

# 基于最小二乘的天线组阵合成权值及信噪比盲估计<sup>\*</sup>

杨珂, 王丽, 李鸥, 于宏毅

(解放军信息工程大学 信息工程学院, 河南 郑州 450002)

**摘要:** 针对天线组阵中的合成权值估计问题, 提出了一种基于最小二乘的权值盲估计及多路信号盲信噪比估计算法。该算法利用多路信号间的协方差矩阵, 分别构建关于信道幅度增益与相位旋转因子的超定方程组, 最终通过最小二乘方法完成权值及信噪比的估计。仿真结果表明, 该算法的权值估计性能在低信噪比条件下比EIGEN算法有明显改善; 同时较现有基于矩估计的信噪比估计算法, 该算法具有更好的估计精度。

**关键词:** 天线组阵; 信噪比估计; 合成权值; 最小二乘

**中图分类号:** TN911.23 **文献标识码:** A

## 1 引言

天线组阵技术是实现微弱信号接收的重要手段之一<sup>[1,2]</sup>, 其思想是利用多个独立天线接收同一信号, 对接收信号进行相干加权合成, 以等效更大口径天线的接收效果, 达到提高信号质量的目的。天线组阵技术首先由美国喷气推进实验室 (JPL) 针对深空探测提出, 后逐渐扩展到卫星通信<sup>[3]</sup>等应用领域。该技术对微弱信号的接收具有独特优势, 在如深空通信、卫星通信等领域具有广阔的应用前景。

天线组阵复权值是影响组阵性能的关键参数。在深空网天线组阵系统中, 往往利用某些已知条件对权值进行估计, 如通过副载波调制信息对组阵权值进行估计<sup>[4]</sup>。同时, 深空网也相继提出了SUMPLE<sup>[5]</sup>、EIGEN<sup>[6,7]</sup>等盲估计算法。其中SUMPLE通过构造一个流转的参考, 利用迭代方法对权值进行估计, 在节省计算量的同时得到了较好的性能, 但其在低信噪比时会产生相位漂移问题。EIGEN算法则在各路信号的噪声功率相同的条件下, 通过求解多路信号协方差矩阵最大特征值所对应的特征向量得到权值估计, 因此其应用范围受到局限。

天线组阵权的模值由接收信号的功率及信噪比决定, 权值相位由两路信号间的相位差决定。因此, 分别估计各路信号的功率及信噪比可以得到权模值的估计, 通过信号间的互相关可以估计权的相位。而在低信噪比条件下, 现有针对单天线信号信噪比及幅度的估计算法, 如M2M4<sup>[8]</sup>、EM<sup>[9]</sup>算法, 其估计性能显著下降, 同时相位差估计也需要更长的相关长度。事实上, 天线组阵系统是一种典型的单输入多输出 (SIMO) 系统, 文献[10]给出了SIMO信道下BPSK/QPSK信号盲信噪比联合估计的Cramer-Rao下界 (CRLB), 指出多路信号信噪比联合估计能够显著提高低信噪比条件下的信噪比估计性能。因此充分利用所有天线的接收信号进行组阵权值的联合估计, 可以显著提高估计性能。针对SIMO信道下的盲信噪比估计问题, 文献[11]根据最大似然方法提出了一种基于EM的SIMO信道下盲信噪比联合估计算法, 其算法形式与调制方式相关且运算量较大。文献[12]提出了一种基于四阶矩的盲信噪比联合估计算法。该算法虽然计算简单, 但并没有充分利用所有接收信号的信息, 信噪比估计性能依赖于其中三路信号。

本文利用信号间的协方差矩阵, 提出了一种基于最小二乘的天线组阵复权值盲估计算法, 同时实现了多路信号信噪比的联合估计。该方法与信号调制方式无关, 可应用于多种线性调制方式。仿真实验表明, 该算法充分利用了多路信号的信息, 具有优良的权值及信噪比估计性能, 特别是在低信噪比条件下其估计性能较现有方法有明显改善。

\* 收稿日期: 2010-06-21 修订日期: 2011-01-10

## 2 信号模型

假设天线组阵系统中含有  $L$  副接收天线, 各路信号间不存在时延。各路信号经匹配滤波, 并在最佳采样时刻采样, 则第  $i$  副天线信号  $k$  时刻的基带输出信号为:

$$\mathbf{x}_{i,k} = h_i s_k e^{j\theta_i} + v_{i,k} \quad \begin{array}{l} k=1,2,\cdots,N \\ i=1,2,\cdots,L \end{array} \quad (1)$$

其中:  $\{s_k\}$  为线性调制信号的信息符号序列, 是独立同分布 (i.i.d.) 的等概数据。不失一般性, 假设信号星座功率为单位 1, 即  $E\{|s_k|^2\} = 1$ 。 $v_{i,k}$  为第  $i$  路的零均值加性复高斯白噪声, 其实部和虚部方差为  $\sigma_i^2/2$ , 各路噪声间相互独立且与信号不相关。 $N$  为采样点数。 $h_i > 0$  为第  $i$  路信道幅度增益,  $\theta_i$  为信道相位旋转因子,  $h_i, \theta_i$  在观测时间内为未知的常数。

令  $k$  时刻  $L$  路数据矢量为  $\mathbf{x}_k = [x_{1,k}, x_{2,k}, \dots, x_{L,k}]^T$ , 噪声向量为:  $\mathbf{v}_k = [v_{1,k}, v_{2,k}, \dots, v_{L,k}]^T$ , 并定义向量和矩阵:  $\Phi = \text{diag}\{e^{j\theta_1}, e^{j\theta_2}, \dots, e^{j\theta_L}\}$ ,  $\mathbf{h} = [h_1, h_2, \dots, h_L]^T$ 。

则式 (1) 可写成如下矩阵形式:

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{s}_k \Phi \mathbf{h} + \mathbf{v}_k \quad (2)$$

第  $i$  路信号信噪比定义为:

$$\rho_i = h_i^2 / \sigma_i^2 \quad (3)$$

同时, 令天线组阵权矢量为  $\mathbf{w} = [w_1, w_2, \dots, w_L]^T$ , 则天线组阵输出信号为:

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{w}^H \mathbf{x}_k \quad (4)$$

以第一路信号为参考信号, 根据最大输出信噪比准则可以得到, 天线组阵最佳权系数有如下关系:

$$w_1 : w_2 : \cdots : w_L = \frac{h_1}{\sigma_1^2} : \frac{h_2}{\sigma_2^2} e^{j(\theta_2-\theta_1)} : \cdots : \frac{h_L}{\sigma_L^2} e^{j(\theta_L-\theta_1)} \quad (5)$$

通常需要对权矢量进行约束以确保其唯一性, 一般令  $\|\mathbf{w}\|_2 = 1$ 。可以看出最佳权值与信号的信噪比以及各路信号之间的相位差有关。最佳权的模值由  $h_i / \sigma_i^2$  确定, 其相位为各路信号与参考信号的相位差。

## 3 基于最小二乘的权值及信噪比估计方法

对于单路信号信噪比估计方法 M2M4, 其通过信号的二阶矩、四阶矩去除信号的调制信息, 同时得到关于信号功率与噪声功率的方程组, 从而实现对信噪比的估计。而对于天线组阵系统, 各路信号承载着相同的符号信息, 因此可以考虑通过多路信号的协方差矩阵来去除调制信息的影响。

定义信号矢量  $\mathbf{x}_k$  的协方差矩阵:

$$\mathbf{M}_2 = E[\mathbf{x}_k \mathbf{x}_k^H] \quad (6)$$

矩阵的每个元素为:  $M_{2,j,j} = E[x_{i,k} x_{j,k}^*]$ 。这里假设每路噪声为复高斯白噪声, 且各路噪声不相关, 因此有:

$$M_{2,j,j} = \begin{cases} P_i + \sigma_i^2 & i=j \\ h_i h_j e^{j(\theta_i-\theta_j)} & i \neq j \end{cases} \quad (7)$$

其中,  $P_i = h_i^2$  为信号功率, 可以得到:

$$\mathbf{M}_2 = \begin{pmatrix} h_1^2 + \sigma_1^2 & h_1 h_2 e^{j(\theta_1-\theta_2)} & \cdots & h_1 h_L e^{j(\theta_1-\theta_L)} \\ h_2 h_1 e^{j(\theta_2-\theta_1)} & h_2^2 + \sigma_2^2 & \cdots & h_2 h_L e^{j(\theta_2-\theta_L)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_L h_1 e^{j(\theta_L-\theta_1)} & h_L h_2 e^{j(\theta_L-\theta_2)} & \cdots & h_L^2 + \sigma_L^2 \end{pmatrix} \quad (8)$$

矩阵中上三角部分元素的模值及相位为:

$$\begin{aligned} |M_{2,j,j}| &= h_i h_j & (i < j) \\ \arg(M_{2,j,j}) &= \theta_i - \theta_j = \theta_{ii} - \theta_{jj} \end{aligned} \quad (9)$$

其中: 各路信号与参考信号的相位差为  $\theta_{i,1} = \theta_i - \theta_1$ 。注意到在协方差矩阵  $\mathbf{M}_2$  的元素与信号的调制方式、调制信息无关, 使得该算法能够适用于多种调制方式。

由式(8)可以看出, 对于  $L$  个天线接收信号, 协方差矩阵上三角部分的元素可以形成关于  $L$  个信道幅度增益的  $L(L-1)/2$  个独立方程, 以及可以形成关于  $L-1$  个相位差的  $L(L-1)/2$  个独立方程, 因此当  $L \geq 3$  时根据  $\mathbf{M}_2$  可以解算出信道幅度增益  $h_i$ 、相位差  $\theta_{i,1}$ , 进而得到权值  $\mathbf{w}$  以及每路信号的信噪比  $\rho_i$  的估计。

对于信道幅度增益  $h_i$ , 可以得到方程组:

$$\mathbf{A} \ln \mathbf{h} = \ln |\mathbf{M}'_2| \quad (10)$$

其中  $|\bullet|$  为对矢量每个元素取模运算,  $\mathbf{M}'_2$  由  $\mathbf{M}_2$  非对角线的上三角部分元素确定, 定义为:

$$\mathbf{M}'_2 = [M_{2,1,2}, M_{2,1,3}, \dots, M_{2,1,L}, M_{2,2,3}, \dots, M_{2,L-1,L}]^T$$

系数矩阵  $\mathbf{A}$  为:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 & 1 \end{bmatrix}_{\frac{L(L-1)}{2} \times L} \quad (11)$$

令  $\hat{\mathbf{M}}'_2$  为其估计量, 其元素通过下式得到:

$$\hat{M}'_{2,i,j} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K x_{i,k} x_{j,k}^* \quad (12)$$

可以得到信道幅度增益的估计:

$$\hat{h} = \exp[(\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T |\hat{\mathbf{M}}'_2|] \quad (13)$$

$\exp[\bullet]$  为指数函数。根据信道幅度增益的估计以及  $\hat{\mathbf{M}}_2$  对角线元素  $\hat{M}_{2,i,i}$  可以得到各路信号的信号功率和噪声功率, 最终得到信号信噪比的估计:

$$\hat{\sigma}_i^2 = \hat{M}_{2,i,i} - \hat{h}_i^2 \quad (14) \quad \hat{\rho}_i = \frac{\hat{h}_i^2}{\hat{\sigma}_i^2} = \frac{\hat{h}_i^2}{\hat{M}_{2,i,i} - \hat{h}_i^2} \quad (15)$$

这里取组阵权模值的估计为:

$$|\hat{\mathbf{w}}_i| = \frac{\hat{h}_i}{\hat{\sigma}_i^2} = \frac{\hat{h}_i}{\hat{M}_{2,i,i} - \hat{h}_i^2} \quad (16)$$

而对于相位差的估计同样可以利用  $\mathbf{M}_2$  的上三角部分的元素得到。这里以第一路信号为参考信号, 定义向量:  $\theta = [\theta_{2,1}, \theta_{3,1}, \dots, \theta_{L,1}]$ , 有:

$$\mathbf{B}\theta = \arg(\mathbf{M}'_2) \quad (17)$$

其中  $\arg(\bullet)$  为求幅角运算, 系数矩阵  $\mathbf{B}$  为:

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & -1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 & -1 \end{bmatrix}_{\frac{L(L-1)}{2} \times (L-1)} \quad (18)$$

最终得到相位差为:

$$\hat{\theta} = (\mathbf{B}^T \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^T \arg(\hat{\mathbf{M}}_2') \quad (19)$$

结合 (16) 及 (19) 式即可完成对权值的估计。

#### 4 仿真结果及分析

下面使用 Monte Carlo 方法对上述权值及信噪比估计算法进行仿真。在仿真中, 接收天线数取 4~20 副, 每路信道为高斯白噪声信道。输入信号信噪比范围取 -20dB~20dB, 观测数据码元总数为 2000。实验中分别统计合成权模值以及相位差的估计结果以考察算法的权值估计性能。实验结果为进行 10000 次独立实验统计得出。

仿真 1: 将文中算法记为 M2 方法。这里将算法的合成权模值估计以及信噪比估计性能与现有文献中基于矩估计的 M4<sup>[12]</sup>方法、M2M4<sup>[8]</sup>方法进行比较, 将合成权相位估计与基于两路互相关的方法进行比较。这里天线个数  $L=8$ , 信道幅度增益为  $\mathbf{h}=[0.78, 0.66, 0.99, 1.01, 1.31, 1.62, 0.59]^T$ , 信道相位旋转因子为:  $\theta=[18^\circ, 27^\circ, 36^\circ, 45^\circ, -18^\circ, -9^\circ, -18^\circ]^T$ , 信号调制方式为 16QAM。以第一路信号作为参考, 选取任意一路信号的估计结果评估算法性能。这里考察相位差估计  $\hat{\theta}_{i,1}$  的均方根误差, 权模值  $|\hat{w}_i|$  以及信噪比估计  $\hat{\rho}_i$  的归一化均方根误差 (NRMSE), 分别定义为:

$$RMSE(\hat{\theta}_{i,1}) = \sqrt{\sum_{i=1}^N (\theta_{i,1} - \hat{\theta}_{i,1})^2 / N} \quad (20)$$

$$NRMSE(\hat{\rho}_i) = \sqrt{\sum_{i=1}^N (\rho_i - \hat{\rho}_i)^2 / N} / \rho_i \quad (21)$$

$$NRMSE(|\hat{w}_i|) = \sqrt{\sum_{i=1}^N (|w_i| - |\hat{w}_i|)^2 / N} / |w_i| \quad (22)$$

其中  $|w_i| = h_i / \sigma_i^2$ 。图 1~3 为各路信号信噪比相同时, 第 8 路信号合成权模值  $|\hat{w}_8|$ 、信噪比  $\hat{\rho}_8$  的 NRMSE, 以及相位差  $\hat{\theta}_{8,1}$  的 RMSE。表 1 为各路信噪比取  $[2, 3, 3, 4, 5, 4, 2, 1]$  dB 时, 10000 次实验的统计结果。由图 1、2 可以看出, M4 算法在信噪比低于 -2dB, M2M4 在高于 10dB 时, 其估计精度较差, 而 M2 方法在整个信噪比范围内都具有更高的估计精度。在图 3 中, 在低信噪比条件时, M2 方法的合成权相位估计性能也较互相关方法有明显提高。实验结果表明 M2 方法能够利用多个天线接收信号, 有效改善参数估计精度。从表 1 中可以看到, 在信噪比不同的条件下, M2 方法依然具有更高的估计性能。

仿真 2: 在噪声功率相同情况下, 对 M2 算法与文献[6]中 EIGEN 算法进行性能比较。由于 EIGEN 算法需要利用噪声功率相同这一假设条件, 并对权值进行范数归一化, 因此这里需要将 M2 算法进行修改。估计式 (14) 给出了  $L$  路信号噪声功率的估计, 对其结果进行平均得到噪声功率的估计:

$$\hat{\sigma}_{total}^2 = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L \hat{\sigma}_i^2 \quad (23)$$

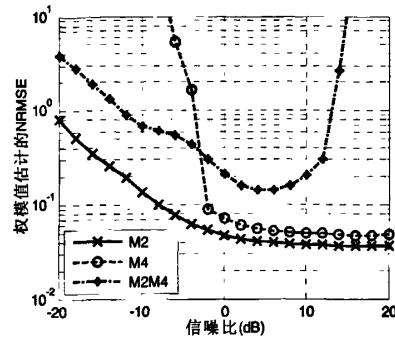


图 1 组阵权模值估计性能

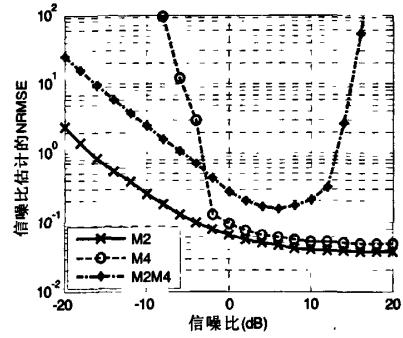


图 2 信噪比联合估计性能

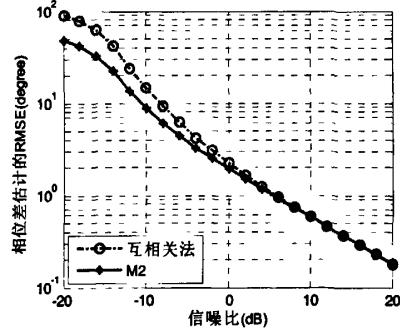


图 3 合成权相位估计性能

表 1 各天线信号信噪比为  $[2, 3, 3, 4, 5, 4, 2, 1]$  dB 时的性能比较

	权模值估计的NRMSE			权相位估计的RMSE			信噪比估计的NRMSE		
	M2	M4	M2M4	M2	SIMPLE	M2	M4	M2M4	
CH2	0.042	0.094	0.149	1.415	1.547	0.052	0.114	0.119	
CH5	0.043	0.071	0.139	1.284	1.369	0.051	0.082	0.100	
CH8	0.041	0.058	0.180	1.563	1.773	0.056	0.076	0.292	

从而合成权模值的估计为:

$$|\hat{w}_i| = \frac{\hat{h}_i}{\hat{\sigma}_{total}^2} \quad (24)$$

最终得到范数归一化权的模值为:

$$|\hat{w}_i| = \frac{|\hat{w}_i|}{\|\hat{w}_i\|} \quad (25)$$

图4、5为M2和EIGEN权值估计的性能统计。可以看出在高信噪比条件下, M2和EIGEN的性能相近, 而在低信噪比条件下, M2算法比EIGEN具有更加准确地估计性能。

仿真3: 考察M2算法在不同信号调制方式、不同天线数条件下的性能。信号调制方式分别采用8PSK、16QAM、32QAM、64QAM, 天线数则选取 $L=4, 8, 12, 20$ , 各路信号信噪比相同。图6~8为第2路信号权模值 $|\hat{w}_2|$ 、信噪比 $\hat{\rho}_2$ 的NRMSE, 以及相位差 $\hat{\theta}_{2,1}$ 的RMSE。在图6~8中, 不同的调制方式具有相同的估计性能, 随着天线数的增加性能曲线依次降低。从仿真结果可以看出, M2算法可用于多种调制方式, 且算法性能与调制方式无关。同时注意到随着天线数的增加, 算法估计性能在提高, 但提高的幅度逐渐减小, 因此应用时需要根据实际情况在算法计算量与性能之间进行权衡。

运算量分析: 现分别比较M2算法与文献[6,12]中M4、EIGEN算法的计算量。三种算法都主要由统计量的估计以及参数求解两部分组成。前者的计算量取决于天线个数 $L$ 和数据长度 $N$ 后者则只与 $L$ 有关, 由于一般情况下 $N$ 比较大, 因此算法的运算量主要取决于统计量的估计。其中, M2算法和EIGEN算法中使用二阶统计量, 其需要 $L(L+1)K/2$ 个复数乘法和 $L(L+1)(K-1)/2$ 个复数加法, 而M4需要使用四阶统计量, 根据文献[12]式(45)进行估计需要 $3L(L+1)(K-1)/2$ 个复数乘法和 $L(L+1)(K-2)/2$ 个实数加法, 因此M2算法的计算量小于M4算法。同时, M2算法进行权值求解时需要大约 $L^2(L-1)$ 个实数乘法和 $L(L-1)^2$ 个实数加法, 而EIGEN算法的权值求解过程需要计算协方差矩阵最大特征值对应的特征向量, 如果采用计算量较小的乘幂法, 其求解过程是个迭代过程且一次迭代的计算量为 $O(L^2)$ , 但考虑到 $L$ 一般不会太大, 因此M2算法全部计算量与EIGEN算法大体相当。

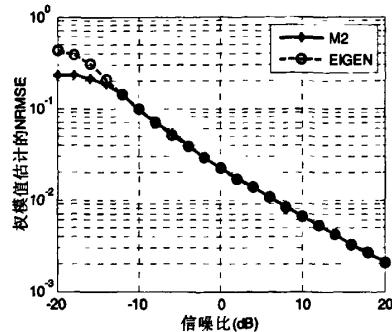


图4 噪声功率相同条件下组阵权模值估计性能

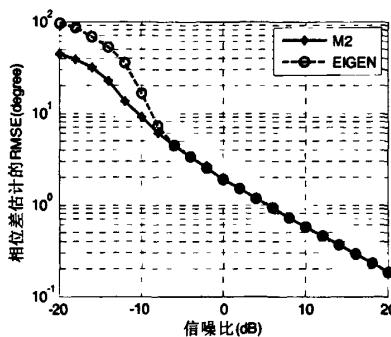


图5 噪声功率相同条件下组阵权相位估计性能

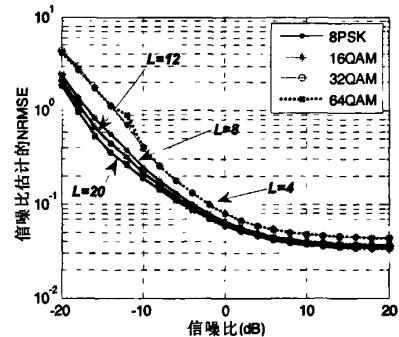


图6 不同调制方式、不同天线数条件下权模值估计性能

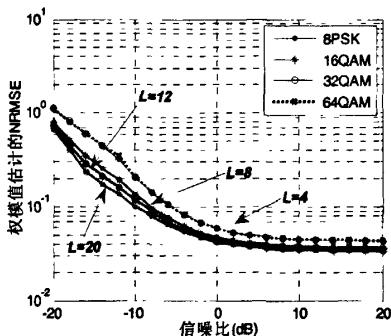


图7 不同调制方式、不同天线数条件下信噪比估计性能

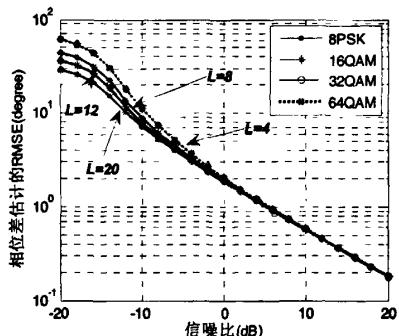


图8 不同调制方式、不同天线数条件下权相位估计性能

## 5 总结

本文提出了一种基于最小二乘的天线组阵合成权值及多路信号信噪比盲估计算法。该算法根据天线组阵中SIMO信道的特点,充分利用多路接收信号的协方差矩阵进行权值及信噪比估计,从而提高参数估计性能。仿真结果表明,该算法在低信噪比条件下权值及信噪比估计性能优异,算法性能与信号调制方式无关,能够适用于多种调制方式。

### 参考文献:

- [1] Mileant A, Hinedi S. Overview of arraying techniques for deep space communications [J]. *IEEE Trans on Comm.*, 1994, 42(2): 1856-1865.
- [2] D H Rogstad, A Mileant, T T Pham. Antenna arraying techniques in the deep space network [M]. Hoboken, New Jersey: John Wiley 2003.
- [3] Mary Ann Ingram, Robert Romanofsky, Richard Q. Lee. Optimizing satellite communications with adaptive and phased array antennas [A]. ESTC 2004 [C]. Palo Alto, CA, 2004-06.
- [4] V A Vilenrotter, E R Rodemich, S J Dolinar. Real-time combining of residual carrier array signals using ML weight estimates [J]. *IEEE Trans on Comm.*, 1992, 40(3): 604-615.
- [5] D H Rogstad. The SUMPLE algorithm for aligning arrays of receiving radio antennas: coherence achieved with less hardware and lower combining Loss [R]. *IPN Progress Report*, Jet Propulsion Laboratory, Pasadena, California, 2005-08, 42-162.
- [6] K M Cheung. Eigen theory for optimal signal combining: a unified approach [R]. *The Telecommunications and Data Acquisition Progress Report*, Jet Propulsion Laboratory, Pasadena, California, 1996, 15:1-9.
- [7] Charles H. Lee, Kar-Ming. Fast eigen-based signal combining algorithms for large antenna arrays [A]. *Proc. of IEEE Aerospace Conference* [C]. 2003, 2: 1123-1129.
- [8] Pauluzzi D R, Beaulieu N C. A comparison of SNR estimation techniques for the AWGN channel [J]. *IEEE Trans on Comm.*, 2000-10, 48: 1681-1691.
- [9] W Gappmair, R López-Vaicarce, C Mosquera. ML and EM algorithm for non-data-aided SNR estimation of linearly modulated signals [A]. *6th International Symposium on Communication Systems* [C]. Networks and Digital Signal Processing, 2008-07, 1: 530-534.
- [10] Shen Caiyao, Yang Ke, Yu Hongyi. Cramer-rao bounds of SNR estimation for BPSK and QPSK signals in antenna arraying [A]. *the 2nd international Conference on Signal Processing Systems, ICSPS'2010* [C]. 2010-07, to be published.
- [11] Mohamed Ali Boujelben, Faouzi Bellili, Sofiène Affes, Alex Stéphenne. EM algorithm for non-data-aided SNR estimation of linearly-modulated signals over SIMO channels [A]. *IEEE Global Telecommunications Conference, GLOBECOM'2009* [C]. 2009-09, 1: 1-6.
- [12] Alex Stéphenne, Faouzi Bellili, Sofiène Affes. Moment-based SNR estimation over linearly-modulated wireless SIMO channels [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2010-02, 9: 714-722.

**作者简介:** 杨珂 (1982-), 男, 博士研究生, 主要从事天线组阵技术的研究; 王丽 (1982-), 女, 博士研究生, 研究领域为通信中的信号处理、MIMO 技术; 李鸥 (1962-), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究领域为通信信号处理、认知网络; 于宏毅 (1963-), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究领域为通信信号处理、无线传感器网络。

## Blind combining weight and SNR estimation by least squares in antenna arraying system

YANG Ke, WANG Li, LI Ou, YU Hong-yi

(Institute of Information Engineering, Information Engineering University, Zhengzhou 450002, China)

**Abstract:** For the problem of blind combining weight estimation in antenna arraying system, a least squares-based blind combining weight and signal-to-noise ratio(SNR) estimator are proposed. Using the covariance matrix of the signals received from multiple antennas, the proposed algorithm establishes equations relative to the real positive channel gains and the channel phase rotations, and then the weights and SNRs are solved by the least squares approach. Simulation results show that the algorithm outperforms the EIGEN method at low SNR levels, and compared to existing moment-based SNR estimators, the proposed algorithm achieves better estimation precision.

**Key words:** antenna arraying; SNR estimation; combining weight; least squares

## 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](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>