

# 项目五 用HFSS仿真天线阵

## 5.1 天线阵

## 5.2 引向天线

## 5.3 电视发射天线



# 5.1 天 线 阵

在通信系统中，特别是在点对点的通信系统中，要求天线有相当强的方向性，即天线能将绝大部分能量集中向某一预定方向辐射，然而由项目四中的讨论可知，单一的对称天线随着对称天线臂的电长度 $l/\lambda$ 的增大，其方向图的主瓣变窄，方向性会变好，然而当 $l/\lambda > 0.5$ 时，天线上就会出现反向电流，使得主瓣变小，副瓣增大，方向性变差。如图5—1所示。所以单靠增加天线的长度来提高其方向性是不可行的，解决的办法是使用天线阵列。

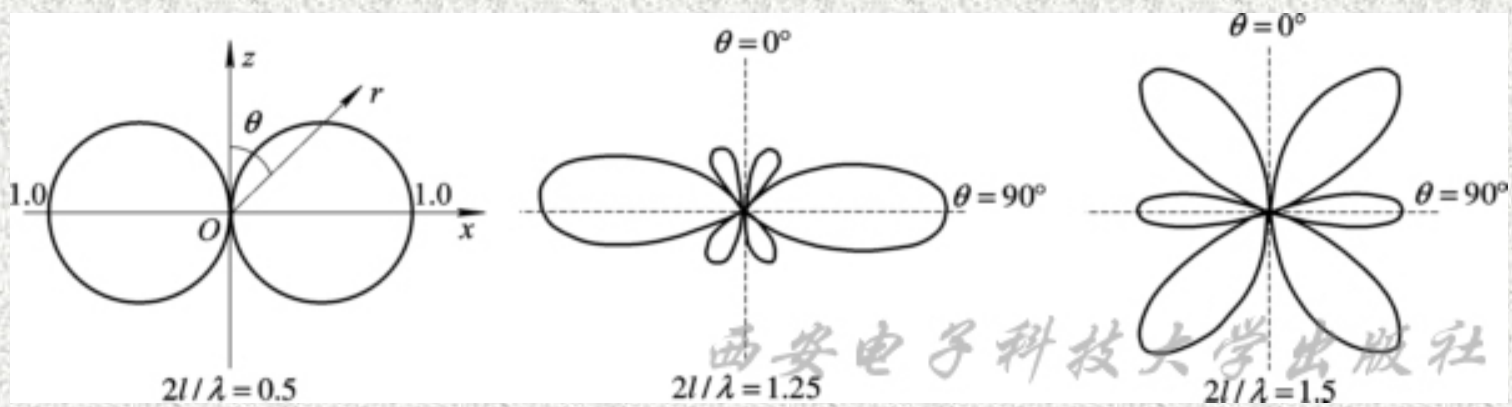


图5-1

## 5.1.1 天线阵原理

天线阵的作用就是用来增强天线的方向性，提高天线的增益系数，或者为了得到所需的方向特性。所谓天线阵，就是将若干个相同的天线按一定规律排列起来组成的天线阵列系统。组成天线阵的独立单元称为天线单元或阵元。阵元可以是任何类型的天线，可以是对称振子、缝隙天线、环天线或其他形式的天线。但同一天线阵的阵元类型应该是相同的，且在空间摆放的方向也相同。因阵元在空间的排列方式不同，天线阵可组成直线阵列、平面阵列、空间阵列（立体阵列）等多种不同的形式。还有一种称为“共形阵”，即阵元配置在飞机或导弹实体的表面上，与飞行器表面共形。

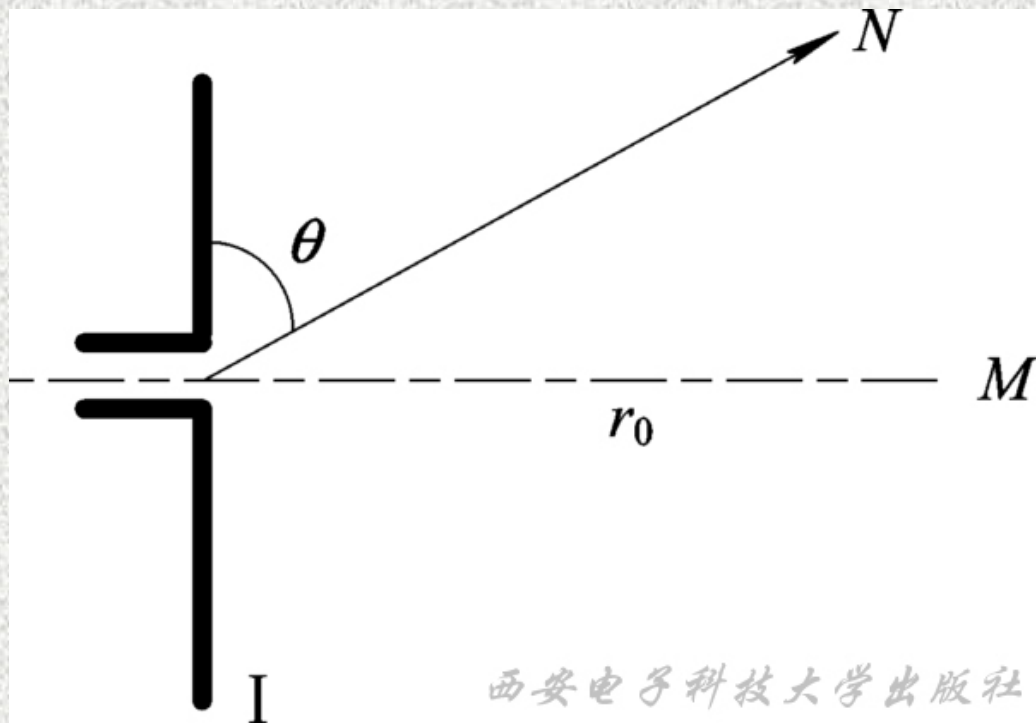


图5-2

天线阵的辐射特性取决于阵元的类型、数目、排列方式、阵元间距以及阵元上电流的振幅和相位分布。天线阵的辐射场是各个天线元所产生电磁场的矢量叠加。下面证明，把能量分配到多个天线单元组成的天线阵上去，可以使方向性增强。🔥

首先以两个半波振子为例，说明方向性增强原理。先讨论只有振子 I 的情况，如图5-2所示：🔥

若振子 I 的输入功率为 $P_A$ 、输入电阻为 $R_A$ ，则输入电流为

$$I_A = \sqrt{\frac{2P_A}{R_A}} \quad (5-1)$$

在与振子轴垂直而相距 $r_0$ 的 $M$ 点的场强为 $E_0$ ，由

$$E_{\theta} = j \frac{60I_m}{r_0} \left[ \frac{\cos(\beta l \cos \theta) - \cos(\beta l)}{\sin \theta} \right] e^{-j\beta r_0}$$

可知， $E_0$ 与输入电流成正比。我们把它写成 $E_0=AI_A$ ，其中， $A$ 是一个与电流无关的比例系数。将式（5-1）代入 $E_0=AI_A$ 得：

$$E_0 = A \sqrt{\frac{2P_A}{R_A}} \quad (5-2)$$

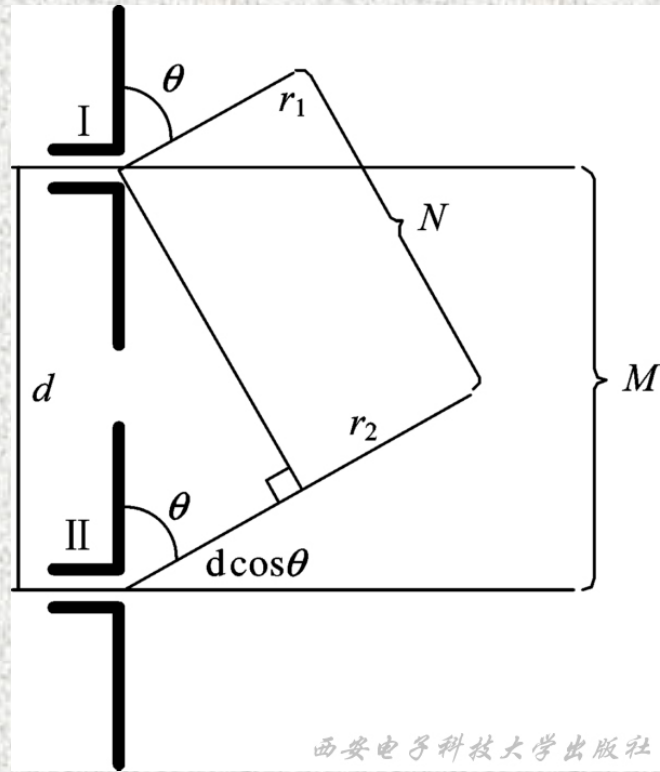


图5-3



再讨论两个振子的情况。如再增加一个振子Ⅱ，如图5—3所示，使振子上的总功率仍为 $P_A$ ，但平分给两个振子，并且假设两振子相距较远、彼此耦合影响可以忽略，则此时M点的场强为

$$E = 2A \sqrt{\frac{2\left(\frac{P_A}{2}\right)}{R_A}} = A \sqrt{2 \cdot \frac{2P_A}{R_A}} = \sqrt{2}E_0$$

即

$$E = \sqrt{2}E_0 \quad (5-3)$$


由式(5—3)可以得出结论：在输入功率相同的条件下，远区M点所得到的场强，二元阵比单个振子时增强了 $\sqrt{2}$ 倍。

同理可以证明：若功率不变，将能量分配到 $n$ 个振子上，则场强将增加为 $\sqrt{n}$ 倍，即 $E = \sqrt{n}E_0$ 。❖

应当注意的是，电场增强为 $\sqrt{n}$ 倍只是对正前方 $M$ 点而言，在其他方向上就要具体分析了。如果讨论上图的 $N$ 点方向，当两射线的行程差为 $d \cos\theta = \lambda/2$ 时，其引起的相位差将为 $\pi$ ，这表示两振子到达该点的场强等值反相，合成场为零。所以说把能量分配到各振子上去以后，方向性可以增强的根本原因是由于各振子的场在空间相互干涉，结果使某些方向的辐射增强，另一些方向的辐射减弱，从而使主瓣变窄。

以上关于两个半波振子的讨论和光的双缝干涉的相关原理非常相似，可以参考相关资料以帮助理解。

## 5.1.2 二元阵的方向特性

通常组成天线阵的天线单元的类型、结构、形状与尺寸相同，在空间放置方向（取向）也是相同的，所以它们具有相同的方向性函数。 

设有两个对称振子 I 和 II 放置于  $x$  轴上，间距为  $d$ ，且空间取向一致（平行于  $z$  轴），如图5—4所示。

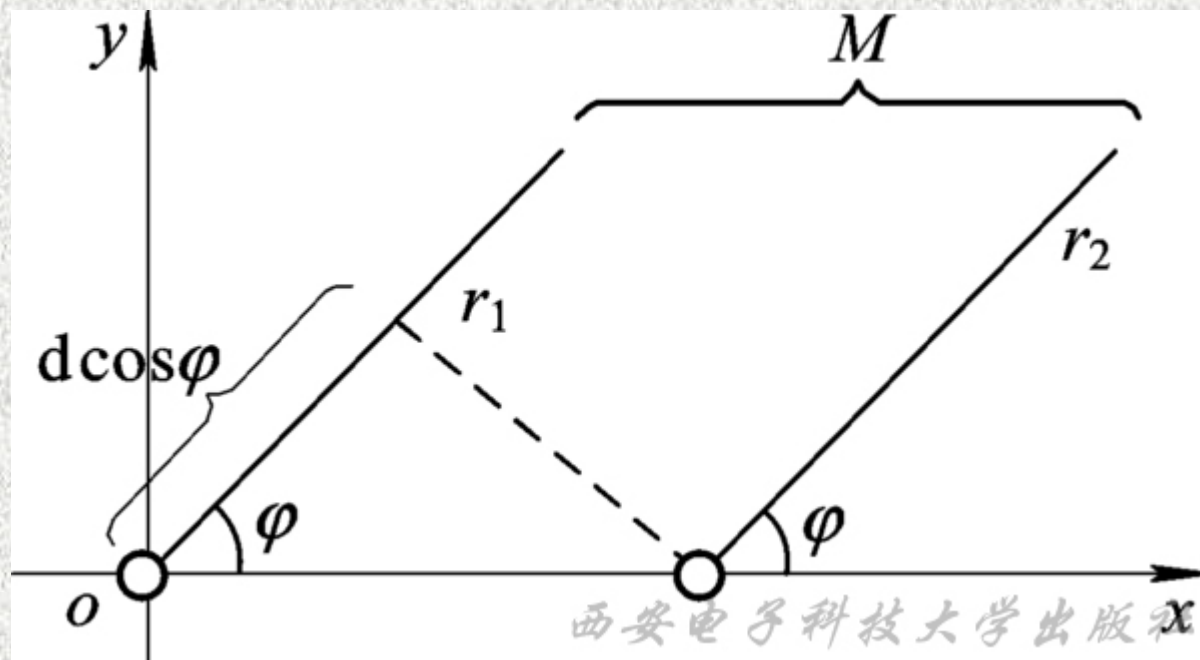


图5-4

其电流分别为  $I_{1m}$  和  $I_{2m}$ ，且  $I_{2m} = m I_{1m} e^{j\psi}$ 。此式表明天线 II 上电流的振幅是天线 I 上电流的  $m$  倍，而相位超前于天线 I 电流的相角为  $\psi$ 。这时空间任一点  $M$  的辐射场是两振子辐射场的矢量和。对于远区观察点  $M$ ，射线  $r_1 // r_2$ ， $\varphi$  为观察方向与阵轴（天线单元中点连线）的夹角。

两射线的路程差为： $r_2 = r_1 - d \cos \varphi$ ，由此而引起的波程差为： $r_1 - r_2 = d \cos \varphi$ 。

两天线空间取向一致，类型、尺寸相同，这意味着天线 I 和天线 II 在观察点产生的电场矢量  $E_1$  和  $E_2$  近似同方向，且相应的方向性函数相等，即

$$f_1(\theta, \varphi) = f_2(\theta, \varphi)$$

式中,  $f_1(\theta, \varphi)$ 表示单元天线的方向性函数, 也称为单元天线的自因子, 此处为对称振子的方向性函数, 即

$$f_1(\theta, \varphi) = \frac{\cos(\beta l \cos \theta) - \cos(\beta l)}{\sin \theta} \quad (5-4)$$

天线 I 在远区M点处产生的场强为

$$E_1 = j \frac{60I_{1m}}{r_1} \cdot \frac{\cos(\beta l \cos \theta) - \cos(\beta l)}{\sin \theta} \cdot e^{-j\beta r_1} = j \frac{60I_{1m}}{r_1} \cdot f_1(\theta, \varphi) \cdot e^{-j\beta r_1} \quad (5-5)$$

在赤道面中,  $\theta=90^\circ$ , 则此时 $f_1(\theta, \varphi)=1 - \cos(\beta l)$ 为单元天线在赤道面的方向性函数。所以

$$E_1 = j \frac{60I_{1m}}{r_1} \cdot [1 - \cos(\beta l)] \cdot e^{-j\beta r_1} = j \frac{60I_{1m}}{r_1} \cdot f_1(\varphi) \cdot e^{-j\beta r_1} \quad (5-6)$$

同理天线 II 在远区M点处产生的场强为

$$E_2 = j \frac{60I_{2m}}{r_2} \cdot f_2(\varphi) \cdot e^{-j\beta r_2} \quad (5-7)$$

因此，在远区M点的合成场强为 $E=E_1+E_2$ ，即：

$$\begin{aligned} E &= j \frac{60I_{1m}}{r_1} \cdot f_1(\varphi) \cdot e^{-j\beta r_1} \left[ 1 + me^{j(\psi + \beta d \cos \varphi)} \right] \\ &= E_1 \cdot (1 + me^{j(\psi + \beta d \cos \varphi)}) \\ &= E_1 (1 + me^{j(\psi + \beta d \cos \varphi)}) \\ &= E_1 (1 + me^{j\xi}) \end{aligned} \quad (5-8)$$

这是二元阵辐射场的一般形式。式中， $\xi = \psi + \beta d \cos \varphi$  代表两天线单元辐射场的相位差，即天线 II 相对于天线 I 在 M 点的辐射场总的领先相位，它是波程差引起的相位差和激励电流相位差之和。☞

由此可见，天线阵的合成场由两部分相乘得到：第一部分  $E_1$  是天线阵元 I 在 M 点产生的场强，它只与天线阵元的类型、尺寸和取向有关，即与天线阵元的方向性函数即自因子有关，也称为元函数；第二部分  $(1 + me^{j\xi})$  取决于两天线间的电流比（包括振幅比与相位  $\psi$ ）以及相对位置  $d$ ，与天线的类型、尺寸无关，称为阵因子。合成场的模值，即合成场的振幅为

$$|E| = \frac{60I_{1m}}{r_1} f_1(\varphi) \cdot \sqrt{1 + m^2 + 2m \cos \xi} = \frac{60I_{1m}}{r_1} f_1(\varphi) f(\varphi) \quad (5-9)$$



其中： $f(\varphi) = \sqrt{1 + m^2 + 2m \cos \xi}$  称为阵因子或阵函数。

对应的二元阵合成场在赤道面的方向性函数为

$$F(\varphi) = \frac{|E|}{|E_{\max}|} = \frac{|E|}{\frac{60I_{1m}}{r_1}} = f_1(\varphi)f(\varphi) \quad (5-10)$$

式(5-10)中，自因子 $f_1(\varphi) = 1 - \cos(\beta l)$ 为单元天线在赤道面的方向性函数。

$$f(\varphi) = \sqrt{1 + m^2 + 2m \cos(\psi + \beta d \cos \varphi)}$$

称为二元阵的阵因子。 $f(\varphi)$ 由天线间的间距 $d$ 、两天线电流的比 $m$ 、 $\psi$ 来决定，而与单元天线的尺寸、电流大小无关。当 $d$ 、 $m$ 和 $\psi$ 确定后，便可确定出阵因子 $f(\varphi)$ 和天线阵的方向性函数 $F(\varphi)$ 。

用同样的分析方法可推导出二元阵在子午面的方向性函数为（要注意：在子午面中，两射线的行程差是： $r_1 -$

$$r_2 = (\odot) d \sin \theta$$

$$F(\theta) = f_1(\theta) \cdot f(\theta)$$

其中，自因子为

$$f_1(\theta) = \frac{\cos(\beta l \cos \theta) - \cos(\beta l)}{\sin \theta} \quad (5-12)$$

阵因子为

$$f(\theta) = \sqrt{1 + m^2 + 2m \cos(\psi + \beta d \cos \theta)} \quad (5-13)$$

则E面的总方向性函数为 $F(\theta) = f_1(\theta) \cdot f(\theta)$ 。由以上结果仍可得到上述结论，即二元阵的方向性函数无论是在赤道面内还是在子午面内，均为单元天线的方向性函数与阵因子的乘积。

结果表明，由相同天线单元构成的天线阵的总方向性函数（或方向图），等于单个天线元的方向性函数（或方向图）与阵因子（方向图）的乘积，这是阵列天线的一个重要定理——方向性乘积定理。

由上述分析可得出方向性乘积定理的一般式

$$F(\theta, \varphi) = f_1(\theta, \varphi) \cdot f(\theta, \varphi)$$

在应用方向性乘积定理时应注意以下几点：

（1）只有各天线单元方向性函数相同时才能应用方向性乘积定理。天线单元方向性函数要相同，除要求阵列中天线单元结构、形式相同以外，还要求天线单元排列方向相同。

(2) 阵因子函数只与阵列的构成情况（如 $d$ 、 $m$ 、 $\psi$ 等）有关，而与天线阵元的形式无关。也就是说，无论天线单元是对称阵子、缝隙天线、螺旋天线还是喇叭天线甚至是另外的阵列天线都没有关系，只要它们的组成情况相同（ $d$ 、 $m$ 、 $\psi$ 相同），它们的阵函数的表示式都相同。

(3) 虽然这里是用二元阵导出的方向性乘积定理，但这一定理同样可以应用于多  元阵。 

(4) 若令自因子 $f_1(\theta, \varphi)=1$ ，即阵元为无方向性点源时， $F(\theta, \varphi)=f(\theta, \varphi)$ ，即整个天线阵列的方向函数就等于阵因子。

。

**[例5-1]** 试求两个沿 $x$ 方向排列、间距 $d$ 为 $\lambda/2$ 且平行于 $z$ 轴放置的对称半波振子天线在电流为等幅同相激励时的 $H$ 面方向图。

**解：**由题意知 $d=\lambda/2$ ， $\psi=0$ ， $m=1$ ， $2l=\lambda/2$ ，将其代入相应公式（5-11），得二元阵的 $H$ 面方向性函数 $f_1(\varphi)=1-\cos(\beta l)$ 为常数，所以单元天线为无方向性的点源，其方向性函数的图形为一个圆。

$$\begin{aligned} f(\varphi) &= \sqrt{1 + m^2 + 2m \cos(\psi + \beta d \cos \varphi)} \\ &= \sqrt{1 + 1 + 2 \cos(\beta d \cos \varphi)} = 2 \cos\left(\frac{\beta d \cos \varphi}{2}\right) \end{aligned} \quad (5-14)$$

因 $F(\varphi)=f_1(\varphi)\cdot f(\varphi)$ ，而 $f_1(\varphi)=1$ ，所以整个天线阵的方向函数就等于阵因子方向函数。

将已知条件代入式（5-14）得

$$F(\varphi) = 2 \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \varphi\right) \quad (5-15)$$

根据式（5-15）画出H面的方向图如图5-5所示。

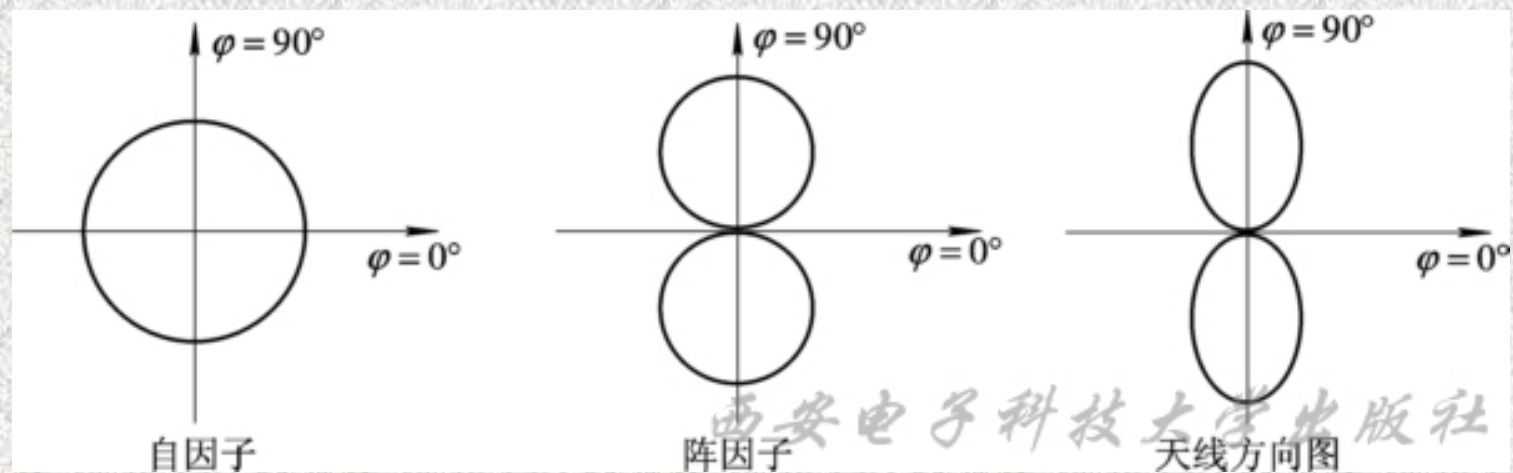


图5—5

在实际应用中，用对称单元天线组成的二元阵，往往满足不了方向性的要求。为了得到较强的方向性，可以采用多元阵。多元阵的单元天线按一定方式排列，利用方向性乘积原理，可以增强某些方向的辐射，相应地减弱另一些方向的辐射。其中比较常见的多元阵排列方式是直线排列，这点也非常类似于光的多缝干涉原理。



### 5.1.3 均匀直线式天线阵

在许多无线电系统中，用对称单元天线组成的二元阵，往往满足不了方向性的要求。为了得到较强的方向性，可以采用多元阵。多元阵的单元天线按一定方式排列，利用方向性乘积原理，可以增强某些方向的辐射，相应地减弱另一些方向的辐射。

下面我们讨论一种具有实用价值的简单天线阵，即均匀直线式天线阵。

均匀直线式天线阵的条件是：在这种天线阵中，各天线单元电流的幅度相等，相位以均匀比例递增或递减，而且以相等间距 $d$ 排列在一直线上。

$n$ 元均匀直线式天线阵，其相邻单元的间距均为 $d$ ，各电流的相位差为 $\psi$ ，即 $I_1=I$ ， $I_2=Ie^{-j\psi}$ ， $I_3=Ie^{-j2\psi}$ ， $\dots$ ， $I_n=Ie^{-j(n-1)\psi}$ 。

两种特殊情况的均匀直线阵：

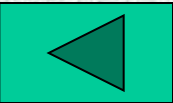
### 1)边射式天线阵

最大辐射方向与天线阵轴线互相垂直的天线称为边射式天线阵或侧射式天线阵。

构成边射式天线阵的条件是：该天线阵的相邻天线单元的电流相位相同，即 $\psi=0$ 。

## 2)端射式天线阵

在实践中，有时需要使天线阵的最大辐射方向指向沿天线阵轴线的方向，即 $\varphi_{\max}=0^\circ$ ，这样的天线阵就叫端射式天线阵。构成端射阵的条件是：天线阵的相邻天线单元的电流相位差 $\psi=\beta d$ 。



## 5.2 引向天线

引向天线又称为八木天线，是由日本人八木和宇田在1927年研制发明的，它广泛应用于米波和分米波通信系统以及雷达、电视和其他无线通信系统中。引向天线的结构如图5-6所示，它由三部分组成，即由一个有源振子（通常为半波振子或半波折合振子），一个反射器（通常为略长于半波振子的无源振子）和若干引向器（分别为略短于半波振子的无源振子）平行排列构成。除了有源振子是通过馈线与信号源或接收机相连外，其余振子均为无源振子。

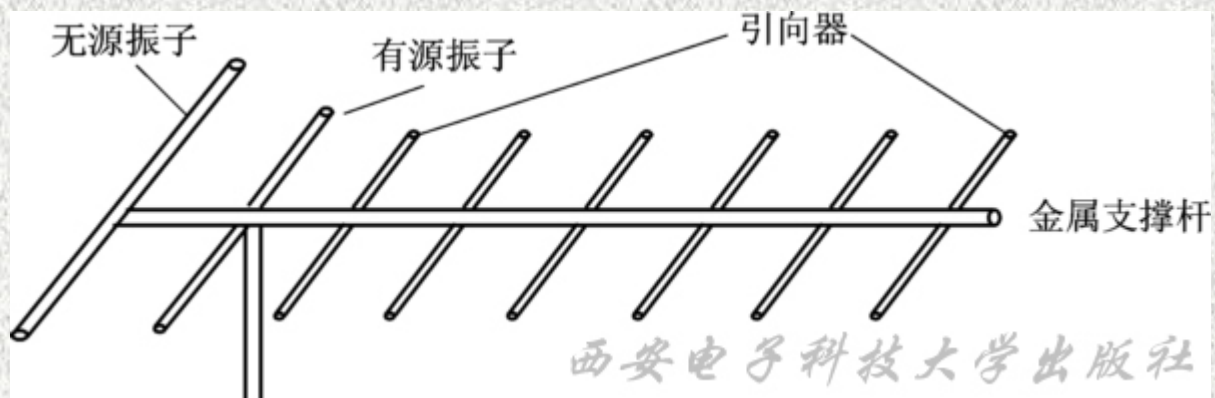


图5-6

由于各无源振子中点均为电压波节点，因此这些振子的中点电位均为零，所以无源振子的中点可直接短路，固定在金属支撑杆上，金属支撑杆与振子垂直，所以在金属支撑杆上不会激励起沿杆的纵向电流，也不参与辐射。金属支撑杆仅起到机械支撑作用，对天线的电性能几乎没有什么影响。

引向天线的最大辐射方向在垂直于各振子方向上，且由有源振子指向引向器，所以，它是一种端射式天线阵。


引向天线的优点是：结构简单、牢固，馈电方便，易于操作，成本低，风载荷小，方向性较强，体积小。

引向天线的主要缺点是：工作频带窄。

## 5.2.1 引向天线的工作原理

由前面讨论可知，天线阵可以增强天线的方向性，而改变各单元天线的电流振幅比可以改变方向图的形状，以获得所要的方向性。引向天线实际上也是一个天线阵，与前面介绍的天线阵相比不同的是，引向天线只对其中的一个振子馈电，其余振子则是靠与馈电振子之间的近场耦合所产生的感应电流来获得激励，而感应电流的大小取决于各振子的长度及其间距。因此，调整各振子的长度及间距可以改变各振子之间的电流振幅比，从而达到控制天线方向性的目的。

研究表明，改变无源振子的长度及其与有源振子的间距，就可以获得我们所需要的方向性。一般情况下，有源振子的长度为半个波长，称半波振子。

当无源振子与有源振子的间距 $d < 0.25\lambda$ 时，无源振子的长度略短于有源振子的长度，由于无源振子电流 $I_2$ 相位滞后于有源振子 $I_1$  ，故二元引向天线的最大辐射方向偏向无源振子的所在方向。此时，无源振子具有引导有源振子辐射场的作用，故称为引向器。反之，当无源振子的长度长于有源振子的长度时，无源振子的电流相位超前于有源振子，故二元引向天线的最大辐射方向偏向有源振子所在的方向。



在这种情况下，无源振子具有反射有源振子辐射场的作用，故称为反射器。因此，在超短波天线中，通过改变无源振子的长度 $2l_2$ 以及它与有源振子的间距 $d$ 来调整它们的电流振幅比 $m$ 和相位差 $\psi$ ，就可以达到改变引向天线的方向图的目的。

一般情况下，当只改变无源振子的长度 $2l_2$ 时，无源振子与有源振子的间距取 $d=(0.15\sim 0.23)\lambda$ ；当无源振子作为引向器时，其振子长度取为 $2l_2=(0.42\sim 0.46)\lambda$ 。当无源振子作为反射器时，其振子长度取为 $2l_2=(0.50\sim 0.55)\lambda$ 。还可以只调节无源振子与有源振子的间距 $d$ ，即当无源振子作为引向器时，取间距 $d=(0.23\sim 0.3)\lambda$ ；当无源振子作为反射器时，取间距 $d=(0.15\sim 0.23)\lambda$ 。

## 5.2.2 引向天线的设计

引向天线的设计主要是根据给定天线的增益、主瓣宽度、半功率角、前后辐射比和工作的频带宽度来计算天线的目数、振子的长度以及它们之间的距离。这些尺寸对引向天线的性能都有影响，而且各项指标对尺寸的要求可能是相互矛盾的。当天线增益最佳时，天线的输入阻抗很低，频带也不宽，要想增加频带宽度和获得合适的输入阻抗，就得降低增益。所以，在设计天线时，需要在各项指标中寻求最佳方案。

工程上，一般是利用近似公式、曲线图表和经验数据进行初步设计，然后通过实验（或者仿真），反复调整，直到最后满足设计要求。

例如，设计一副增益为12dB的引向天线的步骤为：

(1) 确定振子的个数 $N$ 。由图5—7所示的 $G$ - $N$ 关系曲线图查得当 $G=12\text{dB}$ 时， $N=8$ ，即需8个单元振子(包括1个有源振子，1个反射器和6个引向器)。

(2) 确定天线的总长度 $L$ （即支撑杆的长度）。由图5—8所示的 $L/\lambda$ - $N$ 的关系曲线图查得当 $N=8$ 时，可以初步确定天线的 $L/\lambda=1.8$ 。进而确定 $L$ 的长度。

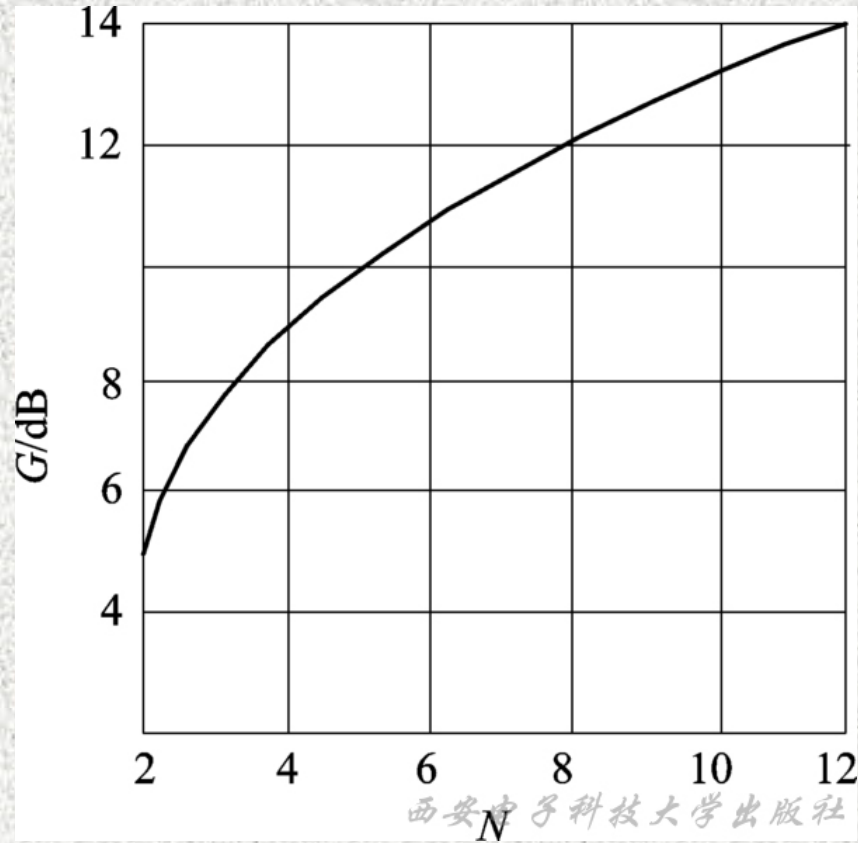


图5-7

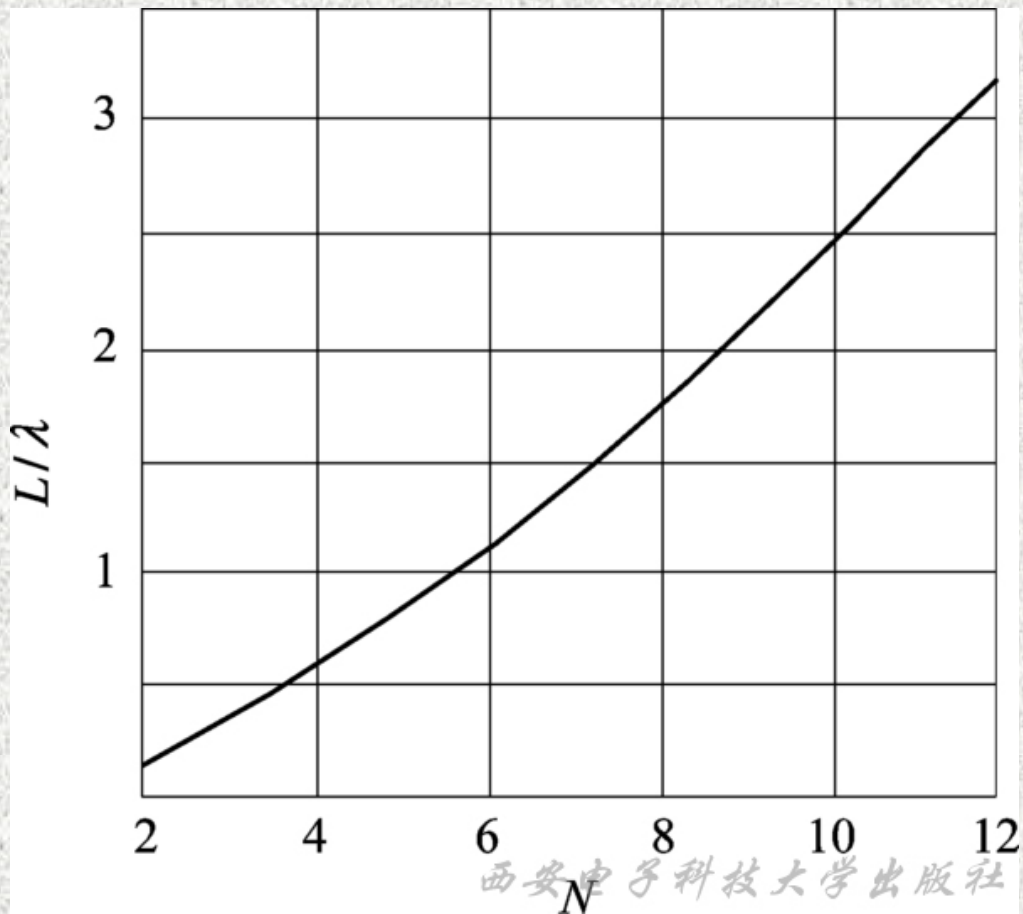


图5-8

### (3) 确定振子长度 $l$ 和间距 $d$ 。

反射器与引向器通常均采用单线振子。反射器的长度一般稍长于有源振子，即 $2l/\lambda$ 在 $0.5\sim 0.55$ 之间。引向器的长度略短于有源振子，即 $2l/\lambda$ 在 $0.4\sim 0.44$ 之间。引向器越多，引向器的长度越短。当引向器数量很多时，它们的长度有不同的组合方案：可以是全部等长（但间距不同）；也可以是随着与有源振子距离的加大，长度逐渐减小。

单元间距的选择要同时从方向特性和阻抗特性两方面考虑。实验结果表明，引向器与有源振子的间距 $d_i$ 较大时，方向图的主瓣较窄、增益较高，输入阻抗较高，天线的阻抗频带较宽，但副瓣较大，易接收干扰信号。但当 $d_i > 0.4\lambda$ 时，增益开始下降，故间距不宜太大。如果间距过小，振子间的互耦增大，有源振子的输入阻抗随频率的变化剧烈(说明带宽变窄)且电阻的数值变小，会影响到天线和馈线间的匹配，因此 $d_i$ 取值不应小于 $0.1\lambda$ 。综上所述， $d_i$ 的取值范围为 $(0.1 \sim 0.4)\lambda$ 。通常，除第一引向器外，其他引向器按等间距排列。实际应用中也有采用不等间距的，其原则是距主振子越远的引向器与相邻单元之间的距离越大。

反射器与有源振子的距离 $d_r$ 对天线方向图的前后比和输入阻抗的影响较大。 $d_r$ 的取值范围为 $(0.15\sim 0.31)\lambda$ 。当 $d_r$ 值较小( $d_r = (0.15\sim 0.17)\lambda$ )时,后瓣电平低,方向图的前后辐射比较高,但天线的阻抗频带较窄,天线的输入电阻也较低。当 $d_r = (0.2\sim 0.31)\lambda$ 时,后瓣电平高,方向图的前后辐射比较小,但天线的阻抗频带较宽,输入电阻也较高,便于和常用电缆匹配。当反射器不用单根导线,而用由多根导线构成的栅状平面或曲面代替时,可改善天线的前后辐射比。



无源振子数量较少时，为取得最佳组合，它们的长度和间距常常各不相同；无源振子数量较多（如6个以上）时，全部引向振子常做成等长等间距，但其中第一个引向振子与有源振子的间距 $d'$ 取的较小一些，与其他引向振子间的间距 $d$ 的关系为 $d'=(0.6\sim 0.7)d$ 。

可调整引向器的间距 $d$ （一般取 $(0.15\sim 0.27)\lambda$ ）。若 $d$ 取值较大，则增益高，方向性尖锐，但是副瓣也高，易接收干扰信号，且纵向尺寸长，支撑复杂。第一根引向器距有源振子的间距 $d_2$ 取得小些（一般取 $(0.1\sim 0.15)\lambda$ ），这样有利于加宽频带。

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/978106044114007006>