

# 电磁场和微波技术复习2

# 关于考试

- 平时作业： 占比重30%
- 期末考试： 占比重70%
- 虽然我始终认为考试不是目的，但以往考试不通过的，每年都有，几乎每班都有。我希望不是大家。

# 考试题型及其分数

卷面分数：42分

解答题： $6*3=18$ 分

计算题： $14+10=24$ 分

# 第一章 微波概念

## Microwave Concept

对电子信息工程，通信工程专业，《微波技术》是一门重要的专业课程。

究竟什么是微波？这是我们关心的首要问题。

从现象看，如果把电磁波按波长(或频率)划分，则大致可以把300MHz—3000GHz，(对应空气中波长 $\lambda$ 是1m —0.1mm)这一频段的电磁波称之为微波。纵观“左邻右舍”它处于超短波和红外光波之间。

300MHz

3000GHz

超短波

Microwave

红外光

图 1-1

### □ “长线”和“短线”

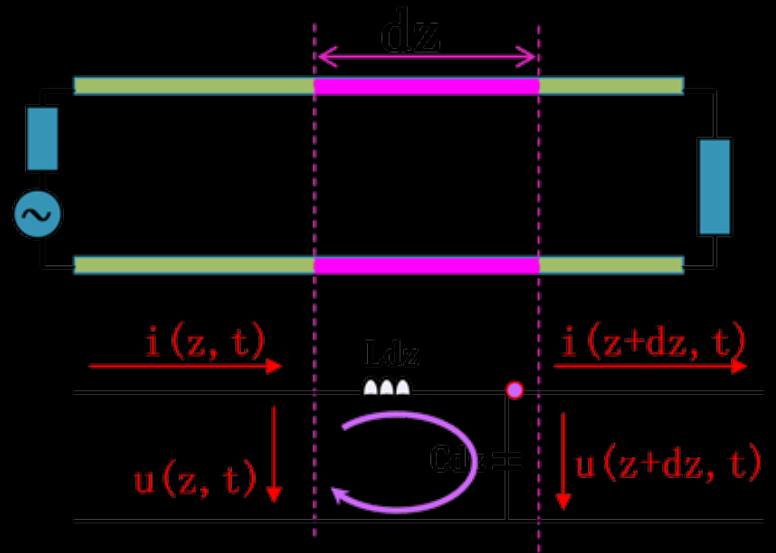
- 当传输线的长度 $l$ 远大于所传输的电磁波的波长 $\lambda$ ，或可比拟时，称之为长线 ( $l/\lambda > 0.05$ )；反之，为短线；
- 电长度： $l/\lambda$

❖ 对于低频信号，例如50Hz的交流电源，对应波长为 $6 \times 10^6$ 米，即6千公里，因而30km的输电线只能是短线

但一段10cm的波导，若工作在30GHz，对应波长为1cm，则是地道的长线

# 均匀无耗传输线上的行波 ( $R=0$ , $G=0$ )

## 一、传输线方程及其解



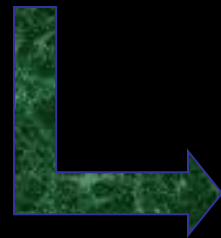
$$u(z, t) = u(z + \Delta z, t) + L\Delta z \cdot \frac{\partial i(z, t)}{\partial t}$$

$$i(z, t) = i(z + \Delta z, t) + C\Delta z \cdot \frac{\partial u(z + \Delta z, t)}{\partial t}$$

$\Delta z \rightarrow 0$ , 忽略高次项

$$u(z + \Delta z, t) = u(z, t) + \frac{\partial u(z, t)}{\partial z} \Delta z$$

$$i(z + \Delta z, t) = i(z, t) + \frac{\partial i(z, t)}{\partial z} \Delta z$$



$$\begin{cases} \frac{\partial u(z, t)}{\partial z} dz + Ldz \cdot \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} = 0 \\ \frac{\partial i(z, t)}{\partial z} dz + Cdz \cdot \frac{\partial u(z, t)}{\partial t} = 0 \end{cases}$$

消去dz

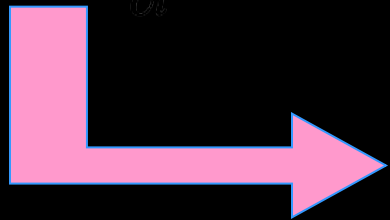


$$\begin{cases} \frac{\partial u(z, t)}{\partial z} = -L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \\ \frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = -C \frac{\partial u(z, t)}{\partial t} \end{cases}$$

## §2-2 均匀无耗传输线上的行波——一、传输线方程及其解

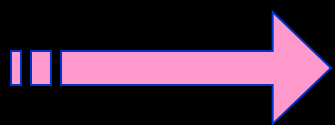
### ➤ 波动方程的解

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 u(z,t)}{\partial z^2} = LC \frac{\partial^2 u(z,t)}{\partial t^2} \\ \frac{\partial^2 i(z,t)}{\partial z^2} = LC \frac{\partial^2 i(z,t)}{\partial t^2} \end{cases}$$



$$\begin{cases} \frac{d^2 U(z)}{dz^2} = -\omega^2 LC U(z) = -\beta^2 U(z) \\ \frac{d^2 I(z)}{dz^2} = -\omega^2 LC I(z) = -\beta^2 I(z) \end{cases}$$

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



$$\begin{cases} U(z) = A_1 e^{-j\beta z} + A_2 e^{+j\beta z} \\ I(z) = B_1 e^{-j\beta z} + B_2 e^{+j\beta z} \end{cases}$$



$$\begin{cases} u(z,t) = |A_1| \cos(\omega t + \varphi_1 - \beta z) + |A_2| \cos(\omega t + \varphi_2 + \beta z) \\ i(z,t) = |B_1| \cos(\omega t + \varphi_3 - \beta z) + |B_2| \cos(\omega t + \varphi_4 + \beta z) \end{cases}$$

### ■ 解的物理含义:

传输线上电流、电压以波的形式传播; 存在朝相反方向传播的波

## §2-2 均匀无耗传输线上的行波——一、传输线方程及其解

### 相速

❖ 等相位面沿传播方向移动的速度

❖ 入射波：等相位面  $\omega t + \varphi_i - \beta z = \text{常数}, i = 1, 3$

$$\longrightarrow v_p = \frac{dz}{dt} = \frac{\omega}{\beta} \longrightarrow v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

❖ 反射波：等相位面  $\omega t + \varphi_i + \beta z = \text{常数}, i = 2, 4$

$$\longrightarrow v_p = -\frac{\omega}{\beta} = -\frac{1}{\sqrt{LC}}$$



## §2-2 均匀无耗传输线上的行波

### 二、均匀无耗传输线的特性阻抗

❖ 定义：传输中行波电压和行波电流之比

$$\begin{cases} U(z) = A_1 e^{-j\beta z} + A_2 e^{+j\beta z} = U^+(z) + U^-(z) \\ I(z) = B_1 e^{-j\beta z} + B_2 e^{+j\beta z} = I^+(z) + I^-(z) \end{cases}$$

代入传输线方程  $\frac{\partial u(z,t)}{\partial z} = -L \frac{\partial i(z,t)}{\partial t}$ ,

得：
$$-j\beta A_1 e^{-j\beta z} + j\beta A_2 e^{+j\beta z} = -j\omega L B_1 e^{-j\beta z} + j\omega L B_2 e^{+j\beta z}$$

上式，对任意z都应成立

$$A_1 = \frac{\omega L}{\beta} B_1 = \sqrt{\frac{L}{C}} B_1 \quad A_2 = \sqrt{\frac{L}{C}} B_2$$

$$\begin{aligned} \therefore I(z) &= B_1 e^{-j\beta z} + B_2 e^{+j\beta z} = B_1 \frac{A_1}{A_1} e^{-j\beta z} + B_2 \frac{A_2}{A_2} e^{+j\beta z} \\ &= \frac{1}{Z_0} (A_1 e^{-j\beta z} - A_2 e^{+j\beta z}) \end{aligned} \quad \text{其中：} Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

## § 2-2 均匀无耗传输线上的行波——二、均匀无耗传输线的特性阻抗



- 均匀无耗线的特征阻抗是一个实数，单位： $\Omega$
- 反映传输线在行波状态下电压和电流之间关系的量
- 大小仅取决于传输线所填充的介质、线的横向尺寸和横截面内电磁场的分布状态，与线的长度无关，而且，可近似认为与频率无关

## § 2.3 接有负载的均匀无耗传输线

(一) 已知 $E_g$ ,  $Z_g$ 和 $Z_L$ 时



(1)  $d=0$  处



(2)  $d=l$  处

## § 2.3 接有负载的均匀无耗传输线

### 二、反射系数、驻波比和输入阻抗

#### (一) 反射系数

描述传输线某处的反射波与入射波相对幅度及相对相位关系的参量

➤ 电压反射系数

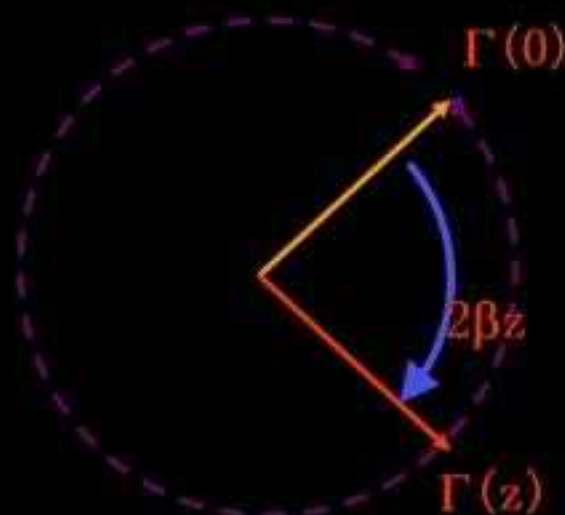


➤ 电流反射系数



## § 2.3 接有负载的均匀无耗传输线——反射系数、驻波比和输入阻抗

- 复平面上， $\Gamma(z)$  的轨迹是一个半径为  $|\Gamma(0)|$ ，沿顺时针方向旋转的圆，

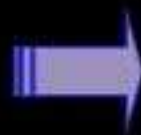


## § 2.3 接有负载的均匀无耗传输线——反射系数、驻波比和输入阻抗

### (二) 驻波比、行波系数

驻波比与行波系数描述了行波与驻波的相对大小

- **电压驻波比**：均匀无耗传输线上电压最大与最小振幅值之比；
- **电流驻波比**：均匀无耗传输线上电压最大与最小振幅值之比；



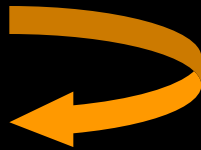
❖ 沿传输线不变，常采用电压驻波比，简称驻波比 (VSWR)

- **行波系数**：
- **取值范围**： $0 \leq |\Gamma| \leq 1 \Rightarrow 1 \leq s \leq \infty, 0 \leq K \leq 1$ 
  - ❖ 无反射时， $|\Gamma|=0, s=1, K=1$
  - ❖ 全反射时， $|\Gamma|=1$ ，纯驻波， $s=\infty, K=0$
  - ❖ 部分反射时，为行驻波，介于两者之间

## § 2.3 接有负载的均匀无耗传输线——反射系数、驻波比和输入阻抗

### (三) 输入阻抗

$$\begin{aligned} Z_{in}(z) &= \frac{U(z)}{I(z)} \\ &= \frac{U_L \cos \beta z + jI_L Z_C \sin \beta z}{I_L \cos \beta z + j \frac{U_L}{Z_C} \sin \beta z} \\ &= \frac{I_L Z_L \cos \beta z + jI_L Z_C \sin \beta z}{I_L \cos \beta z + j \frac{I_L Z_L}{Z_C} \sin \beta z} \\ &= \frac{Z_L \cos \beta z + jZ_C \sin \beta z}{\cos \beta z + j \frac{Z_L}{Z_C} \sin \beta z} \\ &= Z_C \frac{Z_L \cos \beta z + jZ_C \sin \beta z}{Z_C \cos \beta z + jZ_L \sin \beta z} \end{aligned}$$



$$U_L = I_L Z_L$$

## § 2.3 接有负载的均匀无耗传输线——反射系数、驻波比和输入阻抗

❖ 与特性阻抗是两个完全不同的概念

❖ 与反射系数的关系

$$Z_{in}(z) = Z_C \frac{[1 + \Gamma(z)]}{[1 - \Gamma(z)]}$$

$$\begin{aligned} Z_{in} &= \frac{U(z)}{I(z)} = \frac{U^+(z) + U^-(z)}{I^+(z) + I^-(z)} \\ &= \frac{U^+(z)[1 + \Gamma(z)]}{I^+(z)[1 - \Gamma(z)]} = Z_C \frac{[1 + \Gamma(z)]}{[1 - \Gamma(z)]} \end{aligned}$$

❖ 输入导纳:

$$\begin{aligned} Y_{in}(z) &= \frac{1}{Z_{in}(z)} = Y_C \frac{Y_L \cos \beta z + jY_C \sin \beta z}{Y_C \cos \beta z + jY_L \sin \beta z} \\ &= Y_C \frac{Y_L + jY_C \operatorname{tg} \beta z}{Y_C + jY_L \operatorname{tg} \beta z} \end{aligned}$$



## § 2.3 接有负载的均匀无耗传输线

### 三、均匀无耗传输线接有不同类型负载时的工作状态

- 根据终端负载 $Z_L$ 的情况，传输线有三种工作状态：
  - 行波状态           —— 长线上无反射
  - 纯驻波状态       —— 反射波等于入射波，全反射
  - 行驻波状态       —— 反射波小于入射波
- 长线的工作状态取决于负载与长线之间的匹配特点

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

## §3-2 规则波导中的导行波—— 一、波型

### ■ (三) TEM波型 $H_z = 0, E_z = 0$

#### ❖ 无法用纵向分量表示横向分量

- 根据纵横关系，可知：

只有 $K_c = 0$ 时， $E_t$ 和 $H_t$ 才有非零解，TEM波型应满足：

$$\begin{cases} \nabla_t^2 E(u, v) = 0 \\ \nabla_t^2 H(u, v) = 0 \end{cases}$$

- 可通过求解该方程得到E和H

$$\because K_c = 0 \Rightarrow \beta^2 = K^2 - K_c^2 = K^2 \Rightarrow \beta = K = \omega \sqrt{\mu\epsilon}$$

与无界空间均匀媒质的 $\beta$ 相同

❖ 静态场也满足同样的Laplace方程，因此一个导波系统若能传输TEM波型，则该系统必然能存在静电荷或恒定电流，而在单导体所构成的空心金属波导管内，不可能存在静电荷或恒定电荷，因此也不可能传输TEM波型。

❖ 若是双导体或多导体，则可以传输TEM波型

# §3-2 规则波导中的导行波——二、传输特性

## (二) 波导的截止现象/截止波长及传输条件

- 对于无耗规则波导，导行波沿+z轴方向传播规律为

$$Z(z) = A^+ e^{-j\beta z} \quad \text{其中,} \quad \beta = \sqrt{k^2 - K_c^2} = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - K_c^2}$$

✚  $K > K_c$  时， $\beta$ 为实数，则 $Z(z)$ 表示沿+z轴方向传播的行波

✚  $K < K_c$  时， $\beta$ 为虚数，

则 $Z(z)$ 表示沿+z轴方向传播的电磁波为衰减波，只存在于激励源附近，称为**截止状态**；这种损耗是一种**电抗性衰减**

✚  $K = K_c$  时，**临界状态**

$$K = K_c = \omega_c \sqrt{\mu \epsilon} = 2\pi f_c \sqrt{\mu \epsilon}$$

$$\text{截止频率} \quad f_c = \frac{K_c}{2\pi \sqrt{\mu \epsilon}}$$

$$\text{截止波长} \quad \lambda_c = \frac{2\pi}{K_c}$$

传输条件： $K > K_c$



$$\lambda < \lambda_c \quad \text{即} \quad f > f_c$$

如果某一波型要在给定的波导内能够传输，则要求 $f > f_c$ ，具有高通滤波器的特性

❖ 对于TEM波没有截止现象，但TE和TM波有截止现象

## 二、波型及场结构——（一）TE波型——(1) 场分量的表示式

- b) 每组m, n值对应一种波型, 记为 $TE_{mn}$  (或 $H_{mn}$ )  
最低次的波型为 $TE_{10}$  ( $a > b$ ) 或 $TE_{01}$  ( $a < b$ ) 模。

$$K_c = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad \Rightarrow \quad \begin{aligned} K_c|_{TE_{10}} &= \frac{\pi}{a} & K_c|_{TE_{01}} &= \frac{\pi}{b} \\ K_c|_{TM_{11}} &= \sqrt{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{b}\right)^2} > \frac{\pi}{a} \end{aligned}$$

**$TE_{10}$  模是矩形波导中的主波型**

- c) 场沿z轴为行波, 有功率传输

沿x和y轴为纯驻波分布 (正弦或余弦分布规律), 无功率传输  
m表示沿x轴 (从0到a) 出现的半周期数 (半个纯驻波) 的数目  
n表示沿y轴 (从0到b) 出现的半周期数 (半个纯驻波) 的数目

以上内容仅为本文档的试下载部分，为可阅读页数的一半内容。如要下载或阅读全文，请访问：<https://d.book118.com/248112076073006047>