

· 实践与应用 ·

## 三维天线阵列瞬时测向测频算法

朱 栋 付乾良 章 林 成伟明

(中国电子科技集团公司第二十八研究所 南京 210007)

**摘 要:** 针对来波频率未知情况,提出了利用三维十字交叉天线阵列测量来波方向的方法,同时推导出基于比相法的测量来波方位角和俯仰角的算法。由于该算法与来波波长和基线长度无关,根据方位角和俯仰角的测量结果可推算出来波波长。仿真结果表明,该算法具有较高测向测频精度。

**关键词:** 三维天线阵列; 比相法; 测向; 测频

**中图分类号:** TN957 **文献标识码:** A **文章编号:** 1674-909X(2014)02-0067-05

### Instantaneous Algorithm for Measuring Direction and Frequency of Three-Dimensional Antenna Array

Zhu Dong Fu Qianliang Zhang Lin Cheng Weiming

(The 28th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Nanjing 210007, China)

**Abstract:** Aimed at unknown frequencies of the arrived electromagnetic wave, a method for measuring the direction of the arrived electromagnetic wave using three-dimensional cross antenna array is proposed. The algorithm for measuring the azimuth and elevation angles is deduced based on the phase comparison method. Since the algorithm is independent of the arrival wavelength and the baseline length, the wavelength can be worked out according to the measured azimuth and elevation angles. Simulation results prove that the algorithm has high precision on the direction and the frequency estimations.

**Key words:** three-dimensional antenna array; phase comparison method; direction measurement; frequency measurement

#### 1 问题的提出

利用天线阵列测量电磁波来波方向已得到广泛应用,常见排列方式有直线阵、圆环阵、平面阵以及十字交叉阵等。相关的常用测向算法有时差法<sup>[1]</sup>、比相法<sup>[2-3]</sup>、比幅法<sup>[4]</sup>、最小方差法(MVM)<sup>[5]</sup>、多重信号分类法(MUSIC)<sup>[6-7]</sup>以及旋转不变子空间法(ESPRIT)<sup>[8]</sup>等。这些算法中,来波频率需为已知。而无源雷达本身不主动发射电磁波脉冲,无从准确预测来波频率。电子侦察领域中,无源雷达需依靠频谱仪或频率扫描来截获敌机雷达和数据链的频率。

在由2个天线组成的天线阵列中,利用比相法测向的相位干涉仪,在二维情况下,其测向算法如下:

$$\phi = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \alpha \quad (1)$$

其中, $\phi$ 为相位差; $\lambda$ 为波长; $d$ 为阵元间距; $\alpha$ 为方位角。文献[9]提出了一种基于比相法的正五边形天线阵测向算法,该算法在计算方位角时不考虑来波波长,因为在正五边形阵列中,有多对基线关于基准方位线左右对称。同样在方位角推导过程中,具有对称关系的2条基线的比相公式相除可约去波长 $\lambda$ 。如L形排列的3个阵元天线阵列,计算方位角时不考虑来波波长。反之,当方位角已知时,可利用式(1)反推来波波长。当然,在三维空间中,来波方向还带有俯仰角,L形天线阵或五边形天线阵在计算俯仰角时,仍需用到波长<sup>[9]</sup>。究其原因,上述天线阵均为二维平面阵,在与阵面垂直的方向无任何阵元。

收稿日期:2013-11-14

因此,本文利用三维天线阵列,在来波频率未知的情况下,测量来波方位角和俯仰角,并反推出来波波长。

## 2 三维十字交叉阵列

由文献[10]可知,直线排列的阵列在相位模糊解法以及测向算法中简单实用。因此,本文设计如图 1 所示的三维十字交叉天线阵列。图 1 中黑色实心圆点表明天线所在位置,共有 10 个天线,编号为 0~9,各天线水平方向为全向。

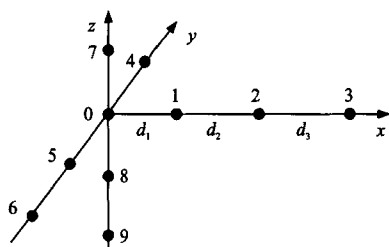


图 1 三维十字交叉天线阵列

$x, y$  和  $z$  轴上分别设置 4 个天线,其中第 0 号天线为三轴共有。为了适应电子侦察,天线间距设置为长基线,虽然解模糊问题给算法增加了复杂度,但由式(1)两边微分可知,长基线能显著提高测向精度。天线两两间距分别为  $d_1, d_2$  和  $d_3$ ,且满足如下关系:

$$d_1/d_2 = d_2/d_3 = p/q \quad (2)$$

其中,  $p$  和  $q$  为互素的正整数<sup>[10]</sup>。来波在脉冲情况下,最小脉冲宽度将决定基线长度的最大值,基线长度不能大于 1 个脉冲时间内电磁波前进的路程。

## 3 测向测频算法

下文推导出利用上述天线阵列测量方位角、俯仰角以及频率的算法,并给出两通道之间鉴相以及解相位差模糊方法。

### 3.1 方位角测量

测量方位角仅需使用  $x-y$  平面内的天线阵元,即 0~6 号天线,如图 2 所示。

沿  $x$  轴方向的 3 个基线的比相公式为:

$$\begin{cases} \phi_{01} = -2\pi d_1 / \lambda \sin\alpha \cos\beta \\ \phi_{12} = -2\pi d_2 / \lambda \sin\alpha \cos\beta \\ \phi_{23} = -2\pi d_3 / \lambda \sin\alpha \cos\beta \end{cases} \quad (3)$$

其中,  $\alpha$  为方位角,以  $y$  轴正方向为参考;  $\beta$  为俯仰角,以  $z$  轴正方向为参考;  $\lambda$  为来波波长。  $d_1, d_2$  和  $d_3$  分别为基线 0-1, 1-2 和 2-3 的间距;  $\phi_{01}, \phi_{12}$  和  $\phi_{23}$  分别为天线 0-1, 1-2 和 2-3 之间的相位差,定义  $\phi_{ij} = \phi_i - \phi_j$ ,由鉴相器给出。在长基线情况下,相位

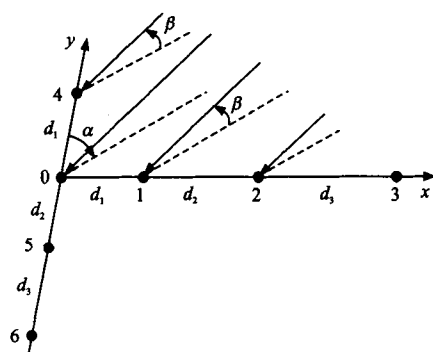


图 2 用于方位角测量的  $x-y$  平面内 0~6 号天线

差还需经过解模糊处理。式(3)中的 3 个式子左右两边相加可得:

$$\sin\alpha = -\frac{\lambda(\phi_{01} + \phi_{12} + \phi_{23})}{2\pi\cos\beta(d_1 + d_2 + d_3)} \quad (4)$$

同理,  $y$  轴上 3 个基线 4-0, 0-5 和 5-6 的比相公式相加可得:

$$\cos\alpha = \frac{\lambda(\phi_{40} + \phi_{05} + \phi_{56})}{2\pi\cos\beta(d_1 + d_2 + d_3)} \quad (5)$$

式(4)和式(5)相除,可得:

$$\tan\alpha = -\frac{\phi_{01} + \phi_{12} + \phi_{23}}{\phi_{40} + \phi_{05} + \phi_{56}} \quad (6)$$

由上式可知,方位角计算与来波波长、俯仰角以及基线长度无关,仅与  $x-y$  平面内相邻通道间的相位差有关。然而,对于函数  $y = \arctan x$ ,  $y$  值仅落在  $[-\pi/2, \pi/2]$  区间内。要在  $[-\pi, \pi]$  范围内唯一确定  $\alpha$ , 还需判别  $\sin\alpha$  和  $\cos\alpha$  的正负。虽然不能直接计算出  $\sin\alpha$  和  $\cos\alpha$ , 但是俯仰角  $\beta$  几乎肯定在  $[-\pi/2, \pi/2]$  范围内, 因此  $\cos\beta$  必大于 0, 也即通过判断  $(\phi_{01} + \phi_{12} + \phi_{23})$  和  $(\phi_{40} + \phi_{05} + \phi_{56})$  的正负唯一确定  $\sin\alpha$  和  $\cos\alpha$  的正负。由  $\sin\alpha$  和  $\cos\alpha$  的正负以及  $\tan\alpha$  的值, 即可在  $[-\pi, \pi]$  范围内唯一确定  $\alpha$ 。当然, 当  $\alpha$  趋向于  $0^\circ$  或者  $180^\circ$  时,  $\phi_{01}, \phi_{12}$  和  $\phi_{23}$  均接近 0, 此时, 随机噪声将左右  $(\phi_{01} + \phi_{12} + \phi_{23})$  的正负, 因此使用上述  $\alpha$  的象限判断法容易产生  $0^\circ$  和  $180^\circ$  的二值模糊。同样问题也会发生于  $\alpha$  趋向于  $\pm 90^\circ$  时。

### 3.2 俯仰角测量

测量俯仰角首先考虑  $z$  轴方向上的基线 7-0, 0-8 和 8-9, 如图 3 所示。

3 条基线的比相公式为:

$$\begin{cases} \phi_{70} = 2\pi d_1 / \lambda \sin\beta \\ \phi_{08} = 2\pi d_2 / \lambda \sin\beta \\ \phi_{89} = 2\pi d_3 / \lambda \sin\beta \end{cases} \quad (7)$$

式(7)与式(3)的各对应公式相除再将 3 个式子相加可得:

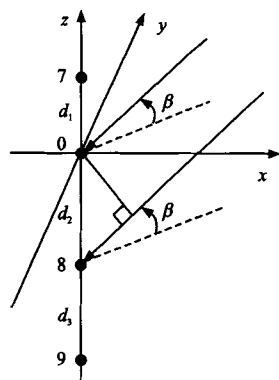


图 3 用于俯仰角测量的 z 轴方向的 7~9 号天线

$$\tan\beta = -\frac{\sin\alpha}{3}\left(\frac{\phi_{70}}{\phi_{01}} + \frac{\phi_{08}}{\phi_{12}} + \frac{\phi_{89}}{\phi_{23}}\right) \tag{8}$$

式(7)与式(5)同样处理,可得:

$$\tan\beta = \frac{\cos\alpha}{3}\left(\frac{\phi_{70}}{\phi_{40}} + \frac{\phi_{08}}{\phi_{05}} + \frac{\phi_{89}}{\phi_{56}}\right) \tag{9}$$

综合式(8)和式(9)可得:

$$\tan\beta = -\frac{\sin\alpha}{6}\left(\frac{\phi_{70}}{\phi_{01}} + \frac{\phi_{08}}{\phi_{12}} + \frac{\phi_{89}}{\phi_{23}}\right) + \frac{\cos\alpha}{6}\left(\frac{\phi_{70}}{\phi_{40}} + \frac{\phi_{08}}{\phi_{05}} + \frac{\phi_{89}}{\phi_{56}}\right) \tag{10}$$

因此,俯仰角的计算与来波波长和基线长度无关。由此可见,在来波频率未知的情况下,三维天线阵列可测出来波的方位角和俯仰角。

3.3 波长测量

如果目标方位角和俯仰角已知,则可通过原始比相公式反求出来波频率,公式为:

$$\lambda = -\frac{2\pi\sin\alpha\cos\beta}{3}\left(\frac{d_1}{\phi_{01}} + \frac{d_2}{\phi_{12}} + \frac{d_3}{\phi_{23}}\right) \tag{11a}$$

$$\lambda = \frac{2\pi\cos\alpha\cos\beta}{3}\left(\frac{d_1}{\phi_{40}} + \frac{d_2}{\phi_{05}} + \frac{d_3}{\phi_{56}}\right) \tag{11b}$$

$$\lambda = \frac{2\pi\sin\beta}{3}\left(\frac{d_1}{\phi_{70}} + \frac{d_2}{\phi_{08}} + \frac{d_3}{\phi_{89}}\right) \tag{11c}$$

对于式(11),当  $\alpha \rightarrow 0^\circ$  时,  $\phi_{01}$ ,  $\phi_{12}$  和  $\phi_{23} \rightarrow 0$ ,  $\sin\alpha \rightarrow 0$ 。在无噪声情况下,式(11a)可求解。然而正弦波叠加了噪声后,会使  $\lambda$  计算精度下降。此时,可不使用式(11a)计算  $\lambda$ 。同样,当  $\alpha \rightarrow 90^\circ$  时,不使用式(11b)计算  $\lambda$ ;当  $\beta \rightarrow 0^\circ$  时,不使用式(11c)计算  $\lambda$ 。下文假设来波为正弦波加窄带高斯噪声,对上述测向测频算法进行误差仿真分析。

3.4 算法实现

在上述测向测频算法中,获得两路信号的相位差是实现该算法的前提。在无源探测领域中,无法预知对方所用频点,因此天馈接收端采用宽带天线和接收机。然而,天线的带宽与增益的乘积为一个

常数,为了获得理想增益,通常将全频段划分成若干频段,如 L, K 和 X 频段,每个频段分别采用不同天线,即不同的天线阵列。另外,在设置天线阵列时,需考虑阵元间距。波长较长的频段,可以采用外形尺寸较大的天线;波长较短的频段,如毫米波频段,只能考虑微带天线,此时三维天线阵列将成为多层微带天线。

在接收机端,受到模拟数字转换器(ADC)采样速率的限制,接收机的瞬时带宽只能在几百兆赫范围内。假定目前的 ADC 采样芯片的最高速率可达 1 GHz,根据 Nyquist 采样定理或带通采样定理,对于实信号而言,信号的最大带宽只能在 500 MHz 以内。因此,接收机端将采用一个可变本振,在某频段内循环保持和切换。该功能可由现场可编程门阵列(FPGA)和频率合成器完成,并由 FPGA 循环计数。同时,产生频率合成器所需的倍频和分频等参数。

宽带信号经过 ADC 采样后,还需信道化处理,将高速宽带信号分成  $D$  个子频段,子频段的带宽通常为几十兆赫,同时将数据率下降  $D$  倍,以便后续处理。常用方法为多相滤波信道化,其特点是效率高,资源消耗少,输出为复信号,可降低一倍数据率。当然,信道化也可在接收机端进行,但是模拟信道化后,每个信道需要 1 片 ADC 进行采样,FPGA 也需更多输入/输出(I/O)口,增加了硬件成本。不过,在某些特殊场合,不得不考虑模拟信道化,因为模拟信号数字化后,信号在时域的最小分辨率就是数据速率。在使用互相关法求取两个通道间信号的时延时,当数据速率不能满足时延测量结果的最小分辨率时,只得考虑模拟的信道化。

中频信号经过数字化后,在数字鉴相器中获得两路信号间的相位差。鉴相器通常采用乘法器和低通滤波器实现。如果两路信号直接混频,则不需要本地频率源。但是,两路同相信号混频后,无法判别相位差的正负,因为经过低通滤波器后得到的是  $\cos\phi$ 。若将其中 1 路信号移相  $90^\circ$ ,则可得到  $\sin\phi$ ,但是在来波频率未知的情况下,无法实现精确移相。

对每路信号进行正交变换和相角计算即可获得该路信号的绝对相位,求出两路信号的绝对相位差即可实现数字鉴相。但是,进行正交变换应使本地数字控制振荡器(NCO)频率与来波频率一致。文献[11]给出了 NCO 频率与来波频率存在一定频差时的数字鉴相方法。如果信号与本振的频偏过大,混频后有用信号无法通过低通滤波器,将会严重影响相角计算的正确性。另外,使用该算法实现测频

时,需事先进行粗略扫频。

由于采用长基线方式测向,两路信号间的实际相位差  $\phi$  与鉴相器的读数  $\varphi$  存在如下关系:

$$\phi = \varphi + 2\pi M \tag{12}$$

其中,  $M$  为未知整数。于是,对于基线 0-1, 1-2 和 2-3, 则有:

$$\begin{aligned} \varphi_{01} + 2\pi M_{01} : \varphi_{12} + 2\pi M_{12} : \varphi_{23} + \\ 2\pi M_{23} = p^2 : pq : q^2 \end{aligned} \tag{13}$$

当基线长度比的最大公约数为 1 时,只有唯一 1 组 ( $M_{01}, M_{12}, M_{23}$ ) 解满足上式。具体求解过程为:先以双基线系统为基础,按照一定顺序,逐步缩小模糊值范围,直至求得最后 1 组解<sup>[10]</sup>。

图 4 给出了整个信号处理的流程。图 4 中,比相之前的部分仅给出了 2 个通道,实际共有 9 组通道比相。

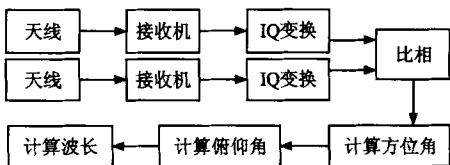


图 4 信号处理流程

4 仿真和工程应用

中频信号的信噪比(SNR)取决于信号发射功率、空间损耗、天线增益以及接收机的本底噪声。假设中频信号为正弦波加窄带高斯噪声<sup>[12]</sup>,则以其理想相位  $\theta$  为条件的随机相位  $\phi$  服从正态分布,  $\phi$  误差的方差随 SNR 的变化关系如图 5 所示。

( $p, q$ ) 的值越小,模糊数范围越小,解模糊数的正确率越高。通常认为( $p, q$ )的值越大,基线长度越大,测向精度越高。但是,本文提出的算法中不包含任何基线长度,即弱化了基线长度对测向精度的

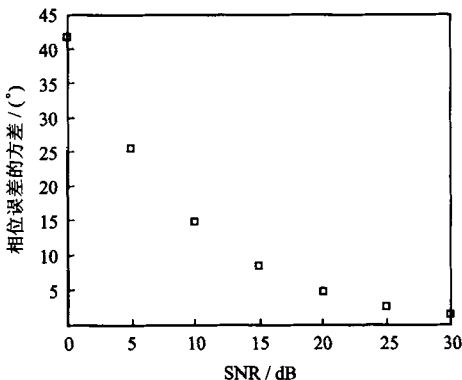


图 5 随机相位  $\phi$  随 SNR 的变化关系

影响。因此,为了提高解模糊正确率,减少错误模糊数对测向精度的影响,算法仿真中采用  $p/q=2/3$ 。针对二次雷达应答信号的频段 1 090 MHz,阵元间距  $d_1, d_2$  和  $d_3$  分别为:

$$\begin{cases} d_1 = p^2 \lambda / 2 = 0.55 \text{ m} \\ d_2 = pq \lambda / 2 = 0.83 \text{ m} \\ d_3 = q^2 \lambda / 2 = 1.24 \text{ m} \end{cases} \tag{14}$$

当方位角为  $45^\circ$ ,俯仰角为  $15^\circ$  时,进行 5 000 次 Monte-Carlo 试验,得到如图 6 所示的鉴相误差与解模糊错误率的关系。当鉴相误差在  $15^\circ$  范围以内时,解模糊正确率约为 100%;当鉴相误差大于  $20^\circ$  时,随着鉴相误差的增大,解模糊错误率逐渐增大。将鉴相误差设为  $10^\circ$ ,俯仰角不变,在方位角  $5\sim85^\circ$  范围内,每隔  $5^\circ$  进行 5 000 次 Monte-Carlo 试验,仿真结果如图 7 所示。方位角的总体均方根误差约  $0.33^\circ$ ,且均匀分布。由式(6)可知,方位角的计算仅依赖于各路鉴相器的相位差,与其他参数无关。因此,理论上其误差也应均匀分布,这符合仿真结果。

鉴相误差仍设定为  $10^\circ$ ,方位角设定为  $45^\circ$ ,俯仰角在  $0\sim50^\circ$  范围内,每隔  $5^\circ$  进行 5 000 次 Monte-Carlo 试验,得到俯仰角的均方根误差分布。如图 8

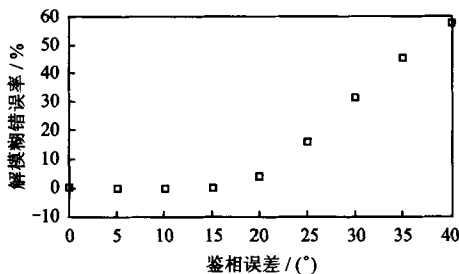


图 6 鉴相误差与解模糊错误率关系的仿真结果

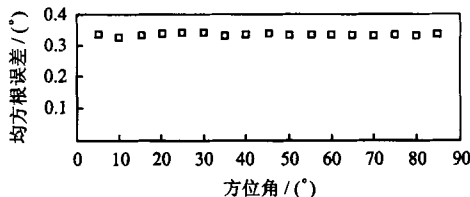


图 7 方位角的均方根误差仿真结果

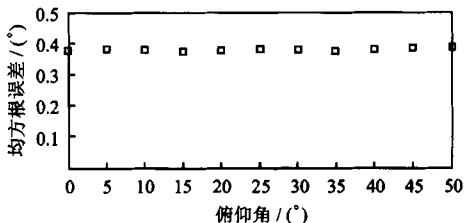


图 8 俯仰角的均方根误差仿真结果

所示,俯仰角的误差均匀分布,其均方根误差约为 $0.38^\circ$ 。

假定俯仰角为 $15^\circ$ ,信号频率为 $1\ 090\text{ MHz}$ (波长 $0.275\ 2\text{ m}$ )。仿真结果表明,波长计算的均方根误差为 $0.002\text{ m}$ ,相对误差为 $0.7\%$ 。

本文算法简单易行,且无需预知电磁波频点,适合于电子侦察领域。众所周知,现代战争中电子战可决定战争成败,而电子侦察又是电子战的主要手段。电子侦察的主要使命是侦察敌方雷达辐射的脉冲信号的频点和到达角等脉内特征,并据此指引电子干扰设备对敌方雷达实施有源干扰。融合两个电子侦察基站截获的数据,通过交叉定位可获得敌方目标具体位置。

## 5 结束语

提出了用于测向和测频的三维十字交叉天线阵列,推导了基于比相法的瞬时测向和测频算法。该算法优点是在测向基础上兼顾测量信号的频率,证明了三维天线阵列可同时对空间域和频率域的参数进行估计。仿真结果表明,该算法具有较高的测向和测频精度,且实现简单,具有较高的工程应用价值。

对于具有一定带宽的信号,如经过幅移键控(ASK)、差分相移键控(DPSK)、频移键控(FSK)和最小频移键控(MSK)等方式调制的信号,可分成2类:1)瞬时相位无突变的调制方式,如ASK和MSK,本文方法仍有效,且可以参考本文仿真结果;2)瞬时相位突变的调制方式,如DPSK和FSK,通道间的瞬时相位差也产生突变,此时只能采用频域测量法得到通道间的相位差。本文算法还有待进一步完善。

## 参考文献(References):

- [1] 王小谟,张光义. 雷达与探测:信息化战争的火眼金睛[M]. 2版. 北京:国防工业出版社,2008.
- [2] 肖秀丽. 干涉仪测向原理[J]. 中国无线电,2006(5):43-49.  
Xiao Xiuli. Principle of interferometer direction[J]. China Radio, 2006(5):43-49. (in Chinese)
- [3] 朱旭东. 相关处理在干涉测向仪中的应用[J]. 现代雷达,2003,25(1):22-25.  
Zhu Xudong. Application of correlation method for interferometer direction finder[J]. Modern Radar, 2003,25(1):22-25. (in Chinese)

- [4] 丁鹭飞,狄富录. 雷达原理[M]. 3版. 西安:西安电子科技大学出版社,2002.
- [5] Capon J. High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis[J]. Proceedings of the IEEE, 1969,57(8):1408-1418.
- [6] 李旭,蒋德富. MUSIC算法在交叉干涉仪测向中的应用[J]. 现代雷达,2009,31(10):55-59.  
Li Xu, Jiang Defu. Application of MUSIC algorithm to cross interferometer direction finding[J]. Modern Radar, 2009,31(10):55-59. (in Chinese)
- [7] Schmidt R O. Multiple emitter location and signal parameter estimation[J]. IEEE Transactions on Antenna and Propagation, 1986, AP-34(3):276-280.
- [8] Roy R, Kailath T. ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance technique[J]. IEEE Transactions on Acoustics Speech and Signal Processing, 1989,37(7):984-995.
- [9] 朱栋,王寿峰,张宝健,等. 基于比相法的天线阵测向算法[J]. 指挥信息系统与技术,2012,3(6):40-44.  
Zhu Dong, Wang Shoufeng, Zhang Baojian, et al. Direction-finding algorithm for antenna array based on phase comparison method[J]. Command Information System and Technology, 2012,3(6):40-44. (in Chinese)
- [10] 张刚兵,刘渝,刘宗敏. 基线比值法相位解模糊算法[J]. 南京航空航天大学学报,2008,40(5):665-669.  
Zhang Gangbing, Liu Yu, Liu Zongmin. Unwrapping phase ambiguity algorithm based on baseline ratio[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2008,40(5):665-669. (in Chinese)
- [11] 严平,汪学刚,钱璐. 一种基于CORDIC算法的高速高精度数字鉴相器[J]. 电讯技术,2008,48(4):76-79.  
Yan Ping, Wang Xuegang, Qian Lu. A high-speed and high-accuracy digital phase demodulator based on CORDIC algorithm[J]. Telecommunication Engineering, 2008,48(4):76-79. (in Chinese)
- [12] 樊昌信,张甫翊,徐炳祥,等. 通信原理[M]. 5版. 北京:国防工业出版社,2006.

## 作者简介:

朱栋,男(1978—),高级工程师,研究方向为阵列信号处理。  
付乾良,男(1987—),助理工程师,研究方向为空管监视技术。  
章林,男(1975—),高级工程师,研究方向为无源雷达信号处理。  
成伟明,男(1981—),高级工程师,研究方向为多点相关定位技术。

## 如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深, 让许多工程师望而却步, 然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上, 我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识, 借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))专注于微波射频和天线设计人才的培养, 推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程, 化繁为简, 直观易学, 可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛, 让天线设计不再难...



### HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书, 课程从基础讲起, 内容由浅入深, 理论介绍和实际操作讲解相结合, 全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程, 可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计, 让天线设计不再难...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

### CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程, 由经验丰富的专家授课, 旨在帮助您从零开始, 全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程, 边操作边讲解, 直观易学; 购买套装同时赠送 3 个月在线答疑, 帮您解答学习中遇到的问题, 让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



### 13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程, 培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合, 全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作, 同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习, 可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试...

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



## 关于易迪拓培训:

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,一直致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;后于 2006 年整合合并微波 EDA 网([www.mweda.com](http://www.mweda.com)),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

## 我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年, 10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养,更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果,又能免除您舟车劳顿的辛苦,学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲,结合实际工程案例,直观、实用、易学

## 联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>