波，称为反射波。
- 传输线的任意横截面处电压或电流都是入射波和反射波叠加的结果。

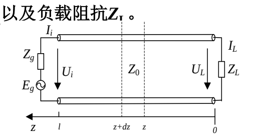
§ 7.6 传输线



§ 7.6 传输线

3° 均匀传输线方程的特解

- 根据传输线始端或终端的边界条件可确定均匀传输线方程的特解。
- 传输线的边界条件通常有以下三种：
  - 已知终端电压U_L和终端电流I_L；
  - 已知始端电压U_i和始端电流I_i；
  - 已知信源电动势E_g和内阻Z_g以及负载阻抗Z_L。



§ 7.6 传输线

- 以终端（负载）边界条件为例
- 已知

$$U(0)=U_L, I(0)=I_L$$

- 有：

$$\begin{cases} U(z)=Ae^{+\gamma z}+Be^{-\gamma z} \\ I(z)=\dfrac{1}{Z_0}\left(Ae^{+\gamma z}-Be^{-\gamma z}\right) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} A=\dfrac{1}{2}(U_L+I_LZ_0) \\ B=\dfrac{1}{2}(U_L-I_LZ_0) \end{cases}$$

$$\begin{cases} U(z)=\dfrac{U_L+I_LZ_0}{2}e^{\gamma z}+\dfrac{U_L-I_LZ_0}{2}e^{-\gamma z} \\ I(z)=\dfrac{1}{Z_0}\left(\dfrac{U_L+I_LZ_0}{2}e^{\gamma z}-\dfrac{U_L-I_LZ_0}{2}e^{-\gamma z}\right) \end{cases}$$

§ 7.6 传输线

- 有：

$$\begin{cases} U(z)=\dfrac{U_L+I_LZ_0}{2}e^{\gamma z}+\dfrac{U_L-I_LZ_0}{2}e^{-\gamma z} \\ I(z)=\dfrac{1}{Z_0}\left(\dfrac{U_L+I_LZ_0}{2}e^{\gamma z}-\dfrac{U_L-I_LZ_0}{2}e^{-\gamma z}\right) \end{cases}$$

- 用双曲函数表示

$$\begin{cases} U(z)=U_L\cosh(\gamma z)+I_LZ_0\sinh(\gamma z) \\ I(z)=\dfrac{U_L}{Z_0}\sinh(\gamma z)+I_L\cosh(\gamma z) \end{cases}$$

§ 7.6 传输线

四、均匀传输线的特性参数

1° 特性阻抗Z_0

- 定义为入射波电压与入射波电流之比，也可以是反射波电压与入射波电流之比的负值

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

Z_0是复数；与工作频率有关；由传输线自身分布参数决定；与负载及信源无关。

对于均匀无耗传输线，$R_0=G_0=0$，特性阻抗为：$Z_0=\sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$

此时，特性阻抗Z_0为实数，且与频率无关。

§ 7.6 传输线

- 当损耗很小，即$R_0<<\omega L_0$、$G_0<<\omega C_0$时，有：

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

即损耗很小时，特性阻抗近似为实数。

§ 7.6 传输线

- 无耗平行双导线传输线：间距$D \gg$直径d

$$Z_0=\frac{120}{\sqrt{\varepsilon_r}}\ln\frac{2D}{d}$$

ε_r为导线周围填充介质的相对介电常数

- 同轴线：内、外导体半径分别为a、b，

$$Z_0=\frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}}\ln\frac{b}{a}$$

ε_r为内、外导体间填充介质的相对介电常数。
常用的特性阻抗有50 Ω 和75Ω两种。

§ 7.6 传输线

2° 传播常数与相速

- $\gamma=\sqrt{ZY}=\sqrt{(R_0+j\omega L_0)(G_0+j\omega C_0)}=\alpha+j\beta$
- 等相位面的传播速度

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

- 对于均匀无耗传输线，$R_0=G_0=0 \quad \gamma=j\omega\sqrt{L_0C_0}=j\beta$

$$v_p=\frac{\omega}{\beta}=\frac{1}{\sqrt{L_0C_0}}$$

§ 7.6 传输线

3° 波长

- 传输线上行波在一个周期内等相位面移动的距离

$$\lambda = v_p T = \frac{v_p}{f} = \frac{2\pi}{\beta}$$

§ 7.6 传输线

五、均匀传输线的工作参数

1° 输入阻抗

- 传输线上任意一点 z 处向负载方向看去的阻抗，为该点的电压与电流之比

$$Z_{in}(z) = \frac{U(z)}{I(z)}$$

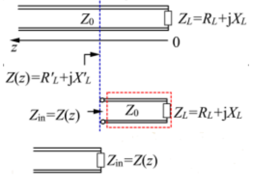
- 无耗均匀传输线上各点电压$U(z)$、电流$I(z)$；终端电压U_L、电流I_L的关系如下：

$$\begin{cases} U(z) = \dfrac{U_L + I_L Z_0}{2} e^{\gamma z} + \dfrac{U_L - I_L Z_0}{2} e^{-\gamma z} \\ I(z) = \dfrac{1}{Z_0}\left(\dfrac{U_L + I_L Z_0}{2} e^{\gamma z} - \dfrac{U_L - I_L Z_0}{2} e^{-\gamma z} \right) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} U(z) = U_L \cos(\beta z) + jI_L Z_0 \sin(\beta z) \\ I(z) = I_L \cos(\beta z) + j\dfrac{U_L}{Z_0} \sin(\beta z) \end{cases}$$

§ 7.6 传输线

- 有：

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



§ 7.6 传输线

- 输入阻抗的决定因素：
  - 观察点的位置
  - 传输线的特性阻抗
  - 终端负载阻抗及工作频率

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

- 输入阻抗与终端负载阻抗的关系
  - 终端短路 $Z_L=0$， $Z_{in}(z) = jZ_0 \tan(\beta z)$
  - 终端开路 $Z_L=\infty$， $Z_{in}(z) = -jZ_0 \cot(\beta z)$
  - 终端匹配，$Z_L=Z_0$ $Z_{in}(z) = Z_0$

§ 7.6 传输线

- 输入阻抗的特性

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

  - $\lambda/2$阻抗重复性

$$Z_{in}(z \pm n\frac{\lambda}{2}) = Z_{in}(z)$$

  - $\lambda/4$阻抗变换性

$$Z_{in}\left[z \pm (2n-1)\frac{\lambda}{4}\right] = \frac{Z_0^2}{Z_{in}(z)}$$

  - 传输线上距终端负载$\lambda/4$处的输入阻抗发生了倒置。

§ 7.6 传输线

练习 均匀无耗传输线，Z_0=50 (Ω)，终端开路，距终端λ/2处有一相同特性阻抗，长度为λ/4的分支线，分支线中的负载为Z_L=100 (Ω)。求距分支处λ/4的主传输线输入阻抗。

$Z_{in1}=\infty$

$Z_{in2}=Z_0^2/Z_L=25$

$Z_{in}=100$

§ 7.6 传输线

练习 一根特性阻抗为50Ω、长度为0.1875m的无耗均匀传输线，其工作频率为200MHz, 终端接有负载$Z_L=40+j30$ (Ω), 试求其输入阻抗。

解：由工作频率f=200MHz得相移常数$\beta=2\pi f/c=4\pi/3$。将$Z_L=40+j30$ (Ω)，$Z_0=50$，$z=l=0.1875$, 有

$$Z_{in}=Z_0\frac{Z_L+jZ_0\tan\beta l}{Z_0+jZ_L\tan\beta l}=100\Omega$$

结论：传输线具有阻抗变换特性，终端负载为复数，传输线上任意点处输入阻抗一般也为复数，但若传输线的长度合适，则其输入阻抗可变换为实数。

§ 7.6 传输线

$$\begin{cases} U(z)=\frac{U_L+I_LZ_0}{2}e^{\gamma z}+\frac{U_L-I_LZ_0}{2}e^{-\gamma z} \\ I(z)=\frac{1}{Z_0}\left(\frac{U_L+I_LZ_0}{2}e^{\gamma z}-\frac{U_L-I_LZ_0}{2}e^{-\gamma z}\right) \end{cases}$$

2° 反射系数$\Gamma(z)$

- 电压反射系数：任意观察点z处，反射波电压与入射波电压的比值，即：

$$\Gamma_u(z)=\frac{U^-(z)}{U^+(z)}$$

- 电流反射系数：任意观察点处，反射波电流与入射波电流的比值，即：

$$\Gamma_i(z)=\frac{I^-(z)}{I^+(z)}=-\frac{U^-(z)}{U^+(z)}=-\Gamma_u(z)$$

- 二者大小相等，幅角差180度。通常用电压反射系数表示反射系数，记$\Gamma(z)$。

§ 7.6 传输线

$$\begin{cases} U(z)=\frac{U_L+I_LZ_0}{2}e^{\gamma z}+\frac{U_L-I_LZ_0}{2}e^{-\gamma z} \\ I(z)=\frac{1}{Z_0}\left(\frac{U_L+I_LZ_0}{2}e^{\gamma z}-\frac{U_L-I_LZ_0}{2}e^{-\gamma z}\right) \end{cases}$$

- 负载处反射系数

$$\boxed{\Gamma_L=\frac{Z_L-Z_0}{Z_L+Z_0}=|\Gamma_L|e^{j\varphi_L}}$$

- 传输线上任意观察点z处的反射系数

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

$$=\Gamma_L e^{-j2\beta z}\quad(\alpha=0)$$

§ 7.6 传输线

- 反射系数特点 $\Gamma(z)=\Gamma_L e^{-j2\beta z}$
  - 理想传输线，
  - 反射系数处于单位圆之内。即： $0\le|\Gamma(z)|\le1$
  - 模处处相等且等于负载反射系数的模

$$|\Gamma(z)|=|\Gamma_L|$$

  - $\lambda/2$为周期，即：

$$\Gamma(z\pm n\frac{\lambda}{2})=\Gamma(z)$$

§ 7.6 传输线

- 负载处反射系数（终端反射系数）

$$\boxed{\Gamma_L=\frac{Z_L-Z_0}{Z_L+Z_0}}$$

- $Z_L=Z_0$，$\Gamma_L=0$；匹配；
- $Z_L=0$，$\Gamma_L=-1$；
- $Z_L=\infty$，$\Gamma_L=1$；
- $Z_L=jX_L$，$|\Gamma_L|=1$ 。

§ 7.6 传输线

3° 输入阻抗与反射系数的关系

$$\begin{cases} U(z)=U_i(z)+U_r(z)=U_i(z)[1+\Gamma(z)] \\ I(z)=I_i(z)+I_r(z)=I_i(z)[1-\Gamma(z)] \end{cases}$$

$$Z_{in}(z)=Z_0\frac{1+\Gamma(z)}{1-\Gamma(z)}\Leftrightarrow\Gamma(z)=\frac{Z_{in}(z)-Z_0}{Z_{in}(z)+Z_0}$$

- 当传输线特性阻抗一定时，输入阻抗与反射系数有一一对应的关系，因此，输入阻抗$Z_{in}(z)$可通过反射系数$\Gamma(z)$的测量来确定。

§ 7.6 传输线

4° 驻波比

- 定义：传输线上波腹点电压振幅与波节点电压振幅之比为电压驻波比(VSWR)，用S表示：

$$S=\frac{|U|_{\max}}{|U|_{\min}}$$

也称为电压驻波系数，简称驻波系数。

- 行波系数：驻波系数的倒数，用K表示：

$$K=\frac{1}{S}=\frac{|U|_{\min}}{|U|_{\max}}$$

§ 7.6 传输线

- 电压驻波比与反射系数的关系

$$S=\frac{|U|_{\max}}{|U|_{\min}}=\frac{1+|\Gamma_L|}{1-|\Gamma_L|}\Leftrightarrow|\Gamma_L|=\frac{S-1}{S+1}$$

驻波比S取值范围为$1\le S<\infty$。

当$|\Gamma_L|=0$，即传输线上无反射时，驻波比$S=1$

当$|\Gamma_L|=1$，即传输线上全反射时，驻波比$S\to\infty$

§ 7.6 传输线

练习 求均匀无耗传输线上终端的反射系数，以及距终端 $3\lambda/4$ 处的反射系数$\Gamma(3\lambda/4)$。$Z_0=200\Omega$, $Z_L=100\Omega$。

$$\Gamma_L=\frac{100-200}{100+200}=-\frac{1}{3}$$

$$\Gamma\left(\frac{3}{4}\lambda\right)=\Gamma_L e^{-j2\beta z}=-\frac{1}{3}e^{-j3\pi}=\frac{1}{3}$$

§ 7.6 传输线

练习 求反射系数Γ。$Z_0=50\ (\Omega)$, $Z_L=200\ (\Omega)$。