

# 电磁场与电磁波笔记

ZLL

August 06, 2024

# 目录

1. 矢量分析 .....	4
1.1. 矢量表达 .....	4
1.1.1. 三维直角坐标系 .....	4
1.2. $\nabla$ 算符运算 .....	6
1.3. 矢量分析意义 .....	8
1.3.1. 微元 .....	8
1.3.2. 标量函数(场)的方向导数及梯度 .....	9
1.3.3. 矢量场的通量和散度 .....	10
1.3.4. 矢量场的环流与旋度 .....	11
1.4. 无旋场与无散场 .....	12
1.4.1. 无旋场 .....	12
1.4.2. 无散场 .....	12
1.5. 拉普拉斯运算与格林定理 .....	13
1.5.1. 拉普拉斯运算 .....	13
1.5.2. 格林定理 .....	13
1.6. 亥姆霍兹定理 .....	13
2. 电磁场的基本规律 .....	14
2.1. 媒质的电磁特性 .....	14
2.1.1. 电介质的极化 电位移矢量 .....	14
2.1.2. 磁介质的磁化 磁场强度 .....	15
2.2. 媒质的传导特性 .....	16
2.3. 麦克斯韦方程组 .....	17
2.3.1. 积分形式 .....	17
2.3.2. 微分形式 .....	17
2.3.3. 电磁场的边界条件 .....	18
2.4. 电磁场的位函数 .....	18
2.5. 电磁场的能量 .....	19
2.6. 时谐电磁场 .....	19
2.6.1. 复数表示 .....	19
2.6.2. 复电容率和复磁导率 .....	19
2.6.3. 平均坡印廷矢量 .....	20
3. 均匀平面波的传播 .....	21
3.1. 理想介质中的均匀平面波 .....	21
3.2. 导电媒质中的均匀平面波 .....	24
3.3. 电磁波的极化 .....	26
3.4. 均匀平面波的反射与透射 .....	26
3.4.1. 媒质分界面的垂直入射 .....	26
3.4.2. 多层介质平面的垂直入射 .....	27
3.4.3. 理想介质分界面的斜入射 .....	27
4. 导行电磁波 .....	29
4.1. 矩形波导 .....	29
4.1.1. 场分布 .....	29

4.1.2. 传播特性 .....	29
4.1.3. 主模 .....	30
4.2. 圆柱形波导 .....	30
4.3. 同轴波导 .....	30
4.4. 谐振腔 .....	30
4.4.1. 矩形谐振腔 .....	30
4.5. 传输线 .....	31
4.5.1. 传输线方程及其解 .....	31
4.5.2. 传输线特性参数 .....	32
4.5.3. 传输线的工作参数 .....	33
4.5.4. 传输线的工作状态 .....	34
5. 电磁辐射 .....	35

# 1. 矢量分析

笔者注: 严格的来讲, 矢量符号应该都是粗体, 但为了方便, 本文中部分矢量符号没有加粗

## 1.1. 矢量表达

### 1.1.1. 三维直角坐标系

此坐标系中任一矢量  $\mathbf{A}$  可表示为:

$$\begin{aligned}\mathbf{A} &= e_x A_x + e_y A_y + e_z A_z \\ &= \sum_i A_i e_i \quad (i = 1, 2, 3 \text{ 表示 } x, y, z) \\ &= A_i e_i \quad (\text{爱因斯坦求和约定})\end{aligned}\tag{1}$$

单位矢量  $e_x, e_y, e_z$  满足:

$$e_i \cdot e_j = \delta_{ij}\tag{2}$$

$$e_i \times e_j = \varepsilon_{ijk} e_k\tag{3}$$

其中  $\delta_{ij}$  叫做克罗内克  $\delta$  函数

$$\delta_{ij} = \begin{cases} 1, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases}\tag{4}$$

$\varepsilon_{ijk}$  为列维-奇维塔符号

$$\varepsilon_{ijk} = \begin{cases} +1 & (\text{当 } i, j, k \text{ 是偶排列, 即 } (1, 2, 3) \text{ 的循环排列}) \\ -1 & (\text{当 } i, j, k \text{ 是奇排列, 即 } (1, 2, 3) \text{ 的反循环排列}) \\ 0 & (\text{当 } i = j, \text{ 或 } i = k, \text{ 或 } j = k) \end{cases} \quad (5)$$

例:  $e_z \times e_y = \varepsilon_{zyx}e_x + \varepsilon_{zyy}e_y + \varepsilon_{zyz}e_z = -e_x$

- 矢量点乘

$$\mathbf{A} \cdot \mathbf{B} = (A_i e_i) \cdot (B_j e_j) = A_i B_j (e_i \cdot e_j) = A_i B_j \delta_{ij} = A_i B_i \quad (6)$$

- 矢量叉乘

$$\mathbf{A} \times \mathbf{B} = (A_i e_i) \times (B_j e_j) = A_i B_j (e_i \times e_j) = A_i B_j \varepsilon_{ijk} e_k \quad (7)$$

例: 当  $k$  为  $x$  时, 上式为  $A_y B_z \varepsilon_{yzx} e_x + A_z B_y \varepsilon_{zyx} e_x = e_x (A_y B_z - A_z B_y)$ , 此即为叉乘结果的  $x$  分量

叉乘结果也可写为

$$\mathbf{A} \times \mathbf{B} = \begin{vmatrix} e_x & e_y & e_z \\ A_x & A_y & A_z \\ B_x & B_y & B_z \end{vmatrix} \quad (8)$$

一个列维-奇维塔符号的性质:

$$\varepsilon_{ijk} \varepsilon_{mnk} = \delta_{im} \delta_{jn} - \delta_{in} \delta_{jm} \quad (9)$$

由此可证明  $\mathbf{A} \cdot (\mathbf{B} \times \mathbf{C}) = \mathbf{C} \cdot (\mathbf{A} \times \mathbf{B}) = \mathbf{B} \cdot (\mathbf{C} \times \mathbf{A})$ , 过程如下

$$\begin{aligned}
& \underbrace{A}_k \cdot \left( \underbrace{B}_i \times \underbrace{C}_j \right) \\
&= A_k e_k \cdot (e_m B_i C_j \varepsilon_{ijm}) \\
&= \delta_{km} \varepsilon_{ijm} A_k B_i C_j = \varepsilon_{ijk} A_k B_i C_j \\
&= \varepsilon_{jki} A_k B_i C_j \quad (B \cdot (C \times A)) \\
&= \varepsilon_{kij} A_k B_i C_j \quad (C \cdot (A \times B))
\end{aligned} \tag{10}$$

## 1.2. $\nabla$ 算符运算

$\nabla$ 算符 读作“nabla”或“del”，其既有矢量性，也有微分性

$$\begin{aligned}
\nabla &= e_x \frac{\partial}{\partial x} + e_y \frac{\partial}{\partial y} + e_z \frac{\partial}{\partial z} \\
&= e_i \partial_i
\end{aligned} \tag{11}$$

- 标量场的梯度

$$\nabla U(\mathbf{r}) = e_i \partial_i U(\mathbf{r}) \tag{12}$$

- 矢量场的散度

$$\nabla \cdot \mathbf{A}(\mathbf{r}) = e_i \partial_i \cdot A_j e_j = \delta_{ij} \partial_i A_j = \partial_i A_i \tag{13}$$

- 矢量场的旋度

$$\begin{aligned}\nabla \times \mathbf{A}(\mathbf{r}) &= e_i \partial_i \times e_j A_j = \varepsilon_{ijk} e_k \partial_i A_j \\ &= \begin{vmatrix} e_x & e_y & e_z \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ A_x & A_y & A_z \end{vmatrix}\end{aligned}\quad (14)$$

几个典型性质:

1. 假设  $f, g$  都是标量, 则

$$\nabla(fg) = g(\nabla f) + f(\nabla g) \quad (15)$$

证明:

$$\nabla(fg) = e_i \partial_i (fg) = e_i (g(\partial_i f) + f(\partial_i g)) = g(\nabla f) + f(\nabla g) \quad (16)$$

2. 假设  $\mathbf{A}$  是矢量, 则

$$\nabla \times (\nabla \times \mathbf{A}) = \nabla(\nabla \cdot \mathbf{A}) - \nabla^2 \mathbf{A} \quad (17)$$

证明:

$$\begin{aligned}
\nabla \times (\nabla \times \mathbf{A}) &= \nabla \times (e_k \varepsilon_{mnk} \partial_m A_n) \\
&= (e_j \partial_j) \times (e_k \varepsilon_{mnk} \partial_m A_n) \\
&= e_i \varepsilon_{ijk} \varepsilon_{mnk} \partial_j \partial_m A_n \\
&= e_i (\delta_{im} \delta_{jn} - \delta_{in} \delta_{jm}) \partial_j \partial_m A_n \\
&= e_i \partial_j \partial_i A_j - e_i \partial_j \partial_j A_i \\
&= e_i \partial_i (\partial_j A_j) - \partial_j^2 e_i A_i \\
&= \nabla (\nabla \cdot \mathbf{A}) - \nabla^2 \mathbf{A}
\end{aligned} \tag{18}$$

$$\begin{aligned}
\nabla \times (\nabla u) &= \nabla \times (e_i \partial_i u) \\
&= e_k \varepsilon_{jik} \partial_j \partial_i u \\
&= -e_k \varepsilon_{ijk} \partial_i \partial_j u \\
&= -\nabla \times (\partial_j e_j u) \\
&= -\nabla \times (\nabla u) = 0
\end{aligned} \tag{19}$$

$$\nabla \times (\mathbf{F} \times \mathbf{G}) = (\mathbf{F} \cdot \nabla) \mathbf{G} - \mathbf{G} (\nabla \cdot \mathbf{F}) \tag{20}$$

### 1.3. 矢量分析意义

#### 1.3.1. 微元

- 线元

$$\begin{aligned}
\mathbf{r} &= x e_x + y e_y + z e_z = u_i e_i \\
\mathbf{r}' &= (u_i + du_i) e_i
\end{aligned} \tag{21}$$

$$\begin{aligned}
d\mathbf{r} &= \mathbf{r}' - \mathbf{r} \\
&= e_x dx + e_y dy + e_z dz = e_i du_i
\end{aligned} \tag{22}$$



- 面元
  1. 一定是一个平面
  2. 有方向(法向方向)

$$\begin{aligned}
 d\mathbf{S} &= e_x dS_x + e_y dS_y + e_z dS_z \\
 dS_x &= dy dz e_x \\
 dS_y &= dx dz e_y \\
 dS_z &= dx dy e_z
 \end{aligned}
 \tag{23}$$

- 体积元

$$dV = dx dy dz \tag{24}$$

### 1.3.2. 标量函数 (场) 的方向导数及梯度

标量场  $T(x, y, z)$

等值面  $T(x, y, z) = C$

方向导数:

$$\frac{\partial T(M_0)}{\partial l}|_{e_l} = \lim_{\Delta l \rightarrow 0} \frac{T(M) - T(M_0)}{\Delta l} \tag{25}$$

$$\begin{aligned}
 d\mathbf{l} &= dl e_l = e_i du_i \\
 \Rightarrow e_l &= e_i \frac{du_i}{dl}
 \end{aligned}
 \tag{26}$$

$$\begin{aligned}
\frac{\partial T}{\partial l} &= \frac{\partial T}{\partial x} \frac{dx}{dl} + \frac{\partial T}{\partial y} \frac{dy}{dl} + \frac{\partial T}{\partial z} \frac{dz}{dl} \\
&= \left( \frac{\partial T}{\partial u_j} e_j \right) \cdot \left( \frac{du_i}{dl} e_i \right) \\
&= \nabla T \cdot \mathbf{e}_l
\end{aligned} \tag{27}$$

这说明:

1. 标量场沿任意方向的方向导数等于其梯度在该方向上的投影
2. 标量场的梯度是一个矢量, 方向是标量场变化最快的方向, 垂直于等值面

### 1.3.3. 矢量场的通量和散度

- 矢量线

矢量线上任一点的切线方向与矢量场的在该点的方向相同, 即  $d\mathbf{r}$  平行  $\mathbf{F}$

$$\frac{dx}{F_x} = \frac{dy}{F_y} = \frac{dz}{F_z} \tag{28}$$

- 通量

$$\Psi = \int_S \mathbf{F} \cdot d\mathbf{S} \tag{29}$$

- 散度

$$\operatorname{div} \mathbf{F} = \lim_{\Delta V \rightarrow 0} \frac{\oint_S \mathbf{F} \cdot d\mathbf{S}}{\Delta V} = \nabla \cdot \mathbf{F} \tag{30}$$

- 散度定理

将散度的定义式稍作变换即得散度定理: 矢量场的散度在体积上的积分等于矢量场在该体积的闭合面上的面积分

$$\int_V \nabla \cdot \mathbf{F} dV = \oint_S \mathbf{F} \cdot d\mathbf{S} \quad (31)$$

#### 1.3.4. 矢量场的环流与旋度

- 环流

矢量场沿一条**闭合**路径的线积分

$$\Gamma = \oint_C \mathbf{F} \cdot d\mathbf{l} \quad (32)$$

- 环流面密度

$$\text{rot}_n \mathbf{F} = \lim_{\Delta S \rightarrow 0} \frac{\oint_C \mathbf{F} \cdot d\mathbf{l}}{\Delta S} \quad (33)$$

- 旋度

取不同的面元  $\Delta S$ , 环流面密度的值不同, 但是在某个特定方向下, 环流密度有最大值, 为了解决这个问题, 引入旋度的概念

旋度定义为一个矢量, 方向是使环流密度取得最大值的面元法线方向, 大小为该最大环流密度的值

$$\text{rot } \mathbf{F} = \mathbf{n} \lim_{\Delta S \rightarrow 0} \frac{\oint_C \mathbf{F} \cdot d\mathbf{l}}{\Delta S} \Big|_{\max} = \nabla \times \mathbf{F} \quad (34)$$

- 斯托克斯定理

矢量场的旋度在表面上的积分等于矢量场在限定曲面的闭合曲线上的线积分

$$\int_S \nabla \times \mathbf{F} \cdot d\mathbf{S} = \oint_C \mathbf{F} \cdot d\mathbf{l} \quad (35)$$

## 1.4. 无旋场与无散场

### 1.4.1. 无旋场

若一个矢量场的旋度处处为 0, 即

$$\nabla \times \mathbf{F} \equiv 0 \quad (36)$$

则称其为无旋场, 是由散度源产生的 (如静电场)

由斯托克斯定理, 无旋场的曲线积分与路径无关, 只与起点和终点有关

- 一个结论: 标量场的梯度的旋度恒等于 0

$$\nabla \times (\nabla u) \equiv 0 \quad (37)$$

由此得到: 一个无旋场总可以表示成某个标量场的梯度.

### 1.4.2. 无散场

类似的, 无散场满足任一点散度为 0

$$\nabla \cdot \mathbf{F} \equiv 0 \quad (38)$$

它是由漩涡源产生的 (如静磁场)

由高斯定理, 无散场通过任何闭合曲面的通量恒等于 0

- 一个结论: 矢量场的旋度的散度等于 0

$$\nabla \cdot (\nabla \times \mathbf{A}) \equiv 0 \quad (39)$$

由此得到: 无散场总可以表示为一个矢量场的旋度

## 1.5. 拉普拉斯运算与格林定理

### 1.5.1. 拉普拉斯运算

对标量的梯度再求散度, 称为对标量的拉普拉斯运算, 记作

$$\begin{aligned}\nabla \cdot (\nabla u) &= \nabla^2 u \\ &= \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 u}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 u}{\partial z^2} \\ &= \partial_i^2 u\end{aligned}\tag{40}$$

对矢量场的拉普拉斯运算定义为

$$\begin{aligned}\nabla^2 F &= \nabla(\nabla \cdot F) - \nabla \times (\nabla \times F) \\ &= e_x \nabla^2 F_x + e_y \nabla^2 F_y + e_z \nabla^2 F_z \\ &= e_i \nabla^2 F_i = e_i (\partial_j^2 F_i)\end{aligned}\tag{41}$$

### 1.5.2. 格林定理

格林第二恒等式:  $\psi, \varphi$  是两个任意标量函数, 则

$$\int_V (\varphi \nabla^2 \psi - \psi \nabla^2 \varphi) dV = \oint_S \left( \varphi \frac{\partial \psi}{\partial n} - \psi \frac{\partial \varphi}{\partial n} \right) dS\tag{42}$$

## 1.6. 亥姆霍兹定理

在有限的区域中, 任一矢量场由它的散度, 旋度和边界条件唯一地确定, 且可表示为一个无散场和一个无旋场的叠加

## 2. 电磁场的基本规律

### 2.1. 媒质的电磁特性

#### 2.1.1. 电介质的极化 电位移矢量

1. 电介质内部的电场强度可视为自由电荷产生的外电场和极化电荷产生的附加电场的叠加

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_0 + \mathbf{E}' \quad (43)$$

#### 2. 极化强度

$$\mathbf{P} = \lim_{\Delta V \rightarrow 0} \frac{\sum_i \mathbf{p}_i}{\Delta V} \quad (44)$$

- 对于线性和各向同性介质，极化强度和电解质中的合成电场强度成正比

$$\mathbf{P}(\mathbf{r}) = \chi_e \varepsilon_0 \mathbf{E}(\mathbf{r}) \quad (45)$$

其中  $\chi_e$  为电极化密度

#### 3. 极化电荷

- 极化电荷体密度

$$\rho_P = -\nabla \cdot \mathbf{P} \quad (46)$$

- 电介质表面极化电荷面密度

$$\rho_{SP} = \mathbf{P} \cdot \mathbf{e}_n \quad (47)$$

#### 4. 电介质的本构关系

- 电位移矢量

$$\begin{aligned}
D(\mathbf{r}) &= \varepsilon_0 \mathbf{E}(\mathbf{r}) + \mathbf{P}(\mathbf{r}) = \varepsilon_0 \mathbf{E}(\mathbf{r}) + \chi_e \varepsilon_0 \mathbf{E}(\mathbf{r}) \\
&= (1 + \chi_e) \varepsilon_0 \mathbf{E}(\mathbf{r}) \\
&= \varepsilon_r \varepsilon_0 \mathbf{E}(\mathbf{r}) = \varepsilon \mathbf{E}(\mathbf{r})
\end{aligned} \tag{48}$$

其中  $\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0$  为介电常数,  $\varepsilon_r = 1 + \chi_e$  为相对介电常数

### 2.1.2. 磁介质的磁化 磁场强度

1. 和电介质类似, 磁介质中的磁感应强度是真空中传导电流产生的磁感应强度和磁化电流产生的磁感应强度的叠加, 即

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_0 + \mathbf{B}' \tag{49}$$

### 2. 磁化强度

$$\mathbf{M} = \lim_{\Delta V \rightarrow 0} \frac{\sum_i \mathbf{p}_{mi}}{\Delta V} \tag{50}$$

- 对于线性和各向同性介质, 磁化强度和电介质中的磁场强度成正比, 即

$$\mathbf{M} = \chi_m \mathbf{H} \tag{51}$$

其中  $\chi_m$  称为磁化率, 磁场强度的定义为

$$\mathbf{H} = \frac{\mathbf{B}}{\mu_0} - \mathbf{M} \tag{52}$$

### 3. 磁化电流

- 磁介质内磁化电流体密度

$$\mathbf{J}_M = \nabla \times \mathbf{M} \quad (53)$$

- 表面

$$\mathbf{J}_{SM} = \mathbf{M} \times \mathbf{e}_n \quad (54)$$

#### 4. 磁介质的本构关系

$$\mathbf{B} = (1 + \chi_m)\mu_0\mathbf{H} = \mu_r\mu_0\mathbf{H} = \mu\mathbf{H} \quad (55)$$

$\mu_r$  — 相对磁导率,  $\mu$  — 磁导率

## 2.2. 媒质的传导特性

### 1. 欧姆定理的微分形式

$$\mathbf{J} = \sigma\mathbf{E} \quad (56)$$

### 2. 电场在导电媒质做功为

$$\begin{aligned} dW &= d\mathbf{F} \cdot d\mathbf{l} = \rho dV \mathbf{E} \cdot \mathbf{v} dt \\ &= \mathbf{E} \cdot (\rho\mathbf{v}) dV dt \\ &= \mathbf{E} \cdot \mathbf{J} dV dt \end{aligned} \quad (57)$$

可以看出, 电场对单位体积提供的功率为  $p = \mathbf{J} \cdot \mathbf{E}$



## 2.3. 麦克斯韦方程组

### 2.3.1. 积分形式

$$\begin{aligned}\oint_C \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} &= \int_S \mathbf{J} \cdot d\mathbf{S} + \int_S \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \cdot d\mathbf{S} \\ \oint_C \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} &= - \int_S \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \cdot d\mathbf{S} \\ \oint_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} &= 0 \\ \oint_S \mathbf{D} \cdot d\mathbf{S} &= \int_V \rho dV\end{aligned}\tag{58}$$

### 2.3.2. 微分形式

$$\begin{aligned}\nabla \times \mathbf{H} &= \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \\ \nabla \times \mathbf{E} &= -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \\ \nabla \cdot \mathbf{B} &= 0 \\ \nabla \cdot \mathbf{D} &= \rho\end{aligned}\tag{59}$$

对于线性，各向同性媒质，代入媒质本构关系  $\mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E}$ ,  $\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}$ ,  $\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}$ ，得到关于  $\mathbf{E}$ ,  $\mathbf{H}$  的方程

$$\begin{aligned}\nabla \times \mathbf{H} &= \sigma \mathbf{E} + \varepsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \\ \nabla \times \mathbf{E} &= -\mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \\ \nabla \cdot \mathbf{H} &= 0 \\ \nabla \cdot \mathbf{E} &= \frac{\rho}{\varepsilon}\end{aligned}\tag{60}$$

如果是时谐电磁场，则可将方程组改写为复数形式

$$\begin{aligned}
\nabla \times \mathbf{H} &= \mathbf{J} + j\omega \mathbf{D} \\
\nabla \times \mathbf{E} &= -j\omega \mathbf{B} \\
\nabla \times \mathbf{B} &= 0 \\
\nabla \times \mathbf{D} &= \rho
\end{aligned} \tag{61}$$

### 2.3.3. 电磁场的边界条件

- $\mathbf{E}$  的切向分量一定连续
- $\mathbf{D}$  的法向分量可能不连续，其不连续分量由自由面电荷密度决定，具体为

$$\mathbf{e}_n \cdot (\mathbf{D}_1 - \mathbf{D}_2) = \rho_S \tag{62}$$

- $\mathbf{B}$  的法向分量一定连续
- $\mathbf{H}$  的切向分量可能不连续，其不连续分量由自由面电流密度决定，具体为

$$\mathbf{e}_n \times (\mathbf{H}_1 - \mathbf{H}_2) = \mathbf{J}_S \tag{63}$$

其中，单位矢量  $\mathbf{e}_n$  由媒质 2 指向媒质 1

两种特殊情况：一边的媒质为导体，一边的媒质为理想介质；两边是不同的理想介质

## 2.4. 电磁场的位函数

- 矢量位与标量位

令  $\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}$ ，称  $\mathbf{A}$  为电磁场的矢量位，则

$$\begin{aligned}
\nabla \times \mathbf{E} &= -\frac{\partial}{\partial t}(\nabla \times \mathbf{A}) \\
\Rightarrow \nabla \times \left( \mathbf{E} + \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \right) &= 0
\end{aligned} \tag{64}$$

这说明  $\mathbf{E} + \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t}$  可以用一个标量函数的梯度来表示（将该标量函数称为电磁场的标量位），即

$$\mathbf{E} + \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} = -\nabla \varphi \tag{65}$$

通过规定  $\mathbf{A}$  的散度，可以得到唯一的  $\mathbf{A}$  和  $\varphi$ ，一般规定（洛伦兹条件）

$$\nabla \cdot \mathbf{A} = -\mu\epsilon \frac{\partial \varphi}{\partial t} \tag{66}$$

## 2.5. 电磁场的能量

- 在线性、各向同性的媒质中, 电场能量密度, 磁场能量密度, 电磁场能量密度为

$$\begin{aligned}w_e &= \frac{1}{2} \mathbf{E} \cdot \mathbf{D} \\w_m &= \frac{1}{2} \mathbf{H} \cdot \mathbf{B} \\w &= w_e + w_m\end{aligned}\tag{67}$$

- 坡印廷矢量 (能流密度矢量)

表示穿过与能量流动方向相垂直的单位面积的功率

$$\mathbf{S} = \mathbf{E} \times \mathbf{H}\tag{68}$$

- 坡印廷定理

$$\nabla \cdot \mathbf{S} + \frac{\partial}{\partial t} \left( \frac{1}{2} \mathbf{H} \cdot \mathbf{B} + \frac{1}{2} \mathbf{E} \cdot \mathbf{D} \right) + \mathbf{E} \cdot \mathbf{J} = 0\tag{69}$$

进入的电磁能量功率 + 电磁场能量增加功率 + 损耗功率 = 0

## 2.6. 时谐电磁场

### 2.6.1. 复数表示

设  $u(\mathbf{r}, t)$  是一个以角频率  $\omega$  变化的标量函数, 表达式为:

$$u(\mathbf{r}, t) = u_m(\mathbf{r}) \cos[\omega t + \phi(\mathbf{r})]\tag{70}$$

可以通过复数取实部的方式表示为

$$\begin{aligned}u(\mathbf{r}, t) &= \text{Re}\{u_m(\mathbf{r})e^{j\phi(\mathbf{r})}e^{j\omega t}\} \\&= \text{Re}\{\dot{u}(\mathbf{r})e^{j\omega t}\}\end{aligned}\tag{71}$$

其中  $\dot{u}(\mathbf{r}) = u_m(\mathbf{r})e^{j\phi(\mathbf{r})}$ , 称为  $u$  的复数表示, 复矢量只与空间有关, 与时间无关, 因为默认我们知道了角频率

### 2.6.2. 复电容率和复磁导率

电导率为有限值的导电媒质存在欧姆损耗; 电介质、磁介质中存在极化损耗和磁化损耗

在时谐场中, 有

$$\nabla \times \mathbf{H} = \sigma \mathbf{E} + j\omega \varepsilon \mathbf{E} = j\omega \left( \varepsilon - j\frac{\sigma}{\omega} \right) \mathbf{E} = j\omega \varepsilon_c \mathbf{E}\tag{72}$$

其中  $\varepsilon_c$  称为等效复电容率

$$\varepsilon_c = \varepsilon - \mathrm{j} \frac{\sigma}{\omega} \quad (73)$$

### 2.6.3. 平均坡印廷矢量

$$\begin{aligned} S_{av} &= \frac{1}{T} \int_0^T \boldsymbol{S} \, \mathrm{d}t = \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \boldsymbol{S} \, \mathrm{d}t \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{Re}[\boldsymbol{E} \times \boldsymbol{H}^*] \end{aligned} \quad (74)$$

### 3. 均匀平面波的传播

**平面波：**等相位面为无穷大平面的电磁波

**均匀平面波：**等相位面上电场和磁场的方向、振幅都保持不变的平面波

#### 3.1. 理想介质中的均匀平面波

假设在无限大的无源空间中，充满线性、各向同性的均匀介质。时谐电磁场满足亥姆霍兹方程（这里暂时仅研究电场）

$$\nabla^2 \mathbf{E} + k^2 \mathbf{E} = 0 \quad (k = \omega\sqrt{\mu\epsilon}) \quad (75)$$

假设沿  $z$  轴传播，则  $\mathbf{E}$  不是  $x$  或  $y$  的函数，即

$$\frac{\partial \mathbf{E}}{\partial x} = \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial y} = 0 \quad (76)$$

则原矢量方程可化为以下的分量式

$$\begin{cases} \frac{d^2 E_x}{dz^2} + k^2 E_x = 0 \\ \frac{d^2 E_y}{dz^2} + k^2 E_y = 0 \\ \frac{d^2 E_z}{dz^2} + k^2 E_z = 0 \end{cases} \quad (77)$$

由于

$$\begin{aligned} \nabla \cdot \mathbf{E} &= \frac{\partial E_x}{\partial x} + \frac{\partial E_y}{\partial y} + \frac{\partial E_z}{\partial z} = 0 \\ &\Rightarrow \frac{\partial E_z}{\partial z} = 0 \\ &\Rightarrow E_z = 0 \end{aligned} \quad (78)$$

所以又可化为

$$\begin{cases} \frac{d^2 E_x}{dz^2} + k^2 E_x = 0 \\ \frac{d^2 E_y}{dz^2} + k^2 E_y = 0 \end{cases} \quad (79)$$

类似的，磁场也可化简

结论：均匀平面波的电场强度和磁场强度都垂直于波的传播方向 —— 横电磁波（TEM 波）

解此方程（ $x$  分量），得

$$\begin{aligned}
E_x(z) &= A_1 e^{-jkz} + A_2 e^{jkz} \\
&= E_{1m} e^{j\phi_1} e^{-jkz} + E_{2m} e^{j\phi_2} e^{jkz} \\
\Rightarrow E_x(z, t) &= \text{Re}[E_x(t) e^{j\omega t}] \\
&= E_{1m} \cos(\omega t - kz + \phi_1) + E_{2m} \cos(\omega t + kz + \phi_2)
\end{aligned} \tag{80}$$

第一项表示沿  $+z$  方向传播的均匀平面波，第二项表示沿  $-z$  方向传播的均匀平面波，这里只讨论沿  $+z$  方向传播的均匀平面波，即

$$E_x(z) = E_{xm} e^{-jkz} e^{j\phi_x} \tag{81}$$

- 相伴的磁场

由  $\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{H}$ ，可得

$$\begin{aligned}
\mathbf{H} &= -\frac{1}{j\omega\mu} \nabla \times \mathbf{E}_x \\
&= -\mathbf{e}_y \frac{1}{j\omega\mu} \frac{\partial E_x}{\partial z} = -\mathbf{e}_y \frac{1}{j\omega\mu} (-jkE_x) = \mathbf{e}_y \frac{k}{\omega\mu} E_{xm} e^{-jkz} e^{j\phi_x} \\
&= \mathbf{e}_y \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} E_{xm} e^{-j(kz - \phi_x)} \\
&= \frac{1}{\eta} \mathbf{e}_z \times \mathbf{E}_x
\end{aligned} \tag{82}$$

结论：均匀平面波的电场和磁场相互垂直且同相位。其中  $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$  为波阻抗，在真空中为  $\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 377\Omega$

- 传播参数

- 波长  $\lambda$ ：空间相位差位  $2\pi$  对应的两个波阵面的距离
- 相位常数（波数） $k$ ：传播单位距离的相位变化

$$\begin{aligned}
k\lambda &= 2\pi \\
\Rightarrow k &= \frac{2\pi}{\lambda} \\
\Rightarrow \lambda &= \frac{2\pi}{k} = \frac{2\pi}{\omega\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{1}{f\sqrt{\mu\varepsilon}}
\end{aligned} \tag{83}$$

- 相速  $v_p$ ：等相位面传播的速度

$$v_p = \frac{\omega}{k} = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}} \tag{84}$$

真空中的相速为

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} = 3 \times 10^8 \text{ m/s} \quad (85)$$

► 能量密度与能流密度

电磁能量密度

$$\begin{aligned} w_e &= \frac{1}{2} \varepsilon E_m^2 = w_m \\ w &= w_e + w_m = \varepsilon E_m^2 = \mu H_m^2 \end{aligned} \quad (86)$$

坡印廷矢量

$$\mathbf{S} = \mathbf{E} \times \mathbf{H} = \mathbf{e}_z \frac{1}{\eta} E_m^2 \cos^2(\omega t - kz + \phi_x) \quad (87)$$

平均能量密度

$$w_{av} = \frac{1}{2} \varepsilon E_m^2 = \frac{1}{2} \mu H_m^2 = \frac{1}{2} \eta E_m H_m \quad (88)$$

平均坡印廷矢量

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_{av} &= \frac{1}{2} \operatorname{Re}[\mathbf{E}(z) \times \mathbf{H}^*(z)] = \mathbf{e}_z \frac{1}{2\eta} E_m^2 \\ &= \mathbf{e}_z \frac{1}{2} \varepsilon E_m^2 \frac{1}{\sqrt{\mu \varepsilon}} = \mathbf{e}_z \frac{1}{2} \varepsilon E_m^2 v_p = w_{av} \mathbf{v}_p \end{aligned} \quad (89)$$

► 综上，理想介质中的均匀平面波的传播特性为

1. 电场、磁场与传播方向之间相互垂直，是横电磁波（TEM 波）
2. 无衰减，电场与磁场的振幅不变
3. 波阻抗为实数，电场与磁场同相位
4. 电磁波的相速与频率无关，无色散
5. 电场能量密度等于磁场能量密度，能量的传输速度等于相速

• 沿任意方向传播的均匀平面波

设传播方向的单位矢量为  $\mathbf{e}_n$ ，定义波矢量  $\mathbf{k} = k\mathbf{e}_n$ ，则电场矢量可表示为

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \mathbf{E}_m e^{-j\mathbf{k} \cdot \mathbf{r}} \quad (90)$$

相应的磁场表示为

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}) = \frac{1}{\eta} \mathbf{e}_n \times \mathbf{E}(\mathbf{r}) = \frac{1}{\eta} \mathbf{e}_n \times \mathbf{E}_m e^{-j\mathbf{k} \cdot \mathbf{r}} \quad (91)$$

### 3.2. 导电媒质中的均匀平面波

导电媒质  $\sigma \neq 0$ ，有传导电流存在，伴随着电磁能量的损耗  
波动方程

$$\nabla^2 \mathbf{E} + k_c^2 \mathbf{E} = 0 \quad (k_c = \omega \sqrt{\mu \varepsilon_c}, \varepsilon_c = \varepsilon' - j\varepsilon'') \quad (92)$$

沿  $z$  轴传播的均匀平面电磁波解为

$$\mathbf{E}(z) = \mathbf{e}_x E_{xm} e^{-jk_c z} = \mathbf{e}_x E_{xm} e^{-\gamma z} \quad (93)$$

令  $jk_c = \gamma$ ， $\gamma = \alpha + j\beta$  ( $\gamma$  称为传播常数)，则

$$\begin{aligned} \mathbf{E}(z) &= \mathbf{e}_x E_{xm} e^{-\alpha z} e^{-j\beta z} \\ \Rightarrow \mathbf{E}(z, t) &= \mathbf{e}_x E_{xm} e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z) \end{aligned} \quad (94)$$

$\alpha$  为衰减常数， $e^{-\alpha z}$  为衰减因子

$\beta$  为相移常数， $e^{-j\beta z}$  为相位因子

- 相伴的磁场

$$\begin{aligned} \mathbf{H}(z) &= \frac{1}{\eta_c} \mathbf{e}_z \times \mathbf{E}(z) = \mathbf{e}_y \frac{1}{|\eta_c|} E_{xm} e^{-\alpha z} e^{-j(\beta z + \phi)} \\ \Rightarrow \mathbf{H}(z, t) &= \mathbf{e}_y \frac{1}{|\eta_c|} E_{xm} e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z - \phi) \end{aligned} \quad (95)$$

本征阻抗  $\eta_c = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon_c}} = |\eta_c| e^{j\phi}$

- 传播参数

$$\begin{cases} \gamma^2 = (jk_c)^2 = -k_c^2 = -\omega^2 \mu (\varepsilon - j\frac{\sigma}{\omega}) \\ \gamma^2 = (\alpha + j\beta)^2 = \alpha^2 - \beta^2 + j2\alpha\beta \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \alpha^2 - \beta^2 = -\omega^2 \mu \varepsilon \\ 2\alpha\beta = \omega \mu \sigma \end{cases} \quad (96)$$

解得  $\alpha, \beta$  不仅与媒质有关，还与频率有关

又因为  $\lambda = \frac{2\pi}{\beta}, v = \frac{\omega}{\beta}$ ，所以波长和相速也不仅与媒质有关，还与频率有关

- 平均坡印廷矢量

$$\mathbf{S}_{av} = \frac{1}{2} \operatorname{Re}[\mathbf{E}(z) \times \mathbf{H}^*(z)] = \mathbf{e}_z \frac{1}{2|\eta_c|} E_{xm}^2 e^{-2\alpha z} \cos \phi \quad (97)$$

- 综上，导电媒质中的均匀平面波的传播特性为

1. 电场强度  $\mathbf{E}$ 、磁场强度  $\mathbf{H}$  与波的传播方向相互垂直，是横电磁波 (TEM 波)；
2. 媒质的本征阻抗为复数，电场与磁场不同相位，磁场滞后于电场  $\phi$  角；
3. 在波的传播过程中，电场与磁场的振幅呈指数衰减



4. 波的传播速度（相速）不仅与媒质参数有关，而且与频率有关（有色散）

- 弱导电媒质 ( $\frac{\sigma}{\omega\varepsilon} \ll 1$ )

$$\begin{cases} \alpha \approx \frac{\sigma}{2} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \\ \beta \approx \omega \sqrt{\mu\varepsilon} \end{cases} \quad (98)$$

$$\eta_c \approx \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \left( 1 + j \frac{\sigma}{2\omega\varepsilon} \right)$$

特点：衰减小，相位常数与非导电媒质的大致相等，电场、磁场之间的相位差较小

- 良导体 ( $\frac{\sigma}{\omega\varepsilon} \gg 1$ )

$$\alpha \approx \beta \approx \sqrt{\omega\mu\frac{\sigma}{2}} = \sqrt{\pi f\mu\sigma} \propto \sqrt{f} \quad (99)$$

相速

$$v = \frac{\omega}{\beta} \approx \sqrt{\frac{2\omega}{\mu\sigma}} = \sqrt{\frac{4\pi f}{\mu\sigma}} \propto \sqrt{f} \quad (100)$$

波长

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = 2\sqrt{\frac{\pi}{f\mu\sigma}} \propto \frac{1}{\sqrt{f}} \quad (101)$$

本征阻抗

$$\eta_c = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon_c}} \approx \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma}} = (1+j)\sqrt{\frac{\pi f\mu}{\sigma}} \quad (102)$$

说明良导体中电磁波的**磁场强度的相位滞后于电场强度  $45^\circ$**

- 趋肤效应：  $f \uparrow$ ,  $\alpha \uparrow$ ，高频电磁波只能存在于良导体的表面层内
- 趋肤深度  $\delta$ ：幅值衰减为表面的  $\frac{1}{e}$  时传播的距离

$$\begin{aligned} -\alpha\delta &= -1 \\ \Rightarrow \delta &= \frac{1}{\alpha} = \frac{1}{\sqrt{\pi f\mu\sigma}} \propto \frac{1}{\sqrt{f}} \\ \Rightarrow \delta &= \frac{1}{\beta} = \frac{\lambda}{2\pi} \end{aligned} \quad (103)$$

- 群速

由  $v_g = \frac{d\omega}{d\beta}$ , 可得 (推导略)

$$v_g = \frac{v_p}{1 - \frac{\omega}{v_p} \frac{dv_p}{d\omega}} \quad (104)$$

### 3.3. 电磁波的极化

一般情况下, 沿  $+z$  方向传播的均匀平面波  $\mathbf{E} = \mathbf{e}_x E_x + \mathbf{e}_y E_y$

$$\begin{aligned} E_x(z, t) &= E_{xm} \cos(\omega t - kz + \phi_x) \\ E_y(z, t) &= E_{ym} \cos(\omega t - kz + \phi_y) \end{aligned} \quad (105)$$

极化的三种形式

$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x$	极化方式	备注
0 或 $\pm\pi$	线极化	$\Delta\phi = 0$ , 在 1、3 象限 $\Delta\phi = \pm\pi$ , 在 2、4 象限
$\pm\frac{\pi}{2}$	圆极化	$\Delta\phi = \frac{\pi}{2}$ , 左旋 $\Delta\phi = -\frac{\pi}{2}$ , 右旋
其他	椭圆极化	$0 < \Delta\phi < \pi$ , 左旋 $-\pi < \Delta\phi < 0$ , 右旋

### 3.4. 均匀平面波的反射与透射

**现象:** 电磁波从一介质传播到另一介质时, 一部分反射, 一部分透射

**分析方法:** 已知反射波和透射波的形式, 通过边界条件确定具体参数

#### 3.4.1. 媒质分界面的垂直入射

$$\begin{cases} E_{im} + E_{rm} = E_{tm} \\ \frac{1}{\eta_{1c}}(E_{im} - E_{rm}) = \frac{1}{\eta_{2c}}E_{tm} \end{cases} \quad (106)$$

$$\text{反射系数 } \Gamma = \frac{E_{rm}}{E_{im}} = \frac{\eta_{2c} - \eta_{1c}}{\eta_{2c} + \eta_{1c}}$$

$$\text{透射系数 } \tau = \frac{E_{tm}}{E_{im}} = \frac{2\eta_{2c}}{\eta_{2c} + \eta_{1c}}$$

性质:

- $1 + \Gamma = \tau$
- 若媒质 2 是理想导体, 即  $\sigma_2 = \infty$ , 则  $\eta_{2c} = 0$ , 有  $\Gamma = -1$ ,  $\tau = 0$
- 若两种媒质都是理想介质, 即  $\sigma_1 = \sigma_2 = 0$ , 则  $\Gamma = \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1}$ ,  $\tau = \frac{2\eta_2}{\eta_2 + \eta_1}$

- 驻波系数

$$S = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (107)$$

$\Gamma = 0$ ,  $S = 1$ , 为行波

$\Gamma = 1$ ,  $S = \infty$ , 为驻波

### 3.4.2. 多层介质平面的垂直入射

这里以三层为例

等效波阻抗  $\eta_{ef}$ , 媒质 2 和媒质 3 对  $z = 0$  处的反射系数影响可用一种等效媒质来代替, 此媒质的本征阻抗为  $\eta_{ef}$

$$\eta_{ef} = \eta_2 \frac{\eta_3 + j\eta_2 \tan(\beta_2 d)}{\eta_2 + j\eta_3 \tan(\beta_2 d)} \quad (108)$$

$$\begin{aligned} \Gamma_1 &= \frac{\eta_{ef} - \eta_1}{\eta_{ef} + \eta_1} \\ \tau_1 &= \frac{1 + \Gamma_1}{e^{j\beta_2 d} + \Gamma_2 e^{-j\beta_2 d}} \end{aligned} \quad (109)$$

- 四分之一波长匹配层

若媒质 2 厚度  $d = \frac{\lambda_2}{4}$ ,  $\eta_2 = \sqrt{\eta_1 \eta_3}$ , 就能消除媒质 1 表面的反射

- 半波长介质窗

若  $\eta_1 = \eta_3$ , 当媒质 2 厚度  $d = \frac{\lambda_2}{2}$  时, 就能消除反射, 可以无损通过厚度为  $\frac{\lambda_2}{2}$  的媒质层

### 3.4.3. 理想介质分界面的斜入射

假设入射面在  $xz$  平面上, 入射角为  $\theta_i$ , 折射角为  $\theta_t$ , 反射角为  $\theta_r$ , 则

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_i &= \mathbf{e}_x \sin(\theta_i) + \mathbf{e}_z \cos(\theta_i) \\ \mathbf{e}_r &= \mathbf{e}_x \sin(\theta_r) - \mathbf{e}_z \cos(\theta_r) \\ \mathbf{e}_t &= \mathbf{e}_x \sin(\theta_t) + \mathbf{e}_z \cos(\theta_t) \end{aligned} \quad (110)$$

由边界条件得到结论为

$$\begin{aligned} \theta_r &= \theta_i \\ k_1 \sin(\theta_i) &= k_2 \sin(\theta_t) \end{aligned} \quad (111)$$

其中  $k_1 = \omega\sqrt{\varepsilon_1\mu_1}$ ,  $k_2 = \omega\sqrt{\varepsilon_2\mu_2}$

- 全反射与全透射

$$\text{全反射临界角 } \theta_c = \arcsin\left(\sqrt{\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}}\right)$$

$$\text{全透射临界角 } \theta_c = \arctan\left(\sqrt{\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}}\right)$$

## 4. 导行电磁波

做以下假设：

- 波导内部是理想导体，即  $\sigma = \infty$
- 波导内填充无损耗介质
- 波导内无源，即  $\rho = 0, \mathbf{J} = 0$
- 波导内的电磁场为时谐场

导波分类

- $E_z = 0, H_z = 0$ , TEM 波
- $E_z \neq 0, H_z = 0$ , TM 波
- $E_z = 0, H_z \neq 0$ , TE 波

### 4.1. 矩形波导

可以传播 TM 波和 TE 波，不能传播 TEM 波

#### 4.1.1. 场分布

矩形波导中的 TE 波和 TM 波的特点：

- $m, n$  有不同的取值，对于每一种组合都有相应的截止波数  $k_{cmn} = \left[ \left( \frac{m\pi}{a} \right)^2 + \left( \frac{n\pi}{b} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}$  和场分布，称为  $\text{TM}_{mn}$  模或  $\text{TE}_{mn}$  模
- 由于对相同的  $m$  和  $n$ ， $\text{TM}_{mn}$  模和  $\text{TE}_{mn}$  模的截止波数  $k_{cmn}$  相同，这种情况称为模式的简并；
- 不存在  $\text{TM}_{m0}$  和  $\text{TE}_{0n}$  模

#### 4.1.2. 传播特性

相位常数

$$\begin{aligned}\beta_{mn} &= \sqrt{\omega^2 \mu \varepsilon - \left( \frac{m\pi}{a} \right)^2 - \left( \frac{n\pi}{b} \right)^2} \\ &= k \sqrt{1 - \left( \frac{k_{cmn}}{k} \right)^2} \\ &= k \sqrt{1 - \left( \frac{f_{cmn}}{f} \right)^2}\end{aligned}\tag{112}$$

波速

$$v_{pmn} = \frac{\omega}{\beta_{mn}} = \frac{\omega}{k \sqrt{1 - \left( \frac{f_{cmn}}{f} \right)^2}} > \frac{\omega}{k}\tag{113}$$

波导波长

$$\lambda_{gmn} = \frac{2\pi}{\beta_{mn}} \quad (114)$$

结论：当  $f > f_{cmn} = \frac{k_{cmn}}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}}$  时，矩形波导才能传播相应模式的电磁波

#### 4.1.3. 主模

主模：截止频率最低的模式

高次模：除主模以外的模式

模式分布：

- 截止区： $\lambda > 2a$
- 单模区： $a < \lambda < 2a \Rightarrow \frac{\lambda}{2} < a < \lambda$
- 多模区： $\lambda < a$

#### 4.2. 圆柱形波导

截止波数  $k_{cmn} = \frac{P'_{mn}}{a}$

截止频率  $f_{cmn} = \frac{k_{cmn}}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}}$

其余的一些参数和矩形波导基本一致

#### 4.3. 同轴波导

同轴波导传播 TEM 波

截止波数  $k_c = 0$ ，所以  $\lambda_c = 0$ ，TEM 模为主模

传播常数  $\gamma = jk = j\omega\sqrt{\mu\varepsilon} = j\beta$

相位常数  $\beta = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}$

相速  $v_p = \frac{\omega}{\beta}$

波阻抗  $Z_{TEM} = \frac{E_\rho}{H_\phi} = \frac{\gamma}{j\omega\varepsilon} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} = \eta$

#### 4.4. 谐振腔

##### 4.4.1. 矩形谐振腔

可将一段矩形波导两端封闭而成

尺寸： $a \times b \times l$

不同的  $m, n, p$  对应不同振荡模式，TE<sub>mnp</sub> 模或 TM<sub>mnp</sub> 模

- 谐振频率

$$f_{mnp} = \frac{1}{2\sqrt{\mu\varepsilon}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{l}\right)^2} \quad (115)$$

## 4.5. 传输线

- 传输 TEM 波的双导体传输线，例如平行双线、同轴线等
- 采用“路”的分析方法，把传输线作为分布参数电路处理
- 由基尔霍夫定律导出传输线方程，进而讨论波沿线的传播特性

均匀传输线的电路参数：

- $R_1$  —— 单位长度电阻
- $L_1$  —— 单位长度电感
- $G_1$  —— 单位长度电导
- $C_1$  —— 单位长度电容

### 4.5.1. 传输线方程及其解

由基尔霍夫定律，得到电报方程

$$\begin{cases} -\frac{\partial u}{\partial z} = R_1 i + L_1 \frac{\partial i}{\partial t} \\ -\frac{\partial i}{\partial z} = G_1 u + C_1 \frac{\partial u}{\partial t} \end{cases} \quad (116)$$

如果  $u, i$  是时谐的，则方程化为

$$\begin{cases} -\frac{dU(z)}{dz} = (R_1 + j\omega L_1)I(z) \\ -\frac{dI(z)}{dz} = (G_1 + j\omega C_1)U(z) \end{cases} \quad (117)$$

对  $z$  求导得

$$\begin{cases} -\frac{d^2 U(z)}{dz^2} = (R_1 + j\omega L_1) \frac{dI(z)}{dz} \\ -\frac{d^2 I(z)}{dz^2} = (G_1 + j\omega C_1) \frac{dU(z)}{dz} \end{cases} \quad (118)$$

将  $\frac{dU(z)}{dz}, \frac{dI(z)}{dz}$  代入，得

$$\begin{cases} \frac{d^2 U(z)}{dz^2} = \gamma^2 U(z) \\ \frac{d^2 I(z)}{dz^2} = \gamma^2 I(z) \end{cases} \quad (119)$$

解得

$$\begin{cases} U(z) = A_1 e^{-\gamma z} + A_2 e^{\gamma z} \\ I(z) = \frac{1}{Z_0} (A_1 e^{-\gamma z} - A_2 e^{\gamma z}) \end{cases} \quad (120)$$

其中

$$\begin{aligned} \gamma &= \sqrt{(R_1 + j\omega L_1)(G_1 + j\omega C_1)} \\ Z_0 &= \sqrt{\frac{R_1 + j\omega L_1}{G_1 + j\omega C_1}} \end{aligned} \quad (121)$$

$A_1, A_2$  由边界条件计算

#### 4.5.2. 传输线特性参数

电压（电流）表达式中，带有  $e^{-\gamma z}$  项的称为入射波电压（电流），带有  $e^{\gamma z}$  项的称为反射波电压（电流）

##### 1. 特性阻抗

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R_1 + j\omega L_1}{G_1 + j\omega C_1}} \quad (122)$$

对于无损耗传输线， $R_1 = G_1 = 0$ ， $Z_0 = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$

- 平行双线

$$Z_0 = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln\left(\frac{2D}{d}\right) \quad (123)$$

- 同轴线

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln\left(\frac{D}{d}\right) \quad (124)$$

##### 2. 传播常数

$$\gamma = \sqrt{(R_1 + j\omega L_1)(G_1 + j\omega C_1)} = \alpha + j\beta \quad (125)$$

对于无损耗传输线， $\alpha = 0$ ， $\beta = \omega \sqrt{L_1 C_1}$

##### 3. 相速

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} \quad (126)$$

##### 4. 波长



$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} \quad (127)$$

### 4.5.3. 传输线的工作参数

#### 1. 输入阻抗

- 传输线上任一点的电压和电流的比值定义为该点沿负载端看去的输入阻抗

$$Z_{\text{in}}(z') = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh(\gamma z')}{Z_0 + Z_L \tanh(\gamma z')} \quad (128)$$

其中  $Z_L = \frac{U_2}{I_2}$ , 为终端负载阻抗

- 当传输线为无损耗传输线时,  $\gamma = j\beta$

$$Z_{\text{in}}(z') = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta z')}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta z')} \quad (129)$$

- 且对于终端短路线

$$Z_{\text{ins}} = jZ_0 \tan(\beta z') \quad (130)$$

- 对于终端开路线

$$\begin{aligned} Z_{\text{ino}} &= -jZ_0 \cot(\beta z') = \frac{Z_0}{j \tan(\beta z')} \\ &\Rightarrow Z_{\text{ins}} \cdot Z_{\text{ino}} = Z_0^2 \end{aligned} \quad (131)$$

#### 2. 反射系数

传输线上任一点的反射波电压与入射波电压的比值定义为该点的反射系数:

$$\Gamma(z') = \Gamma_2 e^{-2\gamma z'} \quad (132)$$

其中

$$\Gamma_2 = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} : \begin{cases} \Gamma_2 = 0 & (Z_L = Z_0) & (\text{终端阻抗等于特性阻抗}) \\ \Gamma_2 = -1 & (Z_L = 0) & (\text{终端短路线}) \\ \Gamma_2 = 1 & (Z_L = \infty) & (\text{终端开路线}) \\ |\Gamma_2| = 1 & (Z_L = jX_L) & (\text{终端负载为纯电抗}) \end{cases} \quad (133)$$

#### 3. 驻波系数与行波系数

传输线上电压最大值与电压最小值之比, 称为电压驻波系数或电压驻波比  $S$ , 其倒数称为行波系数  $K$

对于无损耗线

$$S = \frac{1 + |\Gamma_2|}{1 - |\Gamma_2|}$$

$$K = \frac{1}{S} = \frac{1 - |\Gamma_2|}{1 + |\Gamma_2|} \quad (134)$$

#### 4.5.4. 传输线的工作状态

传输线的工作状态由负载阻抗  $Z_L$  和特性阻抗  $Z_0$  决定

##### 1. 行波状态

此时  $Z_L = Z_0$ ，只有入射波，无反射波，电压、电流同相位

##### 2. 驻波状态

此时  $Z_L = \begin{cases} 0 \\ \infty \\ \pm jX_L \end{cases}$ ，产生全反射，入射波与反射波叠加形成驻波

##### 3. 混合状态

## 5. 电磁辐射