

基于模拟退火算法校正天线阵列方向性误差

于斌, 尹成友, 黄治

(解放军电子工程学院, 安徽 合肥 230037)

摘要: 针对天线阵列方向性误差的校正问题, 基于信号子空间的基本原理, 结合模拟退火算法, 提出了一种精确估计天线阵方向性的方法。该方法使用校正源少, 稳定性好, 即使在雷达工作、并且存在其它未知信号时, 也能准确估计出天线阵的方向性。给出了应用该方法的具体步骤, 通过仿真实验证明该方法的有效性。

关键词: 天线阵列; 方向估计; 模拟退火; 误差校正

中图分类号: TN91

文献标识码: A

Calibration of directivity errors of antenna array based on simulated annealing

YU Bin, YIN Cheng-you, HUANG Ye

(Electronic Engineering Inst. of PLA, Hefei 230037, China)

Abstract: To calibrate the directivity errors of antenna arrays, an accurate method for estimating the directivity of arrays, which combines the principle of signal subspace and the simulated annealing algorithm, is put forward. Only one assistant source is needed in this method. Furthermore, the method is robust because the calibrations can be accomplished even both the radar is operating and other unknown signals are existed. The specific steps of this algorithm are presented. Simulation results have shown that this method is accurate and efficient.

Keywords: antenna array; direction estimation; simulated annealing; error calibration

0 引言

在阵列信号处理领域中, 以特征值分解算法为代表的超分辨测向方法占有重要的地位^[1]。但是这类算法需要精确已知阵列流形^[2], 当阵列流形存在误差时, 会导致其分辨性能急剧下降。现在研究较多的误差因素主要包括: 各阵元的幅相误差(包括各阵元性能不一致和通道间的幅频和相频特性不一致)、阵元的位置误差和阵元间互耦等^[3-6]。而在进行超分辨测向研究时, 一般都假设阵列是由各向同性阵元组成, 即阵元为各向同性的点元(不存在方向性)。在实际应用中, 全方向性的点元是不存在的, 天线阵元经常采用有向天线单元, 此时进行方向估计必须考虑阵元的方向性。同时由于制造、安装等因素造成阵元错位和倾斜, 以及自然界等复杂因素的影响使阵元方向性发生改变, 从而不可避免地造成估计误差, 因此必须采取有效措施对其进行校正。

模拟退火算法是基于蒙特·卡罗迭代求解策略的一种随机寻优算法, 其出发点是基于物理中固体物质的退火过程与一般组合优化问题之间的相似性。模拟退火是初温下, 伴随温度参数的不断下降, 结合概率突跳特性在解空间中随机寻找目标函数的全局最优解, 即使在局部最优解能概率性地跳出并最终趋于全局最优解。本文基于模拟退火算法, 提出一种辅助信号

源校正阵列方向性误差的方法。本文首先建立阵列方向性误差模型, 然后给出相应的校正方法, 最后给出计算机模拟结果。

1 数学分析模型

1.1 理想有向阵元

假设一个由 N 个阵元组成的均匀线阵, 阵元之间的间距为 d 。在采用有向天线情况下, 设每个天线的方向性相同, 天线的方向函数为 $g(\theta)$ 。 M 个波长为 λ 的窄带平面波, 分别从 $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_M$ 方向入射到天线阵上, 第 n 个阵元接收到的信号为

$$x_n(k) = \sum_{i=1}^M g(\theta_i) S_i(k) \exp(jk_n x_n \sin \theta_i) + n_n(k) \quad (1)$$
$$n = 1, 2, \dots, N$$

式中: $S_i(k)$ ——第 i 个目标源所发出的信号, k ——波数, x_n ——第 n 个阵元位置坐标, $n_n(k)$ ($n=1, 2, \dots, N$)——第 n 个阵元中均值为零, 方差为 σ^2 的高斯加性白噪声, 不同阵元间的 $n_n(k)$ 互相独立, 方差相等, 且与需要信号和干扰信号均不相关。

那么第 k 次快拍阵列的输出信号矢量为

$$\mathbf{X}(k) = \mathbf{AGS}(k) + \mathbf{n}(k) \quad (2)$$

式中

$$\mathbf{X}(k) = [x_1(k), x_2(k), \dots, x_N(k)]^T \quad (3)$$

$$\mathbf{S}(k) = [S_1(k), S_2(k), \dots, S_M(k)]^T \quad (4)$$

$$\mathbf{n}(k) = [n_1(k), n_2(k), \dots, n_N(k)]^T \quad (5)$$

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_M)] \quad (6)$$

$$\mathbf{a}(\theta_i) = [a_1(\theta_i), a_2(\theta_i), \dots, a_N(\theta_i)]^T \quad (7)$$

$$a_n(\theta_i) = \exp[jk_c x_n \sin(\theta_i)] \quad (8)$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g(\theta_1) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & g(\theta_2) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & g(\theta_M) \end{bmatrix} \quad (9)$$

令

$$\tilde{\mathbf{A}} = \mathbf{A}\mathbf{G} \quad (10)$$

则式(2)可变为

$$\mathbf{X}(k) = \tilde{\mathbf{A}}\mathbf{S}(k) + \mathbf{n}(k) \quad (11)$$

$$\tilde{\mathbf{A}} = [\tilde{\mathbf{a}}_1(\theta), \tilde{\mathbf{a}}_2(\theta), \dots, \tilde{\mathbf{a}}_N(\theta)]^T \quad (12)$$

$$\tilde{\mathbf{a}}_n(\theta) = [g(\theta_1)a_n(\theta_1), g(\theta_2)a_n(\theta_2), \dots, g(\theta_M)a_n(\theta_M)] \quad (13)$$

阵列输出的协方差矩阵

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{X}(k)\mathbf{X}^H(k)] = \tilde{\mathbf{A}}\mathbf{R}_{ss}\tilde{\mathbf{A}}^H + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (14)$$

式中:上标 H——共轭转置,对 \mathbf{R} 进行特征分解后,得到对应于 M 个大特征值的特征向量 $\mathbf{e}_i (i=1, 2, \dots, M)$ 构成的信号子空间 \mathbf{E}_s 以及其余特征向量 $\mathbf{e}_i (i=M+1, \dots, N)$ 构成的噪声子空间 \mathbf{E}_n 。由式(13)得到考虑阵元方向性的 MUSIC 算法空间谱函数

$$P(\theta) = \frac{1}{\tilde{\mathbf{a}}^H(\theta)(\mathbf{E}_n \mathbf{E}_n^H) \tilde{\mathbf{a}}(\theta)} = \frac{1}{\tilde{\mathbf{a}}^H(\theta)(\mathbf{E}_n \mathbf{E}_n^H) \tilde{\mathbf{a}}(\theta)} \cdot \frac{1}{g^2(\theta)} \quad (15)$$

当 $\theta = \theta_1, \theta_2, \dots, \theta_M$ 时上式出现零点。

由式(15)可以得出,如果从非线性估计的角度看,只要各天线的方向性相同,可以忽略天线方向性的影响。但是由于 $g(\theta)$ 的影响,使得 MUSIC 算法所能估计出的角度范围受到限制。

1.2 存在方向性误差

在天线架设完成后,由于制造、安装等因素造成各辐射单元错位和倾斜,以及自然界等复杂因素的影响造成“缓慢变化”的系统变形,都会使天线方向性发生改变^[7]。而这类变形主要影响天线波束的变化。同时准确地预测天线的变形非常困难,有时是不现实和没有必要的^[8]。为此需要研究一种经济而有效的方法来补偿天线的方向性误差。由于方向函数中角度的变化对接收信号的影响最终体现在幅度上,为了简单有效地表征这种不一致性,把方向函数幅度和角度扰动归结为幅度扰动 $\Delta\varphi$ 。因此考虑方向性变化的第 i 个阵元的方向函数为 $(1 + \Delta\varphi_i)g_i(\theta)$ 。这里扰动参数 $\Delta\varphi$ 服从正态分布,并且不同阵元上的方向扰动相互独立。第 n 个阵元接收到的信号为

$$\tilde{x}_n(k) = \sum_{i=1}^M (1 + \Delta\varphi_i)g_i(\theta_i)S_i(k)\exp(jk_c x_n \sin \theta_i) + n_n(k) \quad (16)$$

$$n = 1, 2, \dots, N$$

此时第 k 次快拍阵列的输出信号矢量为

$$\tilde{\mathbf{X}}(k) = (\mathbf{A} \otimes \tilde{\mathbf{G}})\mathbf{S}(k) + \mathbf{n}(k) \quad (17)$$

符号 \otimes 表示直接积,其中 $\tilde{\mathbf{G}}$ 为存在方向性误差的阵列方向图矩阵

$$\tilde{\mathbf{G}} = \begin{bmatrix} (1 + \Delta\varphi_1)g(\theta_1) & (1 + \Delta\varphi_1)g(\theta_2) & \cdots & (1 + \Delta\varphi_1)g(\theta_M) \\ (1 + \Delta\varphi_2)g(\theta_1) & (1 + \Delta\varphi_2)g(\theta_2) & \cdots & (1 + \Delta\varphi_2)g(\theta_M) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ (1 + \Delta\varphi_N)g(\theta_1) & (1 + \Delta\varphi_N)g(\theta_2) & \cdots & (1 + \Delta\varphi_N)g(\theta_M) \end{bmatrix} \quad (18)$$

阵列输出的协方差矩阵

$$\tilde{\mathbf{R}} = E[\tilde{\mathbf{X}}(k)\tilde{\mathbf{X}}^H(k)] = (\mathbf{A} \otimes \tilde{\mathbf{G}})\mathbf{R}_{ss}(\mathbf{A} \otimes \tilde{\mathbf{G}}^H) + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (19)$$

对 $\tilde{\mathbf{R}}$ 进行特征分解后,得到信号子空间 \mathbf{E}_s 以及噪声子空间 \mathbf{E}_n 。存在方向性误差的 MUSIC 算法空间谱函数

$$P(\theta) = \frac{1}{\tilde{\mathbf{a}}^H(\theta)(\mathbf{E}_n \mathbf{E}_n^H) \tilde{\mathbf{a}}(\theta)} \quad (20)$$

式中

$$\tilde{\mathbf{a}}_n(\theta) = [(1 + \Delta\varphi_1)g(\theta_1)a_n(\theta_1), (1 + \Delta\varphi_2)g(\theta_2)a_n(\theta_2), \dots, (1 + \Delta\varphi_N)g(\theta_N)a_n(\theta_N)]^T \quad (21)$$

当 $\tilde{\mathbf{G}}$ 已知时,用式(20)对 θ 进行扫描,在信号方向上出现峰值。但是扰动参数 $\Delta\varphi$ 为随机变量,因此不能准确已知。实际中采用式(15)对 θ 进行扫描和方位估计,由于扰动参数 $\Delta\varphi$ 的影响造成估计误差,后面的模拟试验也说明了这一点。

2 方向性误差的校正

2.1 校正思路

当存在方向性误差时, \mathbf{R} 发生了变化, 噪声子空间也将相应改变。这将对基于子空间的 DOA 估计算法产生影响。对 \mathbf{R} 进行特征值分解, 对应于最大特征值的特征向量记为 \mathbf{v}_{\max} 。当只有一个信号源工作时,假定信号源相对天线阵列的角度为 θ_i , 即阵列接收信号的方向,此时有

$$\mathbf{v}_{\max} = \tilde{\mathbf{a}}(\theta_i) \quad (22)$$

模拟退火算法结构简洁,对初始点的选取依赖性不强,原则上问题的维数也不受限制,它能有效地求出全局最小点或近似全局最小点,很适合于求解大规模多参数非线性优化问题,优化效果明显,近年来已引起了人们的极大关注。利用(22)式构造模拟退火算法的目标函数为

$$F_1 = \|\mathbf{v}_{\max} - \tilde{\mathbf{a}}(\theta_i)\|^2 \quad (23)$$

当 F_1 处于全局最小点时,得到的 $\Delta\varphi_1, \Delta\varphi_2, \dots, \Delta\varphi_N$ 为方向性误差的估计值。这样,利用天线阵列能在较长时间内保持相对稳定的特点,一次估计出方向性误差并存入计算机中。以后每次在正式估计信号源方向之前,将其代入式(20)即可得到较为准确的入射方向。

除了采用式(23)作为目标函数外,还可以从式(20)出发构造目标函数

$$F_2 = \tilde{\mathbf{a}}^H(\theta_i)(\mathbf{E}_n \mathbf{E}_n^H) \tilde{\mathbf{a}}(\theta_i) \quad (24)$$

即已知 \mathbf{E}_n 和 $\tilde{\mathbf{a}}(\theta_i)$, 对上式进行寻优。同样,当 F_2 处于全局最小点时,得到的 $\Delta\varphi_1, \Delta\varphi_2, \dots, \Delta\varphi_N$ 为方向性误差的估计值。

另外,本文提出的校正方向性误差的方法也可以推广到校正通道失配上。此时信号模型是

$$\tilde{\mathbf{X}}(k) = \tilde{\mathbf{G}}\mathbf{A}\mathbf{S}(k) + \mathbf{n}(k) \quad (25)$$

式中: $\tilde{\mathbf{G}}$ ——通道失配矩阵

$$\tilde{\mathbf{G}} = \begin{bmatrix} g_1 e^{j\varphi_1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & g_1 e^{j\varphi_2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & g_1 e^{j\varphi_N} \end{bmatrix} \quad (26)$$

从信号子空间出发构造的目标函数为

$$F_1 = \| \mathbf{v}_{\max} - \hat{\mathbf{G}}\mathbf{a}(\theta_i) \|^2 \quad (27)$$

同样从空间谱函数出发构造的目标函数为

$$F_2 = \hat{\mathbf{G}}^H \mathbf{a}^H(\theta) (\mathbf{E}_N \mathbf{E}_N^H) \mathbf{a}(\theta) \hat{\mathbf{G}} \quad (28)$$

2.2 校正过程

模拟退火算法采用 Metropolis 准则, 在算法的每一步, 随机产生一个新的候选解, 如果这个新解使目标函数减小, 那么它是可以接受的, 否则要以指数概率的形式来决定它是否接受。接受新解的概率 P 由下式给出

$$P = \begin{cases} \min [1, \exp(-\Delta F/T)] > \text{random}[0,1] & \Delta f > 0 \\ 1 & \Delta f \leq 0 \end{cases} \quad (29)$$

式中: ΔF —由随机扰动引起的目标函数的变化, T —温度, 从上式不难看出, 对于一个给定的 ΔF , 当 T 相对较大时, 接受正能量的概率大于 T 相对较小时的概率。

在整个退火历程中, 初温越大, 获得高质量解的几率越大, 但花费的计算时间将增加。考虑到优化质量和优化效率, 采用确定初温的方法为: 首先随机产生一组状态, 确定两两状态间的最小目标函数值差, 对其取倒数后确定初温。整个估计方向性的过程如下。

第 1 步 确定辅助信号源的入射方向 θ_i , 构造目标函数 F 。

第 2 步 令 $i=0$, $T=T_0$, T_0 为初始温度, 随机选择初值 $\Delta\tilde{\varphi}(0)$ 。

第 3 步 由 $\Delta\tilde{\varphi}(i)$ 随机扰动产生一个新的候选解 $\Delta\tilde{\varphi}(i+1)$ 。

第 4 步 计算 $\Delta F = F_{i+1} - F_i$ 。

第 5 步 如果 $\Delta F \leq 0$, 接受新解; 否则给出一个服从均匀分布 0 到 1 之间的随机数, 如果 $\min [1, \exp(-\Delta F/T)]$ 大于这个随机数, 则接受新解。

第 6 步 $i=i+1$, 如果 $i \leq L$ 返回到第 3 步。

第 7 步 令 $i=0$, 根据温度方案减小 T 。

第 8 步 如果不满足终止条件, 返回第 3 步, 否则终止。

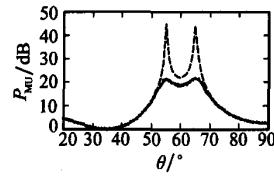
3 计算机模拟实验

模拟实验 1 对一个间距为半个波长的 8 元均匀线阵。

阵元采用半波振子, 其归一化方向函数为

$$F(\theta) = \begin{vmatrix} \cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta) \\ \sin \theta \end{vmatrix} \quad (30)$$

两个互不相关窄带信号位于 55° 和 65° , 信噪比均为 20 dB, 快拍次数为 1 024。在半波振子方向函数加上方向扰动, 图 1 给出了存在扰动时 MUSIC 算法空间谱和理想情况下空间谱(实线表示 30 次 Monte-Carlo 实验结果, 点线表示采用理论公式(20)得到的存在扰动空间谱, 虚线表示理想情况下空间谱)。



模拟实验 2 在均匀线阵周围放置一个辅助信号源, 与阵列之间的距离满足远场条件, 信号的信噪比为 20 dB。辅助信号源的方位角为 30° , 快拍数为 1 024。假定扰动方

差为 0.001, 采用目标函数 F_1 对方向扰动进行估计, 其他条件同模拟实验 1。图 2 表示模拟退火算法的计算收敛过程。表 1 是利用目标函数 F_1 得到的方向扰动的真实值和估计值。为了验证这种方法的有效性, 假设两个互不相关的窄带信号从 50° 和 55° 入射到天线阵上, 校正前后的直线阵空间谱如图 3(分别用虚线和实线表示)。

表 1 归一化的幅度误差比较

阵元号	幅度真实值	幅度估计值	误差%
1	1.000 0	1.000 0	0.00
2	0.986 8	0.987 8	0.10
3	0.931 8	0.929 7	0.22
4	0.962 5	0.960 5	0.20
5	0.940 1	0.938 5	0.17
6	0.922 2	0.914 9	0.79
7	0.939 4	0.935 1	0.45
8	0.957 6	0.957 8	0.02

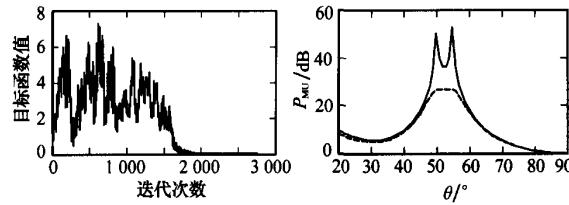


图 2 计算收敛过程

图 3 采用 MUSIC 算法校正前后空间谱

模拟实验 3 采用目标函数 F_2 对方向扰动进行估计, 其他条件同模拟实验 2。图 4 表示模拟退火算法的计算收敛过程。表 2 是利用目标函数 F_2 得到的方向扰动的真实值和估计值。为了验证这种方法的有效性, 假设两个互不相关的窄带信号从 50° 和 55° 入射到天线阵上, 校正前后的直线阵空间谱如图 5(分别用虚线和实线表示)。

表 2 归一化的幅度误差比较

阵元号	幅度真实值	幅度估计值	误差%
1	1.000 0	1.000 0	0.00
2	1.005 8	1.005 4	0.03
3	0.958 1	0.957 9	0.02
4	1.034 7	1.034 6	0.01
5	1.002 0	1.001 6	0.02
6	1.052 5	1.052 0	0.05
7	1.045 1	1.044 5	0.01
8	1.020 1	1.020 2	0.01

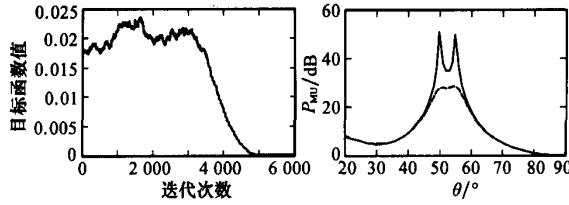


图 4 计算收敛过程

图 5 采用 MUSIC 算法校正前后空间谱

模拟实验 4 实验证明辅助信号源的信噪比对估计结果有一定影响。在图 6 均方根误差与信噪比关系曲线中, 快拍数取 1 024。图 6(a)是采用目标函数 F_1 时估计误差随信噪比变

化曲线,(b)是采用目标函数 F_2 时估计误差随信噪比变化曲线。这些曲线是 30 次蒙特卡罗实验结果取平均值后得到的。

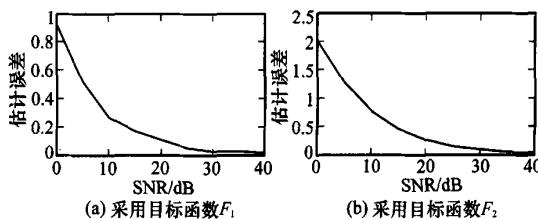


图 6 估计误差随信噪比变化曲线

模拟实验 5 本文提出的方法同样可以对通道失配进行校正。假定通道幅度扰动方差在数量上等于相位扰动方差,采用以上方法进行校正。图 7(a)表示采用目标函数 F_1 得到的模拟退火算法的计算收敛过程。表 3 和表 4 是与其对应的通道幅度和相位的真实值和估计值。图 7(b)表示采用目标函数 F_2 得到的模拟退火算法的计算收敛过程。表 5 和表 6 是与其对应的通道幅度和相位的真实值和估计值。

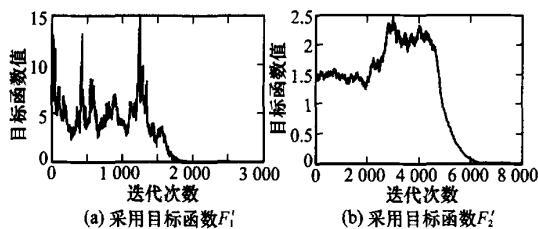


图 7 通道失配计算收敛过程

表 3 归一化的通道幅值比较

通道号	幅度真实值	幅度估计值	误差%
1	1.000 0	1.000 0	0.00
2	0.782 0	0.782 2	0.03
3	0.702 4	0.702 3	0.01
4	0.998 2	0.996 9	0.13
5	0.752 0	0.751 0	0.13
6	0.734 1	0.734 5	0.05
7	0.828 9	0.828 7	0.02
8	0.571 3	0.569 7	0.28

表 4 归一化的通道相位比较

通道号	相位真实值	相位估计值	误差%
1	0.000 0	0.000 0	0.00
2	-18.364 4	-18.431 9	0.37
3	11.306 0	11.160 0	1.30
4	0.984 7	1.031 4	4.47
5	4.053 9	4.119 3	1.61
6	-9.997 3	-10.004 8	0.08
7	-16.848 7	-16.873 5	0.15
8	-15.531 4	-15.567 4	0.23

表 5 归一化的通道幅值比较

通道号	幅度真实值	幅度估计值	误差%
1	1.000 0	1.000 0	0.00
2	0.959 6	0.940 6	1.98
3	0.982 0	0.960 2	2.22
4	0.649 3	0.627 6	3.34
5	0.711 1	0.707 3	0.53
6	1.115 2	1.090 5	2.21
7	1.345 6	1.304 8	3.03
8	0.813 8	0.792 2	2.65

表 6 归一化的通道相位比较

通道号	相位真实值	相位估计值	误差%
1	0.000 0	0.000 0	0.00
2	17.480 0	16.995 1	2.77
3	35.101 4	35.205 4	0.30
4	19.748 5	21.125 7	6.97
5	12.813 9	11.215 4	12.47
6	2.389 0	1.691 9	29.18
7	-11.097 5	-11.359 5	2.36
8	21.565 8	21.384 0	0.84

4 实验结果分析

从以上的模拟实验中可以看出:(1)存在方向性误差时,得到的空间谱曲线变得平坦,估计精度下降。(2)采用不同目标函数的方向性误差校正方法均可以较为准确地估计出方向扰动,所不同的是目标函数 F_2 的退火过程中的迭代次数较多,但是估计结果同样较为准确。(3)虽然校正效果与辅助信号源的信噪比有关,但是在信噪比和快拍数超过门限值的条件下,对任意形式的天线阵,本文的方法有着很高的估计精度。(4)这种校正方法同样适用于校正通道失配,并且估计出的通道幅值和相位值与真实幅值和相位值之间误差较小,估计精度较高。

5 结论

本文针对天线阵列的方向性误差校正问题,基于子空间基本原理,提出采用模拟退火算法进行误差校正。所提出的方法所需的辅助信号源数目较少,算法稳健性较好,并且适用于任意形式的天线阵。虽然辅助信号源的信噪比对估计结果有一定影响,但是在信噪比超过门限值的条件下,本文的方法有着较高的估计精度。

参考文献:

- [1] Schmidt R O. Multiple emitter location and signal parameter estimation[J]. *IEEE Trans. on Antenna and Propagation*, 1986, 34(3): 276 - 280.
- [2] Unnikrishna S P. *Array signal processing*[M]. Springer Verlag, World Publishing Corp., 1990; 28 - 33.
- [3] 贾永康, 保铮, 吴洹. 一种阵列天线阵元位置、幅度及相位误差的有源校正方法[J]. 电子学报, 1996, 24(3): 47 - 52.
- [4] 章宏, 陈荆花, 周希朗. 阵列天线阵元位置误差、通道不一致和互耦的校正[J]. 上海交通大学学报, 2002, 36(9): 1284 - 1290.
- [5] 林敏, 王淑节, 龚铮权. 阵元间互耦对测向性能的影响及其校正方法[J]. 解放军理工大学学报, 2002, 3(6): 31 - 34.
- [6] 林敏, 刘云飞, 龚铮权. 存在阵元位置误差时的信号 DOA 估计[J]. 南京理工大学学报, 2003, 27(4): 381 - 384.
- [7] Corkish R P. A survey of the effects of reflectors surface distortions on sidelobe levels[J]. *IEEE Trans. on Antenna and Propagation*, 1990, 32(6): 6 - 11.
- [8] 王五兔, 漆一宏. SAR 天线功率方向图误差补偿的新方法[J]. 中国空间科学技术, 1997, 17(3): 65 - 71.

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)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)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,一直致力于专注于微波、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),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>