



# 天线与电波传播

郭璐

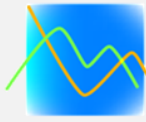
南京理工大学，电光学院通信工程系

2023年春季学期

办公室: 电光院A342

Email: [lu.guo@njust.edu.cn](mailto:lu.guo@njust.edu.cn)





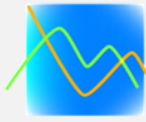
# 第2章 简单线天线

2.1 水平对称天线

2.2 直立天线

2.3 环形天线

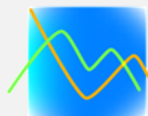
2.4 引向天线与背射天线



## 2.4.2 引向天线的电特性

### 极化特性

常用的引向天线为线极化天线，当振子面水平架设时，工作于水平极化；当振子面垂直架设时，工作于垂直极化。



### 带宽特性

1、引向天线的工作带宽主要受方向性和输入阻抗的限制，一般只有百分之几。在允许馈线上驻波比  $S \leq 2$  的情况下，其工作带宽可能达到10%。

2、用单根无源振子作反射器时，由于自阻抗、互阻抗以及电间距  $d/\lambda$  均与频率关系密切，所以引向天线的工作带宽很窄。此时可以采用排成平面的多振子（例如“王”形振子）或由金属线制成的反射屏作为反射器，这样不仅可以增大前后辐射比，还可以增加工作带宽。

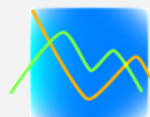
3、有源振子的带宽对引向天线的工作带宽有重要影响。为了较宽带工作，可采用直径粗的振子，如：扇形振子，“X”形振子以及折合振子等等。



扇形振子

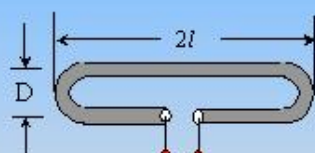


X形振子

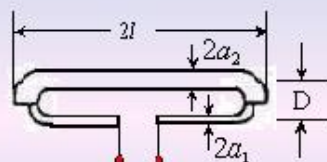


## 2.4.3 半波折合振子

粗略地说，可以把半波折合振子看作是一段短路路线从其中点拉开压扁而成，折合振子的两个端点为电流节点，导线上电流同相，当  $D \ll \lambda$ ，折合振子相当于一电流为  $I_M = I_{M1} + I_{M2}$  的半波振子，故方向图将和半波振子的一样。

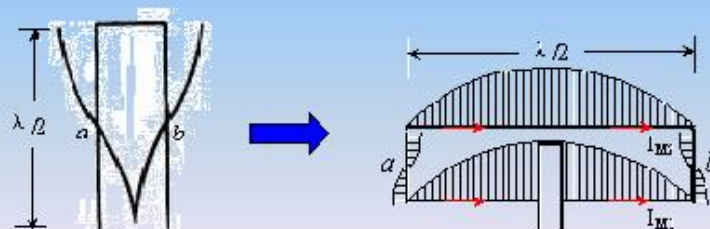


等粗细半波折合振子



不等粗细半波折合振子

$$2l \approx \lambda/2 \quad D \ll \lambda$$



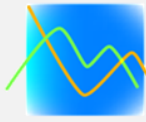
半波折合振子的构成及电流分布

半波折合振子的输入电阻与半波振子输入电阻之间满足以下关系：

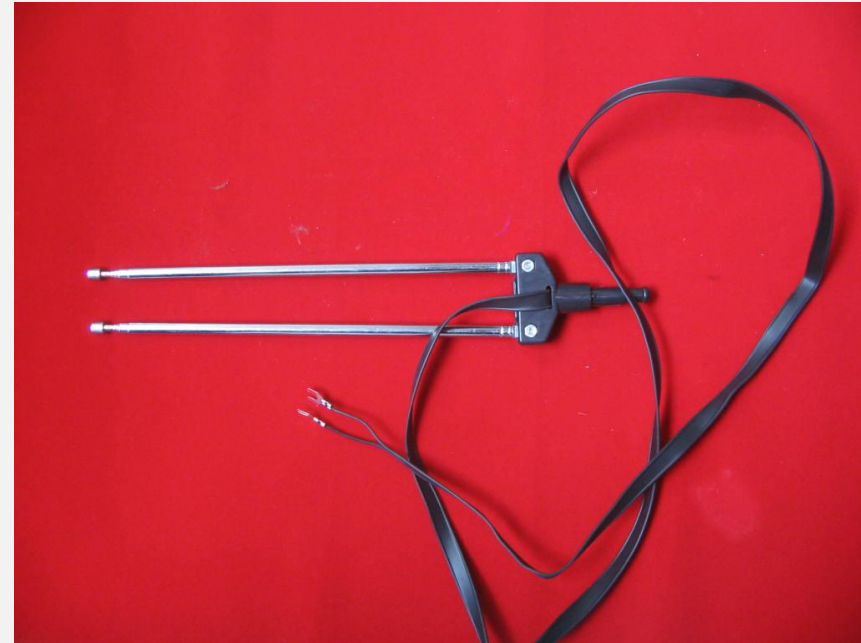
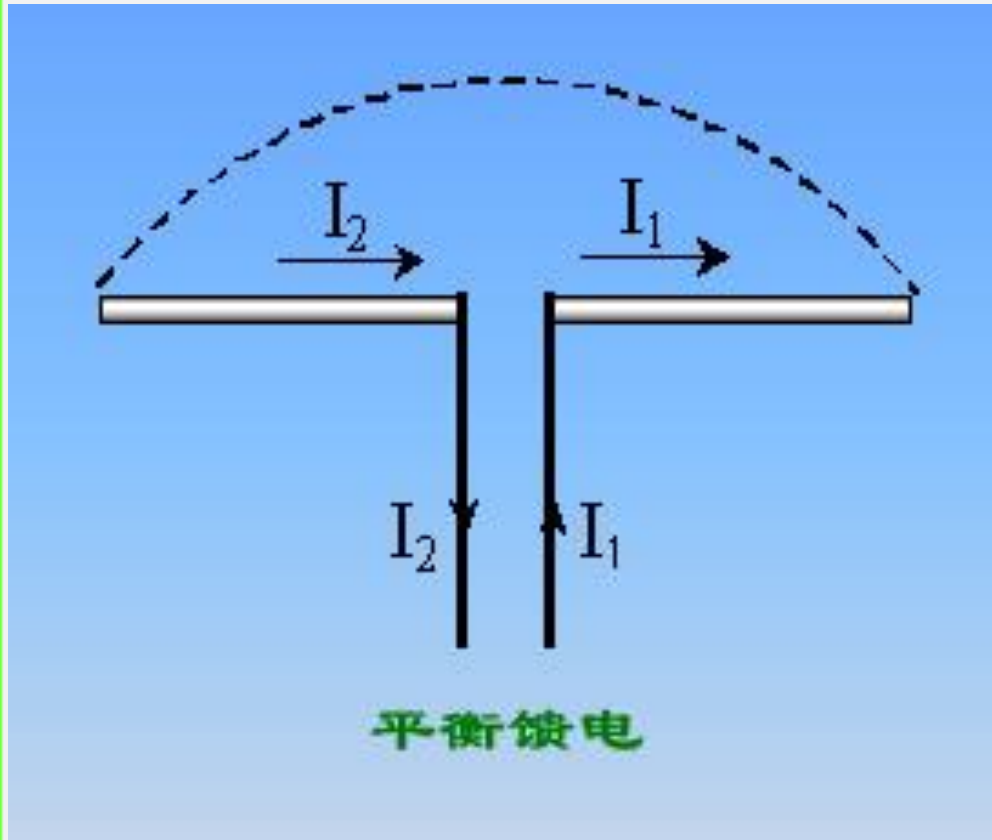
$$R_{in} = \left( 1 + \frac{\ln \frac{D}{a_1}}{\ln \frac{D}{a_2}} \right)^2 R_r = K R_r$$

当  $a_1 = a_2$  (等粗细) 时,  $K = 4$

$$R_{in} = 4R_r$$

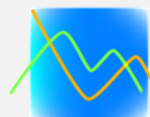


## 2.4.4 平衡器——对称天线的馈电

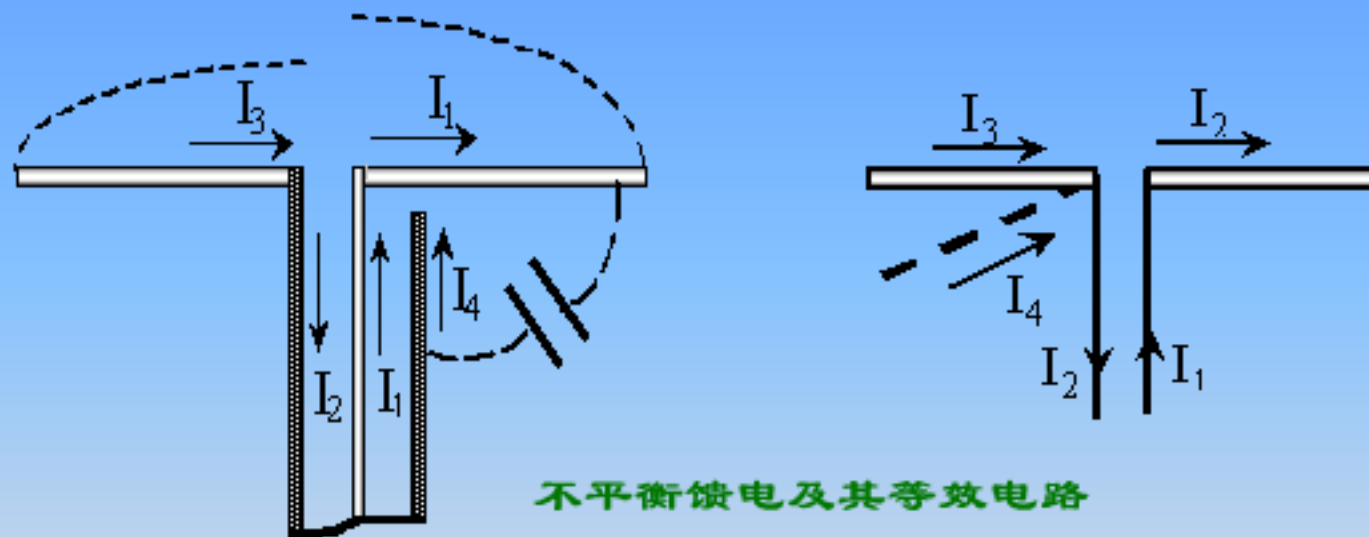


用平行双导线馈电，对称振子两臂上的电流等幅、对称。





## 2.4.4 平衡器——对称天线的馈电



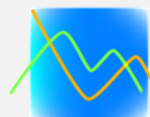
用同轴线馈电时，假如直接把同轴线的内外导体分别端接振子的左右两臂，则由于同轴线外导体外表面与右臂间的分布电容，使得它成为相当于左臂的一部分，起到分流（存在  $I_4$ ）的作用，这种现象有时称为电流“外溢”。根据电流连续性原理，在馈电点  $I_1 = I_2$ ，而  $I_2 = I_3 + I_4$ ，故由于  $I_4$  的存在，导致  $I_3 < I_1$ ，振子两臂的电流不再相等，失去了原来的“对称”性。另外， $I_4$  的存在所产生的辐射，还会造成交叉极化分量，破坏了原来的正常极化，这些都是人们所不希望的。为此，应采取适当措施加以克服，该措施就是采用平衡器。



### Balun原理

针对同轴线馈电时产生不平衡的原因，大体上有三种方法可以使之平衡：一是扼止  $I_4$ ，即在馈电点让  $I_4 = 0$ ， $\lambda/4$  扼流套即基于此原理；另一个就是让左、右臂均有分流，且为均衡分流，但让它们不能对外产生辐射，附加平衡段平衡器就基于这一设想；还有一种就是让振子的两臂均接同轴线内导体，形成对“地”自然平衡，与此同时还要保证两臂等幅馈电，U形管就是这样做的。



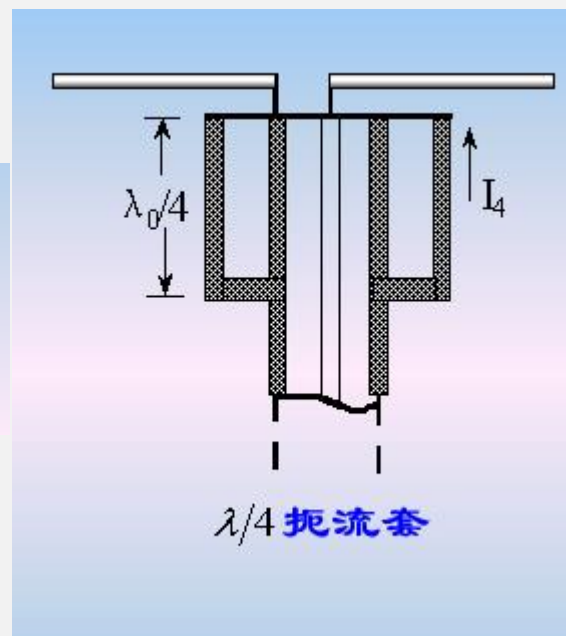


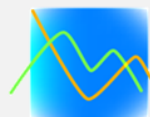
## 2.4.4 平衡器——对称天线的馈电

**结构：**在原同轴线的外边增加一段长为 $\lambda/4$ 的金属罩，罩的下端与同轴线外导体短接。

**原理：**罩的内表面与原同轴线外导体的外表面便形成一段终端短路的新同轴线，其输入阻抗为 $\infty$ ，使得馈电点处的 $I_4=0$ ，因而扼止 $I_4$ ，保证了振子两臂电流的对称性。

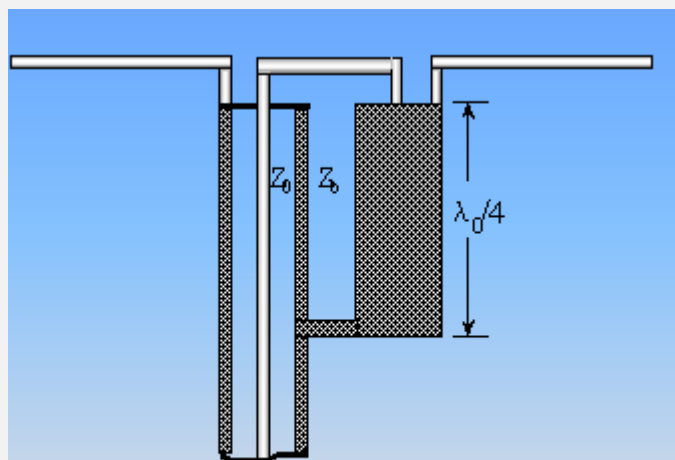
**性能分析：**当工作频率改变时，扼流套的输入阻抗减小， $I_4$ 会相应增大起来，平衡将遭到破坏，故这种平衡器的工作带宽很窄，属窄带器件。由扼流套的结构可知，这种平衡器适用于硬同轴线给对称天线馈电的情况。





## 2.4.4 平衡器——对称天线的馈电

### 附加平衡段平衡器

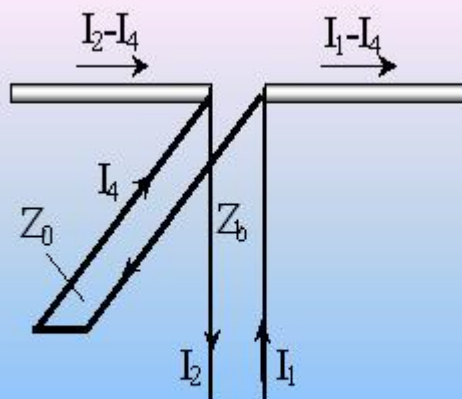


结构

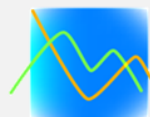
**结构：**在同轴线外面平行接上一段（长度为 $\lambda_0/4$ ）与同轴线等粗细的金属柱体，圆柱体底部与同轴线外导体短接，形成一段特性阻抗为 $Z_0$ 的 $\lambda_0/4$ 终端短路平行双导线。同轴线外导体直接接天线一臂，内导体与附加圆柱体连接后接天线的另一臂。

#### 性能分析：

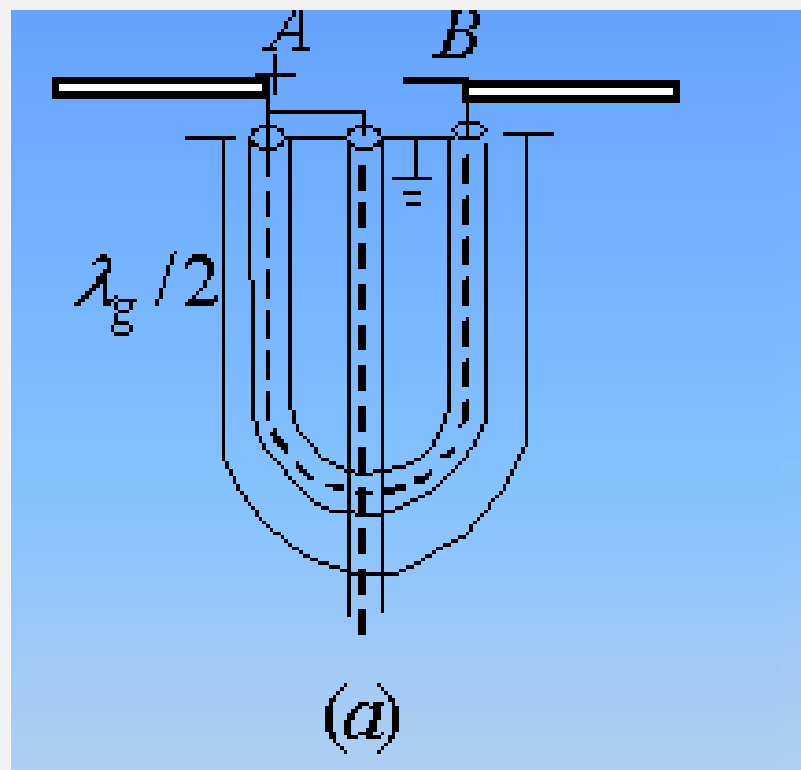
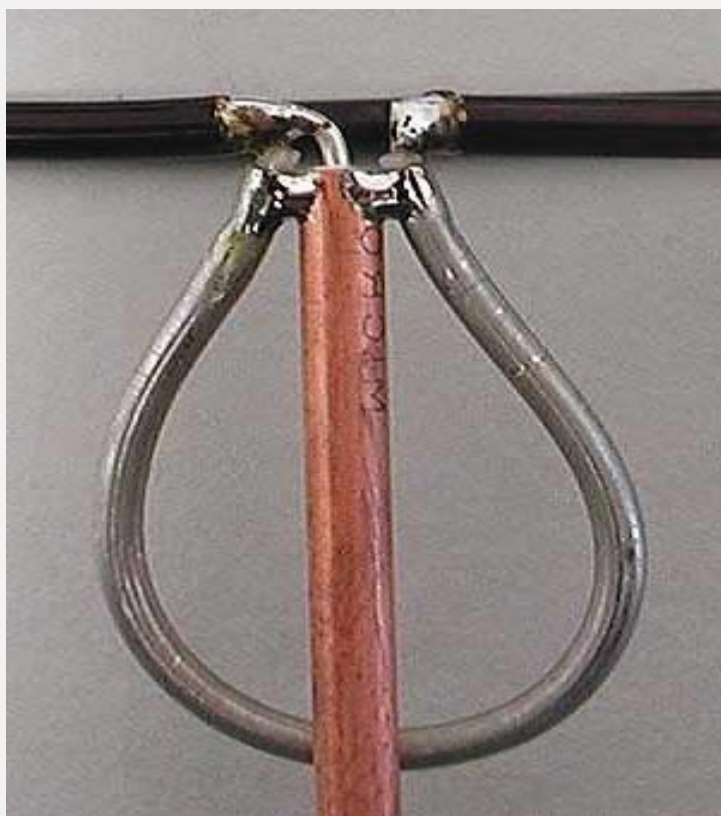
同轴线的内外导体被均衡分流，因而天线两臂的电流左臂为 $I_2 - I_4$ ，右臂为 $I_1 - I_4$ ，因 $I_1 = I_2$ ，所以两臂电流相等。当 $\lambda = \lambda_0$ 时， $\lambda/4$ 短路线输入端电流为零（即 $I_4 = 0$ ），振子两臂电流相等；当 $\lambda \neq \lambda_0$ 时，虽有 $I_4$ 存在，但仍然保持相等。故就平衡而言，是宽带的，因而又称宽带 $\lambda/4$ 平衡器。同时由于 $I_4$ 是流入平行双导线的电流，对外不会产生对工作不利的附加辐射。



等效电路



## 2.4.4 平衡器——对称天线的馈电

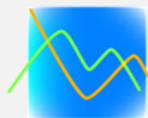


### 平衡原理：

U形管平行平衡器是一段长为 $\lambda_g/2$ 的同轴线，由于天线两臂均接内导体，对“地”是对称的，因而是平衡的。同时，由传输线理论可知，因A，B相距 $\lambda_g/2$ ，对地的电位将等幅反相 $V_A$ 为“+”， $V_B$ 为“-”，因而两臂的电流大小相等，得到对称分布。

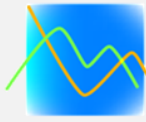
当 $\lambda \neq \lambda_0$ 时，U形管长度不再是 $\lambda_g/2$ ，故该平衡器是窄带的。通常用软同轴线制作U形管。



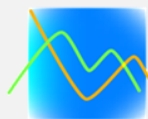


## 2.4.4 平衡器——对称天线的馈电





# 第3章 行波天线



## 3.1 行波单导线及菱形天线

前面讲的振子型天线，其上电流为驻波分布，如对称振子的电流分布为

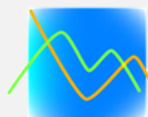
$$I(z) = I_m \sin^2 \beta(h - |z|) = \frac{I_m}{2j} e^{j\beta h} (e^{-j\beta z} - e^{j\beta z})$$

式中，第一项表示从馈电点向导线末端传输的行波(**traveling wave**)；第二项表示从末端反射回来的从导线末端向馈电点传输的行波；负号表示反射系数为**1**。

当终端不接负载时，来自激励源的电流将在终端全部被反射。这样，振幅相等、传输方向相反的两个行波叠加就形成了驻波(**standing wave**)。凡天线上电流分布为驻波的均称为驻波天线。

驻波天线输入阻抗具有明显的谐振特性，一般情况下工作频带较窄。





如果天线上电流分布是行波，则此天线称为行波天线。通常，行波天线是由导线末端接匹配负载来消除反射波而构成，最简单的有行波单导线天线、**V**形天线和菱形天线等，它们具有较宽的带宽，后两种天线还具有较好的单向辐射特性，因此在短波、超短波波段获得了广泛的应用。但由于部分能量被负载吸收，所以天线效率不高。

### ● 行波单导线天线的方向图

若天线终端接匹配负载，则天线上电流为行波分布：

$$I_z = I_0 e^{-j\beta z'} \quad (3-1-1)$$

行波天线的辐射场为



观察点

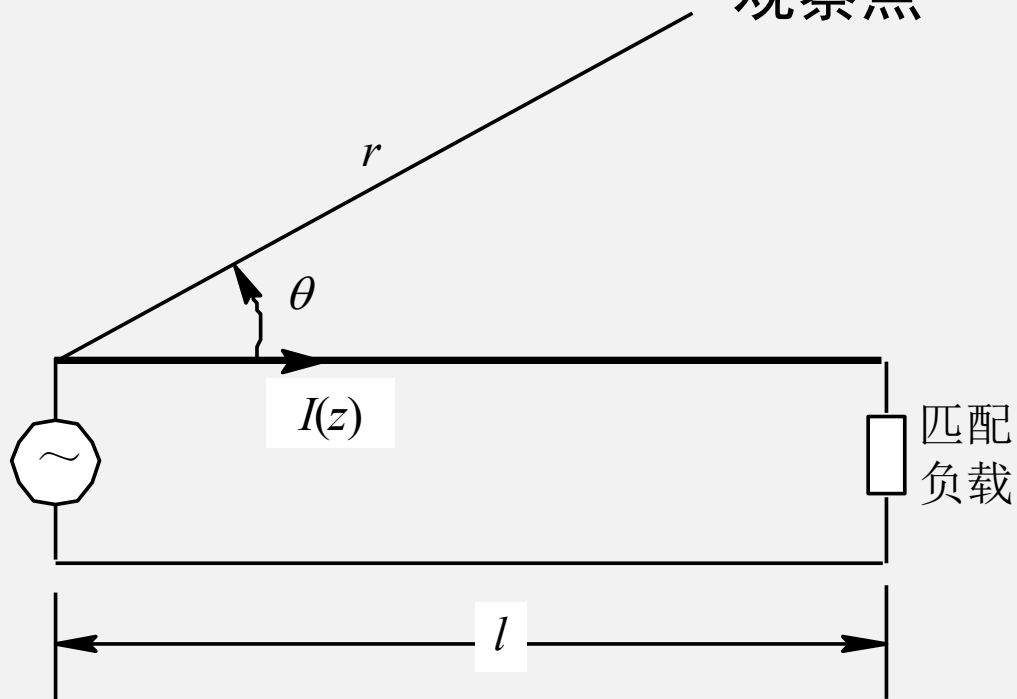
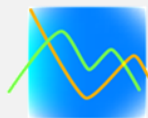


图 3-1-1 行波天线

$$E_{\theta} = j \frac{60\pi}{r\lambda} \sin \theta \int_0^l I_0 e^{-j\beta z'} e^{-jk(r-z'\cos\theta)} dz'$$

$$E_{\theta} = \frac{j60\pi I_0}{\lambda r} \cdot \frac{\sin \theta}{1 - \cos \theta} \cdot \sin \left[ \frac{\beta l}{2} (1 - \cos \theta) \right] e^{-j\beta \left[ r + \frac{l}{2} (1 - \cos \theta) \right]} \quad (3-1-3)$$



因而，单根行波单导线的方向函数为

$$F_{\theta} = \frac{\sin \theta \sin \left[ \frac{\beta l}{2} (1 - \cos \theta) \right]}{1 - \cos \theta} \quad (3-1-4)$$

由图 **3-1-2** 可见，行波天线是单方向辐射的，但其最大辐射方向随电长度  $l/\lambda$  的变化而变化，旁瓣电平较高且瓣数较多，与其它类型天线相比，相对其电尺寸而言增益是不高的。但这些不足可以利用排阵的方法来进行改善。

当天线较长时，行波天线的最大辐射方向可近似由下式确定：

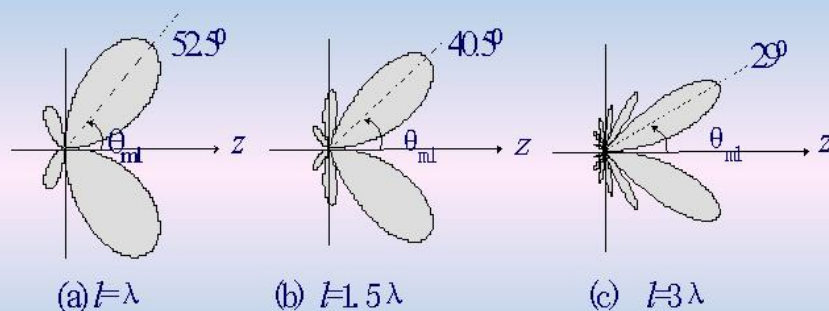


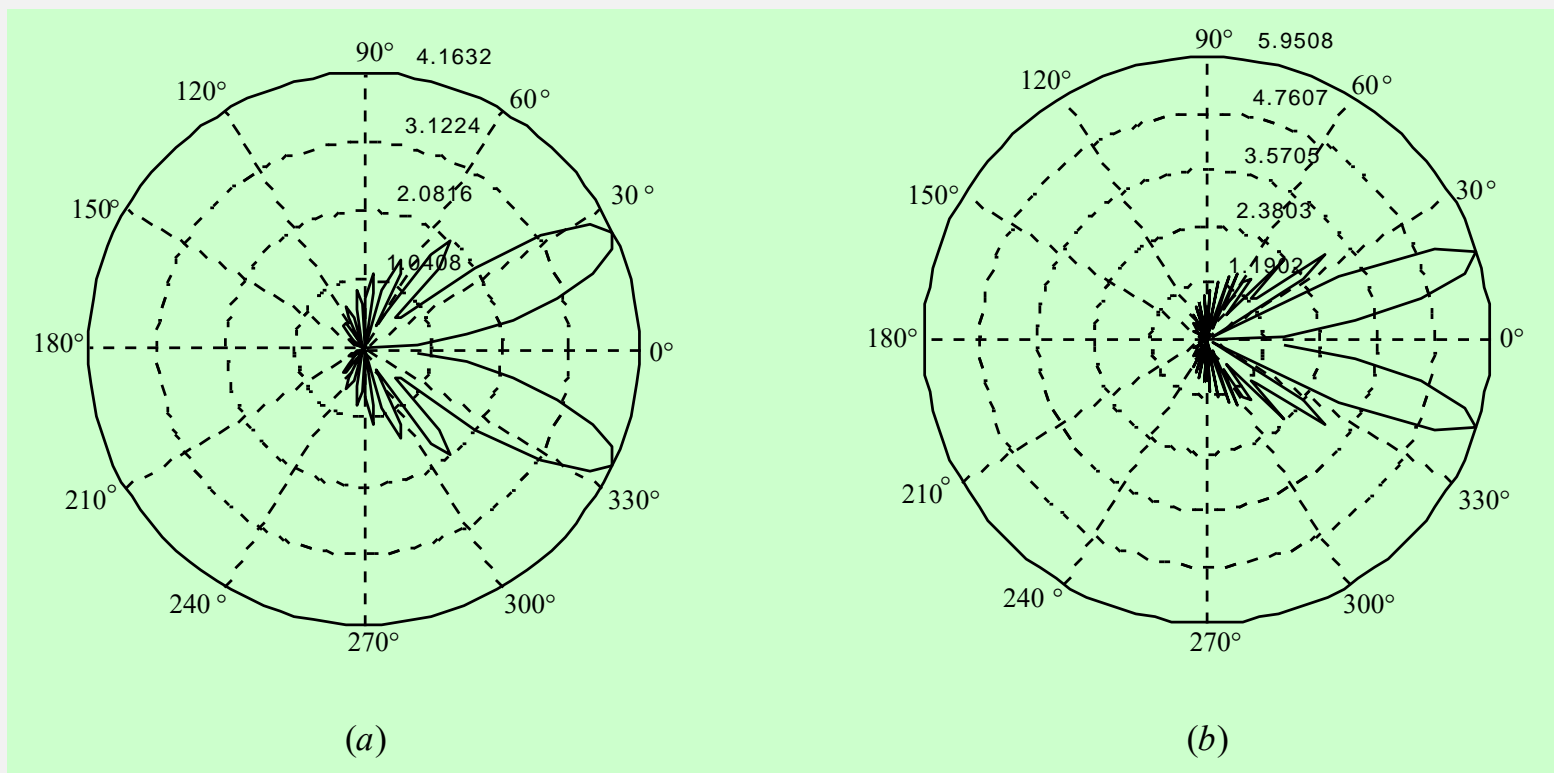
图3-1-2 行波单导线的方向图

行波单导线方向图

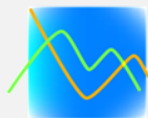
$$\theta_{M1} \approx \cos^{-1} \left( 1 - \frac{\lambda}{2L} \right)$$



## 3.1.1 行波单导线



$L = 4\lambda$ 和 $8\lambda$ 时行波单导线方向图



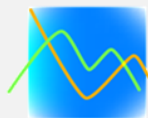
因此, 有

$$\cos\theta_m = 1 - \frac{\lambda}{2l}$$

由上式可见, 当 $l/\lambda$ 较大, 工作波长改变时, 最大辐射方向 $\theta_m$ 变化不大。

**方向图特点:**

1. 沿导线轴线方向没有辐射, 因为基本振子没有辐射。
2. 导线长度加长, 最大辐射方向愈靠近轴线方向, 同时主瓣愈窄, 副瓣愈大且副瓣数增多。
3. 当 $l/\lambda$ 很大时,  $\theta_{m1}$ 随 $l/\lambda$ 变化很小, 即最大辐射方向随波长变化很小。——**具有宽频特性**



目前，一种被广泛应用于短波通信和广播、超短波散射通信的行波天线是由四根行波单导线连接成菱形的天线。载有行波电流的四个臂长相等，它们的辐射方向图完全相同。适当选择菱形的边长和顶角 $2\theta$ ，可在对角线方向获得最大辐射。



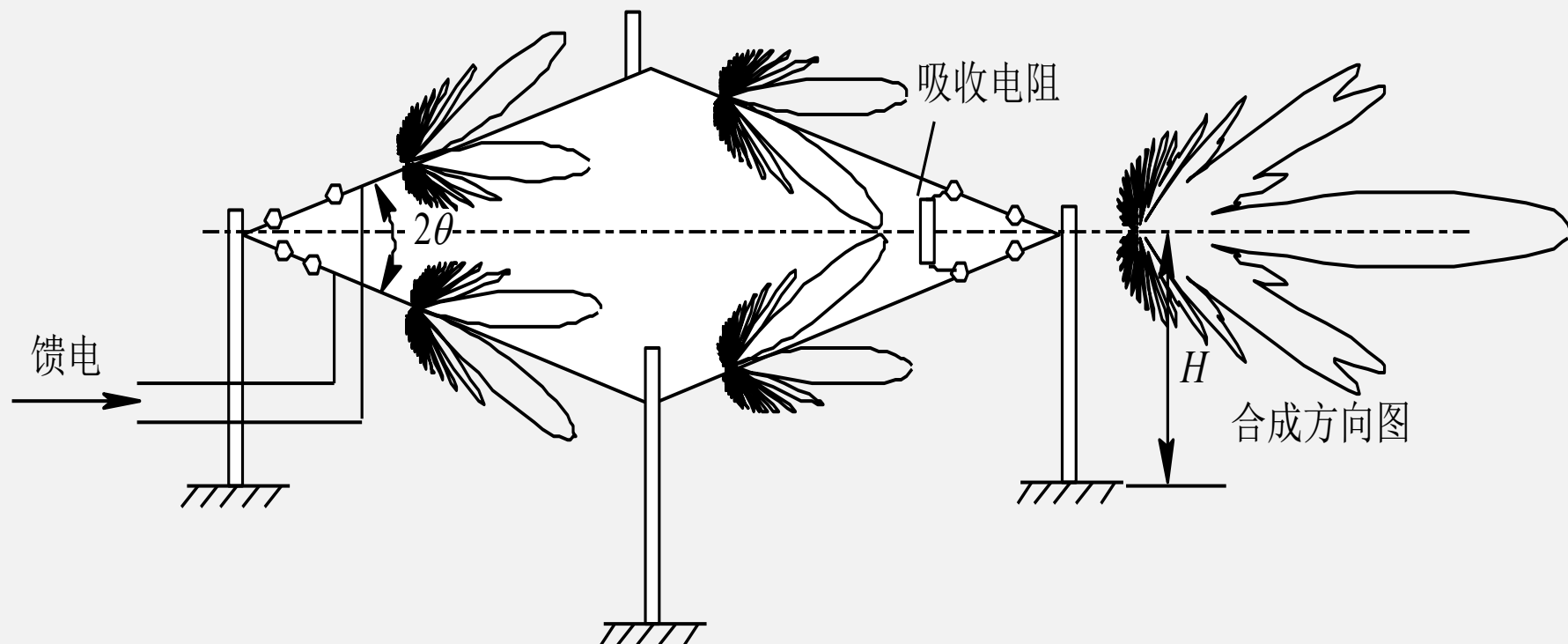
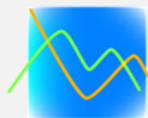
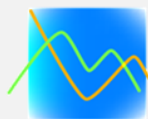


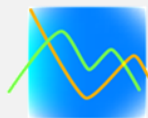
图 3-1-5 菱形天线及其平面方向图



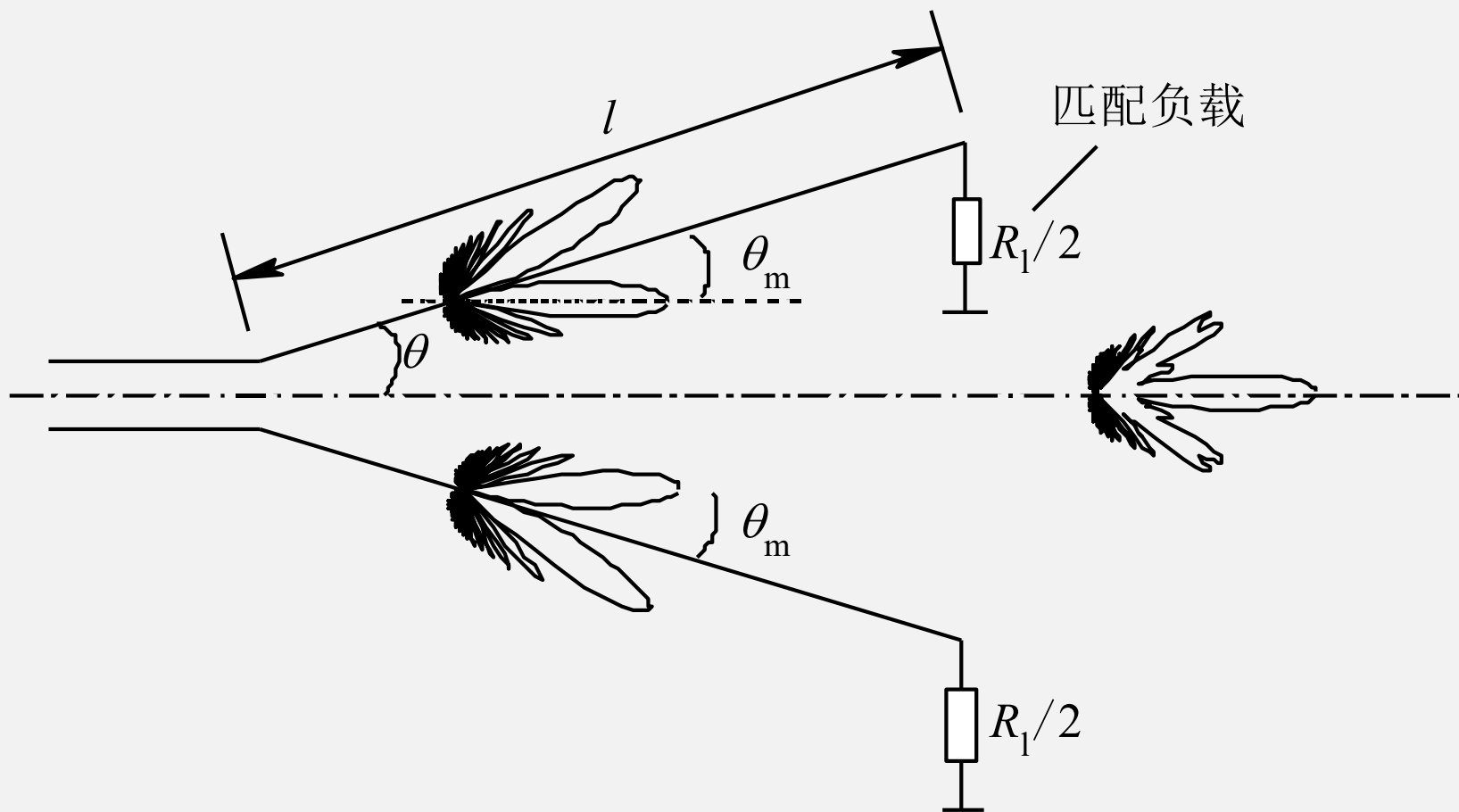
### 行波V形天线

用两根行波单导线可以组成V形天线。对于一定长度 $l/\lambda$ 的行波单导线, 适当选择张角 $2\theta$ , 可以在张角的平分线方向上获得最大辐射。

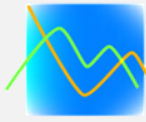
由于 $l/\lambda$ 较大时, 工作波长改变而最大辐射方向 $\theta_m$ 变化不大, 因此V形天线具有较好的方向图宽频带特性和阻抗宽频带特性。由于其结构及架设特别简单, 特别适应于短波移动式基站中。



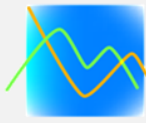
## 3.1.3 行波V形天线



V形天线( $l/\lambda=10$ ,  $\theta=15^\circ$ )



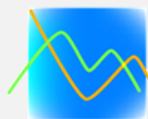
# 螺旋天线 (helical antenna)



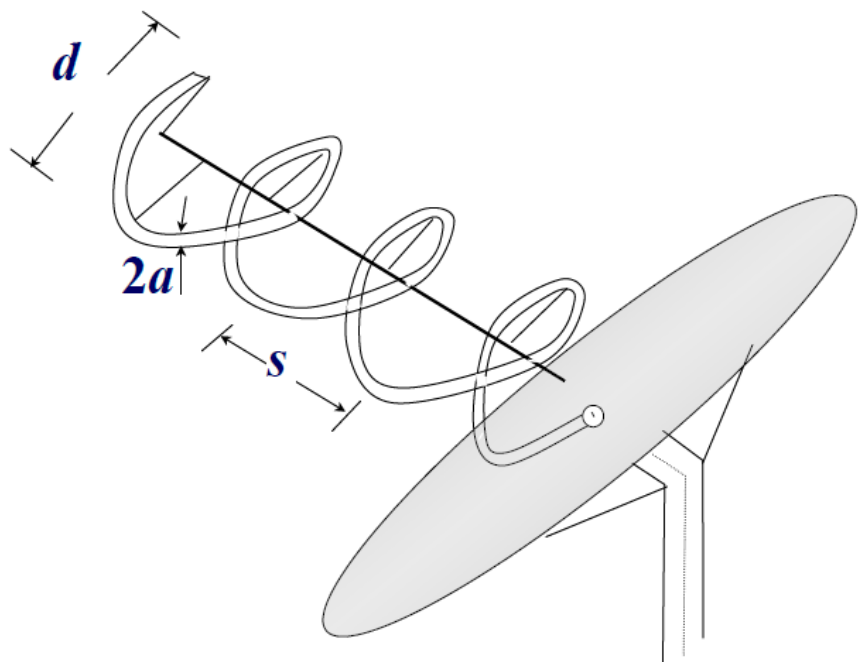
### 3.2.1 圆极化波及其应用

圆极化波具有下述重要特点：

1. 可分解为两正交等幅相位相差 $90^\circ$ 的线极化波；
2. 辐射左旋圆极化波的天线，只能接收左旋圆极化波，反之亦然；
3. 入射波与反射波的旋向相反。



## 3.2.2 螺旋天线的工作原理



螺旋天线的参数有：

螺旋直径 $d=2b$ ；

螺距 $s$ ；

圈数 $N$ ；

每圈的长度 $c$ ；

螺距角 $\Delta$ ；

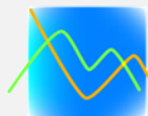
轴向长度 $L$ 。

$$c^2 = s^2 + (\pi d)^2$$

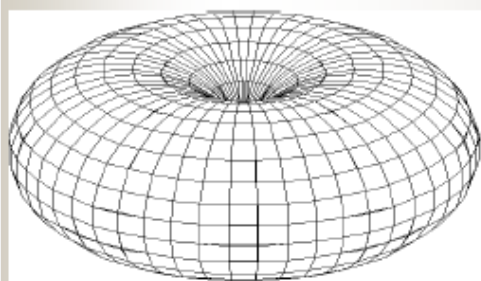
$$\Delta = \arctan \frac{s}{\pi d}$$

$$L = Ns$$

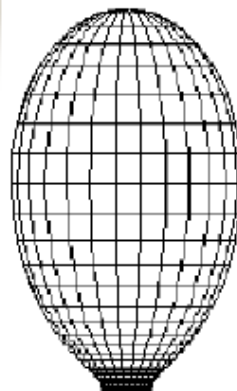




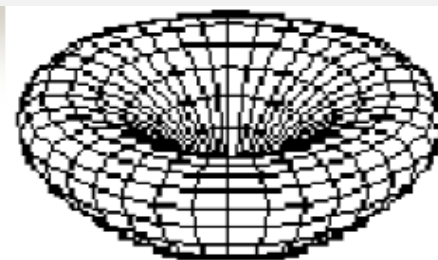
## 3.2.2 螺旋天线的工作原理



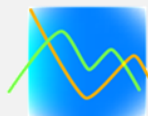
$d/\lambda < 0.18$   
边射型



$d/\lambda = 0.25 \sim 0.46$   
端射型

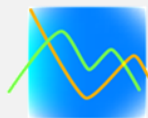


$d/\lambda > 0.46$   
圆锥型



可以近似地将螺旋天线看成是由N个平面圆环串接而成，即看成是用环天线组成的天线阵。

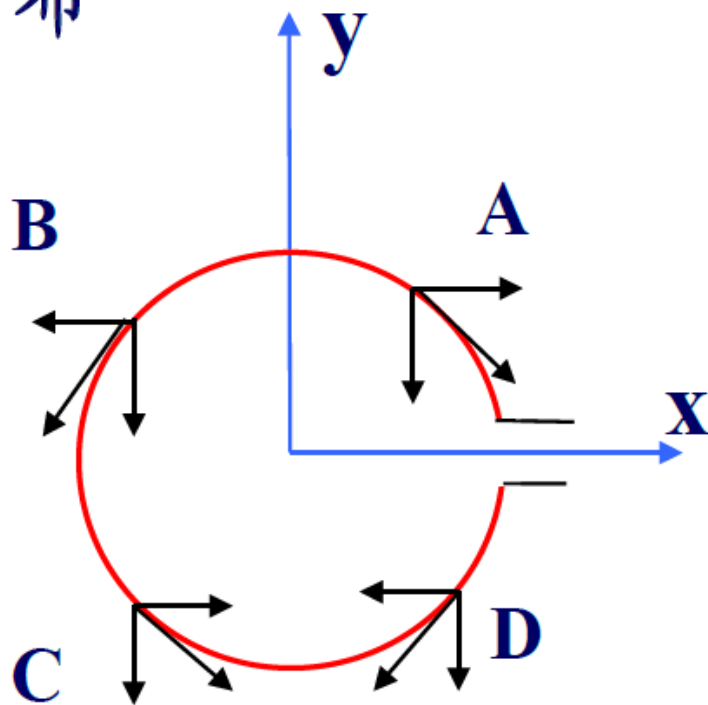
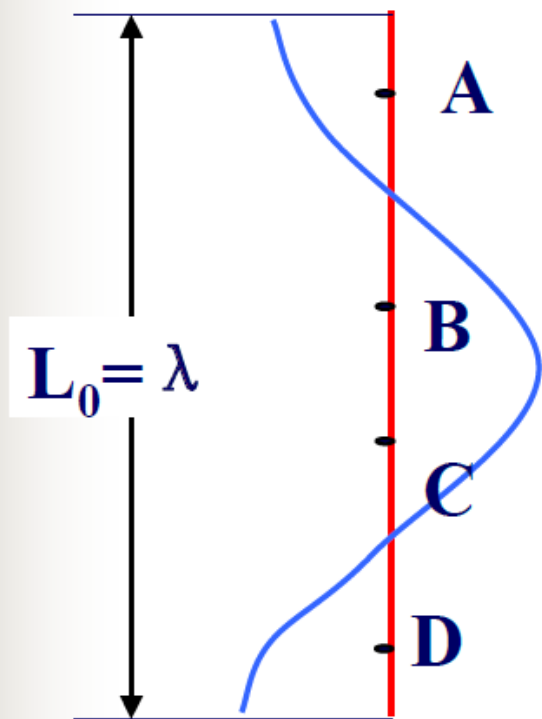
设环的周长等于1个波长 $\lambda$ ，并设螺旋天线上传输的是行波电流。



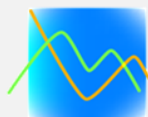
## 3.2.2 螺旋天线的工作原理

$t_1$ 时刻平面环的电流分布

$$I = I_0 \cos(\omega t - kl)$$



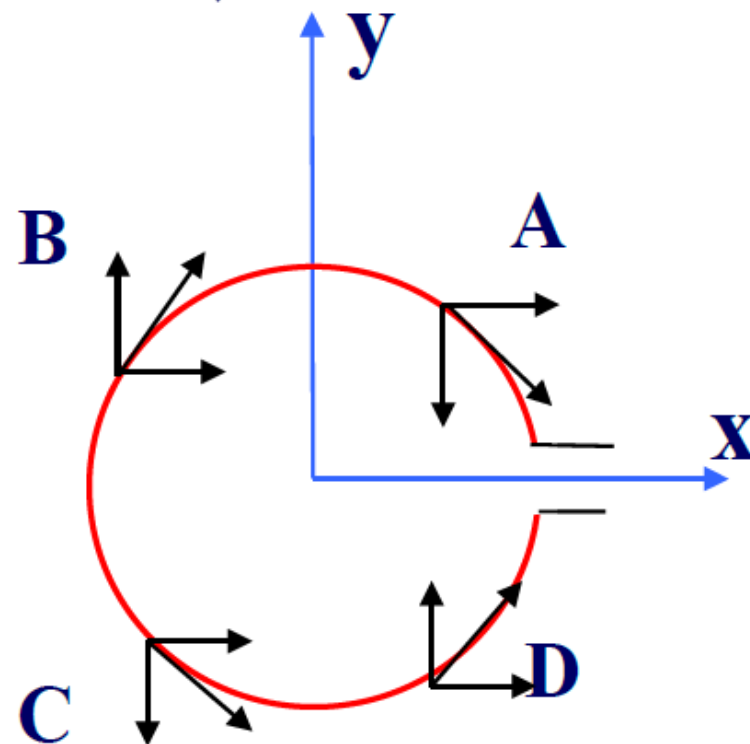
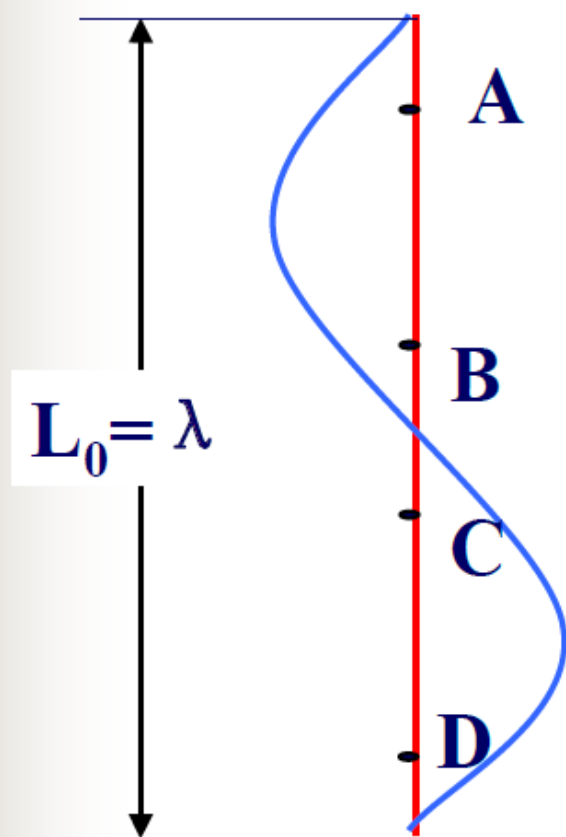
轴向辐射场  $E = E_y$



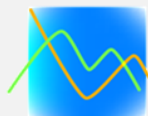
## 3.2.2 螺旋天线的工作原理

$t_1 + T/4$ 时刻平面环的电流分布

$$I = I_0 \cos(\omega t - kl)$$



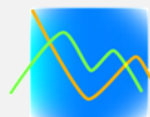
轴向辐射场  $E = E_x$



一个波长载行波的圆环沿轴向辐射的是圆极化波。

一个波长环的方向函数近似为  $\cos\varphi$ ,  $\varphi$  为观察点与环轴的夹角。

将多个圆环按端射式直线阵的条件排列, 则可在轴方向获得最大辐射;



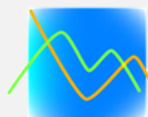
$T_1$ 模螺旋天线的方向图可用单圈的方向图乘上阵因子求得。

一个波长环的方向函数近似为 $\cos\varphi$ ，  
整个螺旋天线的方向函数为

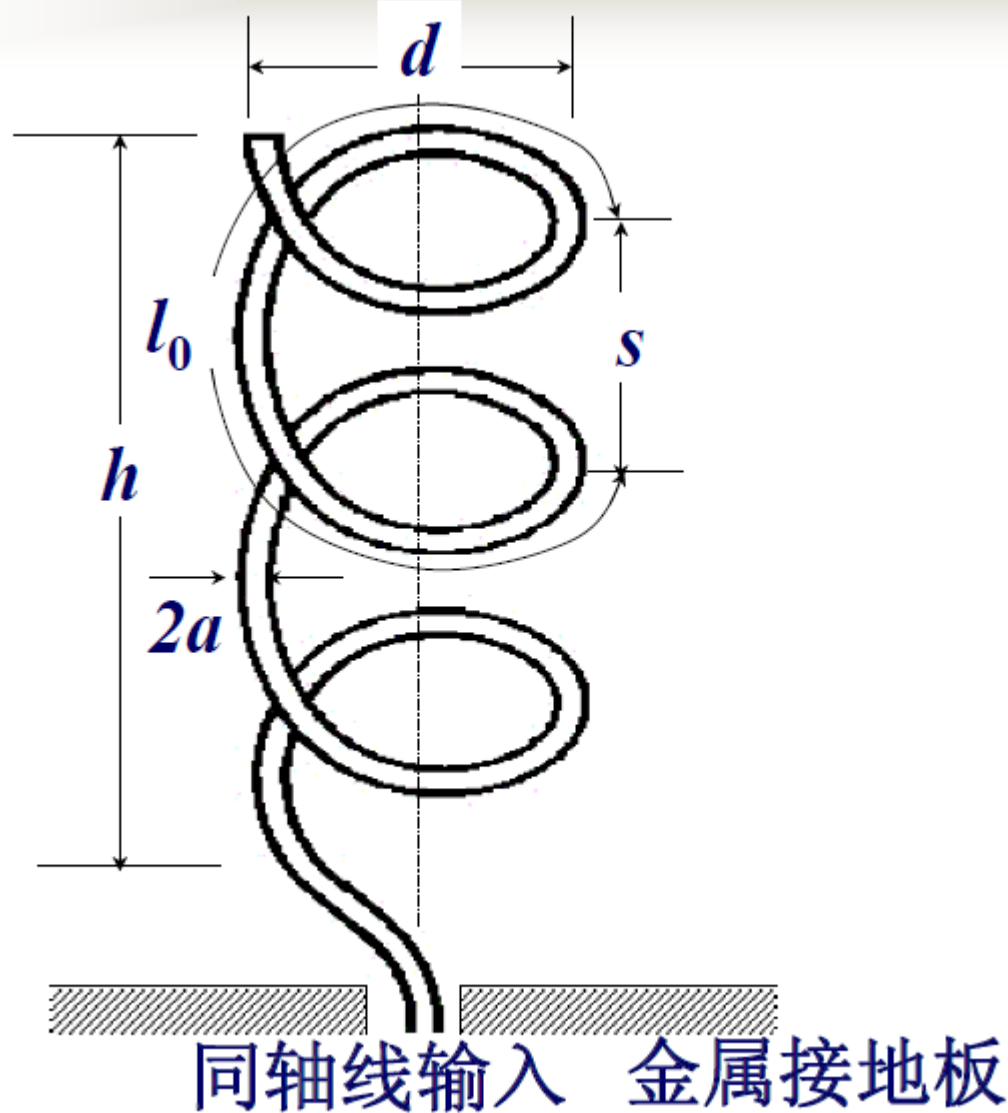
$$F(\varphi) = \cos\varphi \frac{\sin(N\psi/2)}{N\sin(\psi/2)}$$

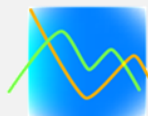
$\psi = ksc\cos\varphi + \xi$ ， $\xi$ 电流相差，





## 3.2.3 螺旋天线的电参数估算





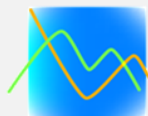
## 3.2.3 螺旋天线的电参数估算

$$D = 15 \left( \frac{l_0}{\lambda} \right)^2 \frac{Ns}{\lambda}$$

$$2\theta_{3dB} = \frac{52^\circ}{\frac{l_0}{\lambda} \sqrt{Ns / \lambda}}$$

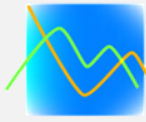
$$Z_{in} = R_{in} = 140 \frac{l_0}{\lambda} (\Omega)$$

$$|AR| = \frac{2N + 1}{2N}$$

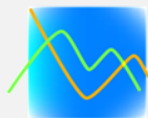


## 螺旋天线的主要特点:

- (1) 沿轴线有最大辐射;
- (2) 辐射场是圆极化波;
- (3) 天线导线上的电流按行波分布;
- (4) 输入阻抗近似为纯阻;
- (5) 具有宽频带特性。



# 第4章 非频变天线



## 4.1 非频变天线的基本概念

相似原理:

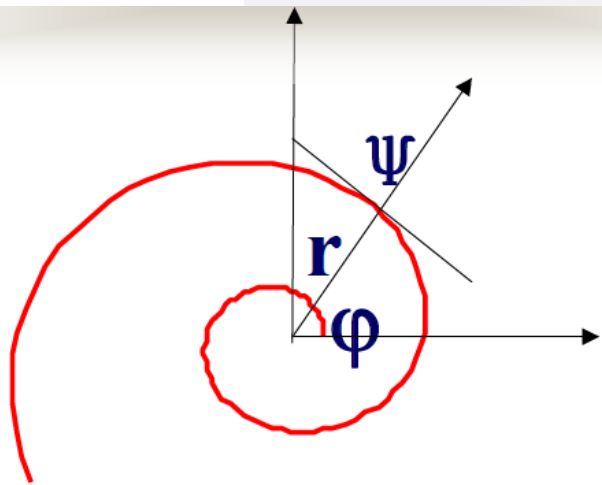
天线电尺寸相同则电性能相同

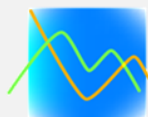
当 $f_A$ 时, 螺旋矢径电尺寸

$$r_A/\lambda_A = r_0 e^{a\varphi_A}/\lambda_A$$

当 $f_B$ 时, 螺旋矢径电尺寸

$$r_B/\lambda_B = r_0 e^{a\varphi_B}/\lambda_B$$



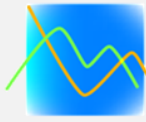


使  $r_A/\lambda_A = r_B/\lambda_B$  即:

$$\frac{\lambda_A}{\lambda_B} = \frac{r_A}{r_B} = \frac{e^{a\varphi_A}}{e^{a\varphi_B}} = e^{a(\varphi_A - \varphi_B)}$$

只要转动角度  $\Delta\varphi = \varphi_A - \varphi_B$

即可以得到完全相同的电尺寸。

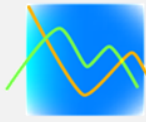


# 平面等角螺旋天线

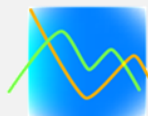
# 阿基米德螺旋天线

# 对数周期天线



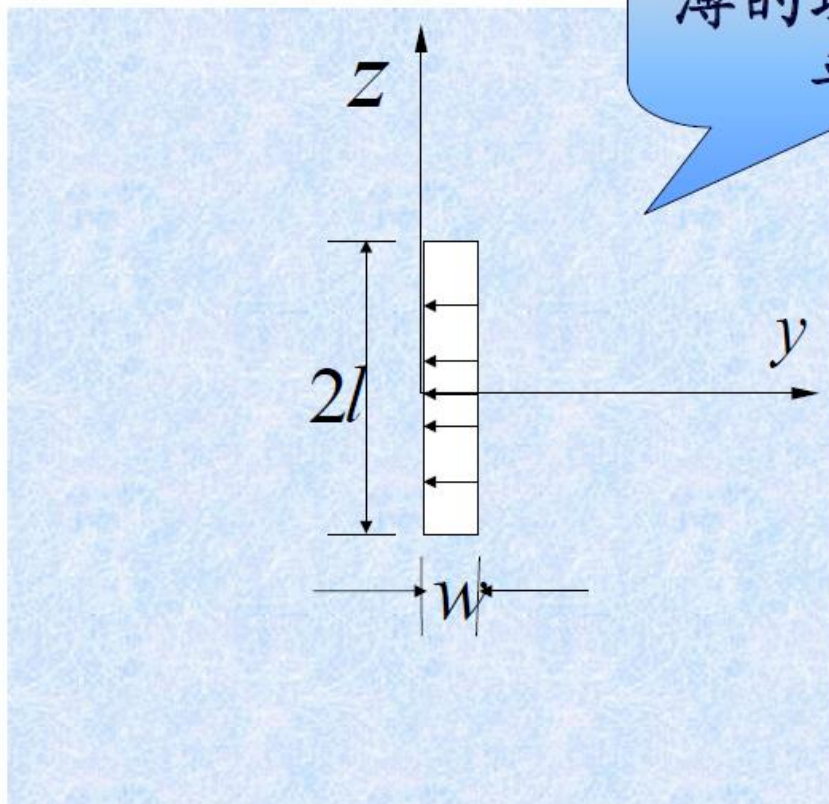


# 第5章 缝隙天线与微带天线



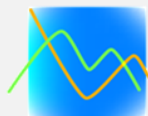
### 5.1.1 理想缝隙天线

与电对称振子  
为**互补天线**，  
它们相结合时  
形成单一的导  
体平面而没有  
重叠或孔隙。



无限大、无限  
薄的理想导电  
平面

$$\bar{E}(z) = -E_m \sin[k(l - |z|)] \bar{e}_y$$



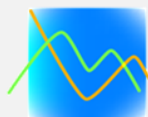
分析方法——对偶原理:

缝隙  $\xrightarrow{\text{等效}}$  磁流源  $\xrightarrow{\text{对偶}}$  电流源

在 $x < 0$ 空间两者场差一负号

$$-I^m = \oint_l \vec{E} \cdot d\vec{l}$$

$$\text{大小 } I^m = 2wE = 2wE_m \sin[k(l - |z|)]$$



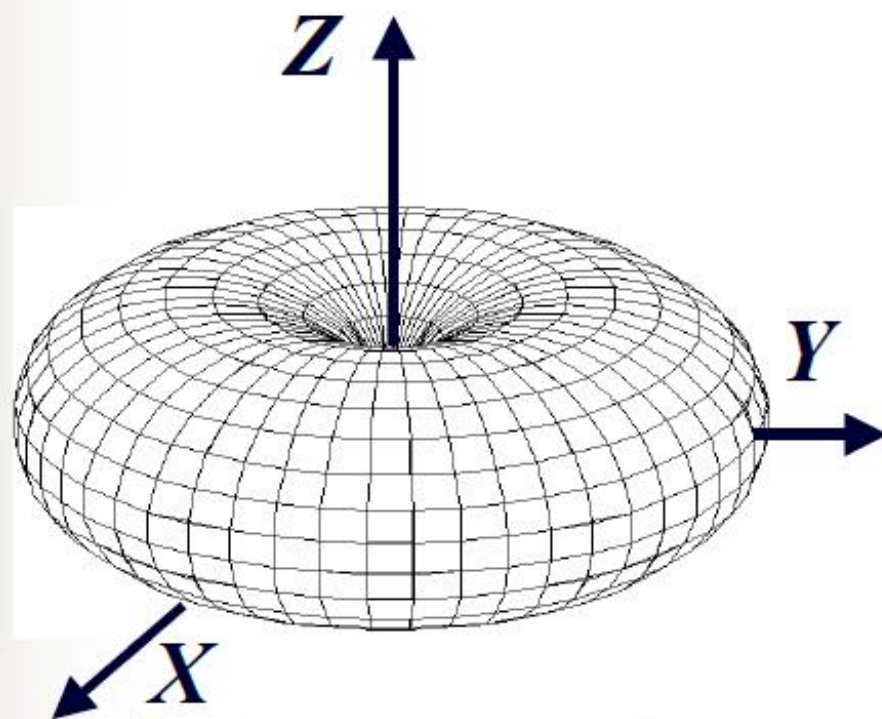
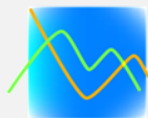
### 理想缝隙辐射场 ( $x > 0$ )

$$\vec{E}^m = -j \frac{E_m w}{\pi r} \frac{\cos(kl \cos \theta) - \cos kl}{\sin \theta} e^{-jkr} \vec{e}_\varphi$$

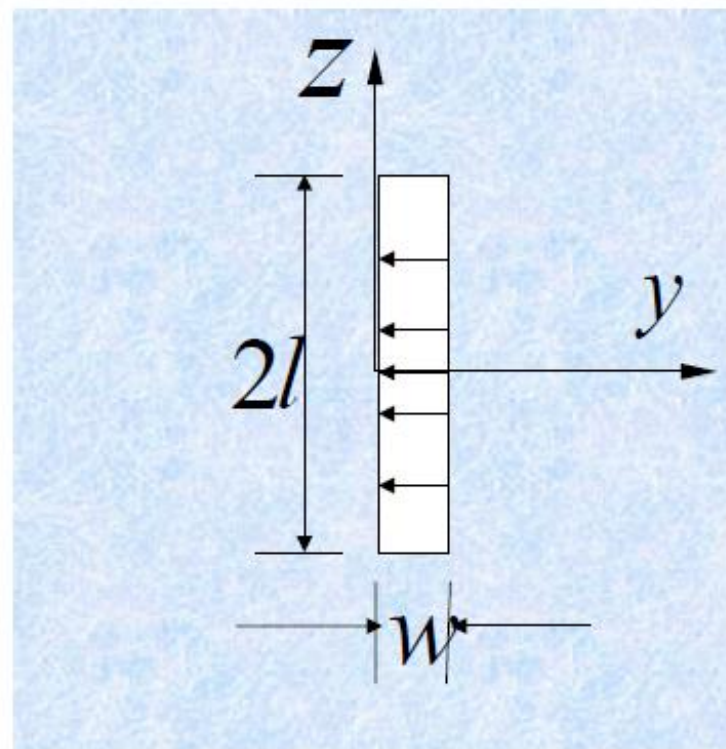
$$\vec{H}^m = j \frac{E_m w}{\pi r} \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \frac{\cos(kl \cos \theta) - \cos kl}{\sin \theta} e^{-jkr} \vec{e}_\theta$$

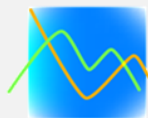
在  $x < 0$  空间符号相反

$$f(\theta) = \left| \frac{\cos(kl \cos \theta) - \cos kl}{\sin \theta} \right|$$

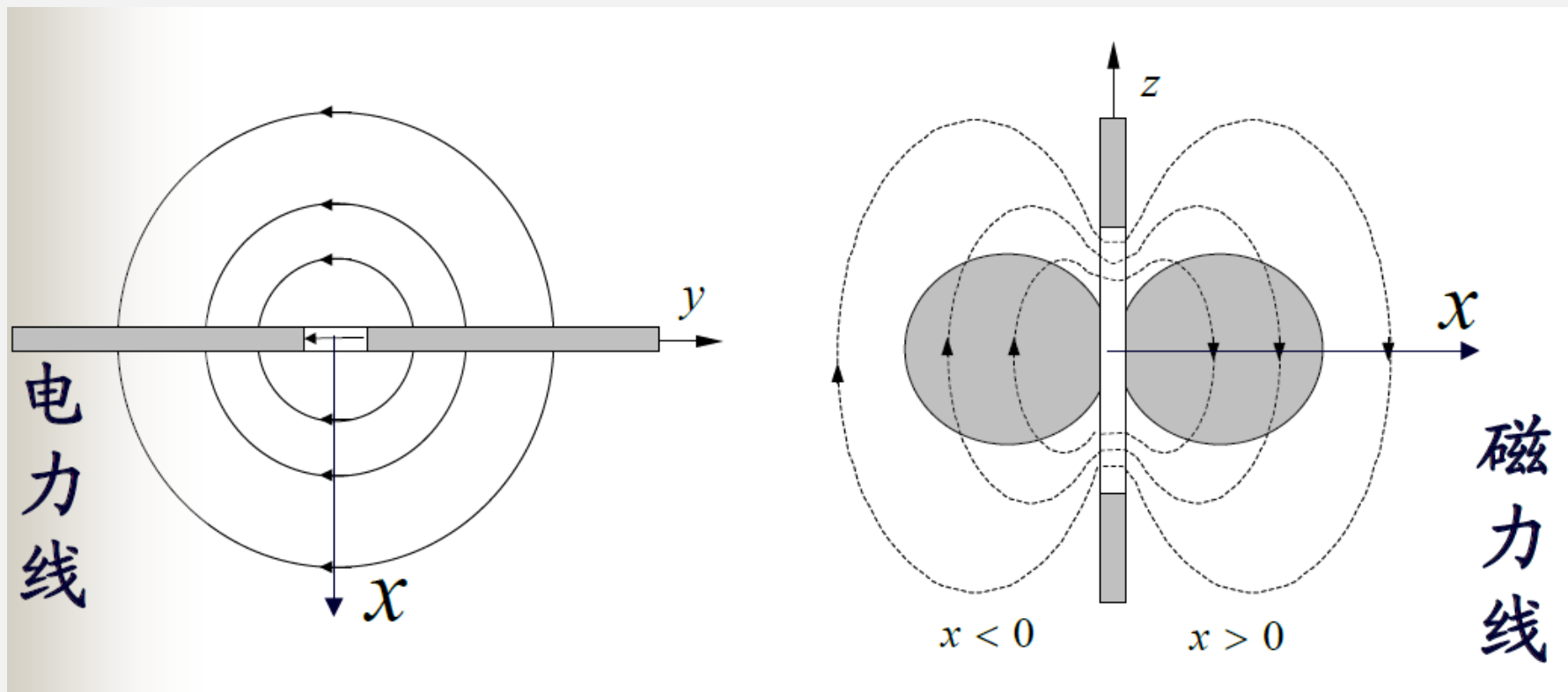


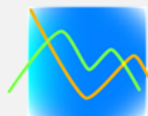
半波缝隙方向图





## 5.1.1 理想缝隙天线

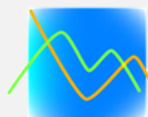




### 辐射功率

$$\begin{aligned} P_r &= \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \frac{|E_\varphi|^2}{240\pi} r^2 \sin\theta d\theta d\varphi \\ &= \frac{(E_m w)^2}{120\pi^2} \int_0^\pi f^2(\theta) \sin\theta d\theta \end{aligned}$$





定义辐射电阻

$$P_r = \frac{1}{2} \frac{U_m^2}{R_{r,m}}$$

$$U_m = E_m w$$

$$R_{r,m} = \frac{60 \pi^2}{\int_0^\pi f^2(\theta) \sin \theta d\theta}$$

对称振子的辐射电阻

$$R_{r,e} = 60 \int_0^\pi f^2(\theta) \sin \theta d\theta$$

互补天线的辐射电阻关系

$$R_{r,m} R_{r,e} = (60\pi)^2 = \left(\frac{\eta}{2}\right)^2$$

# 谢谢！

