

# 一种用于天线组阵的合成权值盲估计算法

沈彩耀<sup>1</sup>, 于宏毅<sup>1</sup>, 顾宇巍<sup>2</sup>, 杨珂<sup>1</sup>

(1. 信息工程大学 信息工程学院, 郑州 450002; 2. 河南科技大学, 河南洛阳 471003)

**摘要:** 对于无法达到定时同步门限的微弱信号, 天线组阵技术是有效的解决方法, 能够提高信号的接收质量。针对信噪比低、频域上信号之间保护间隔窄的该类信号最佳合成权值估计问题, 提出了一种合成权值盲估计算法。该算法充分考虑信号间的关系, 利用信号的二阶矩和噪声的相关特性, 实现合成权值盲估计, 解决了信号合成中权值估计的通用性问题。理论分析和仿真结果表明, 该算法能适用于在未知信号信噪比、调制方式、带宽以及中心频率偏差下的信号合成, 而且计算量简单, 易于实现。

**关键词:** 天线组阵; 合成权值; 二阶矩; 信噪比估计

**中图分类号:** TN911.22; TP301.6    **文献标志码:** A    **文章编号:** 1001-3695(2010)10-3747-03

doi:10.3969/j.issn.1001-3695.2010.10.038

## Blind combining weight estimation algorithm for antenna arraying

SHEN Cai-yao<sup>1</sup>, YU Hong-wei<sup>1</sup>, GU Yu-wei<sup>2</sup>, YANG Ke<sup>1</sup>

(1. Institute of Information Engineering, Information Engineering University, Zhengzhou 450002, China; 2. Henan University of Science & Technology, Luoyang Henan 471003, China)

**Abstract:** Aiming at computing the optimum combining weight for antenna arraying in the condition of low SNR and guard interval in frequency domain between multi-signals, this paper presented a blind combining weight estimation algorithm using signal's second order moment. The algorithm didn't depend on single signal's SNR, utilized the relation among multi-signals and the noise power spectral model to determine combining weight, achieving currency weight estimation in signal combining. Theoretical analysis and simulations are carried out to present the algorithm's performance, results show that the algorithm can be used in many cases, such as unknown signal's SNR, different modulation and signal bandwidth along with frequency offset, and have achieved preferable performance and low computational complexity which are proper for hardware implementation.

**Key words:** antenna arraying; combining weight; second order moment; SNR estimation

## 0 引言

随着深空航天器到达地面的信号变得越来越弱, 大天线口径和接收机噪声温度已接近极限, 信号接收质量难以保证。为了提高接收信号的信噪比和传输速率, 有效解决方法就是对来自多个天线的信号进行合成, 即天线组阵<sup>[1]</sup>。目前运行以及在建的深空射电干涉阵列有 JPL 的全频谱阵、NRAO 的 VLA、SKA、Allen 射电阵列以及智利的 ALMA 等<sup>[2]</sup>。除了在深空探测应用外, 天线组阵技术也向卫星通信领域发展, 利用小天线阵列代替大天线, 达到减少成本、提高天线灵活性的目的。由于实际多个独立接收系统的信号信噪比和功率不尽相同, 在完成信号间对齐后, 需要确定各天线信号的实数合成权值, 使合成输出信号信噪比最大。

对于天线组阵中的合成权值估计问题, Dolinar 等人<sup>[3,4]</sup>给出了单路 DPSK 信号合成权值的克拉美罗下界分析与最大似然估计, 但是这类算法只是针对基带信号, 要求系统具有完美的定时同步, 而且各路信号的信噪比必须高于信号同步门限。Rodemich 等人<sup>[5,6]</sup>也提出了基于最大似然估计的多路信号权值估计算法, 但是需要针对深空网中特定的信号调制方式, 因

此以上算法通用性较差。另外, 权值估计也可以通过估计各路信号功率和信噪比获得, 因此可以采用现有的非定时同步下(零)中频信号的盲信噪比估计算法, 如文献[7~9]把子空间分解的思想用于调制信号的盲信噪比估计, 文献[10,11]利用功率谱函数的拐点确定信号带宽与噪声带宽, 从而在频域上完成盲信噪比估计。但是这些算法都利用了噪声带宽比信号带宽大的特点, 在噪声带宽与信号带宽基本相同时, 算法性能急剧下降。

在实际工程实现时, 需要对信号进行数字下变频和低通滤波, 因此对于零中频信号(可能存在中心频率偏差), 噪声一般都是低通带限的, 具有一定的相关性; 同时为了提高频谱利用率, 信号间的过渡带会非常窄, 即噪声带宽与信号带宽基本相同, 在频域上无法区分信号带宽与噪声带宽。考虑以上的现实问题, 那么这些未定时同步下盲信噪比估计算法都会失效, 难以应用。

针对以上的实际实现问题, 在分析合成权值的基础上, 本文提出了一种未进行信号定时同步条件下的多信号合成的权值盲估计算法。该算法不依赖于单路信号的信噪比估计, 充分利用了两路信号之间的关系以及噪声的自相关特性, 只需要估

收稿日期: 2010-03-02; 修回日期: 2010-04-26

作者简介: 沈彩耀(1981-), 男, 福建漳州人, 博士研究生, 主要研究方向为天线组阵中的参数估计及合成技术(shencaiyao@126.com); 于宏毅(1963-), 男, 内蒙古呼和浩特人, 教授, 博导, 主要研究方向为通信中的信号处理; 顾宇巍(1987-), 男, 河南郑州人, 主要研究方向为无线通信技术; 杨珂(1982-), 男, 安徽涡阳人, 博士研究生, 主要研究方向为多天线联合参数估计技术。

计信号二阶距,完成合成权值的估计。

## 1 信号模型与合成权值

以两路信号为例,在完成信号间的差异补偿后,零中频信号模型可以写成如下形式

$$\begin{cases} x_1(k) = m_1 s(k) e^{j(\Delta\omega k + \Delta\theta)} + v_1(k) \\ x_2(k) = m_2 s(k) e^{j(\Delta\omega k + \Delta\theta)} + v_2(k) \end{cases}$$

其中:  $\Delta\omega$  和  $\Delta\theta$  为中央频率偏差和相位偏差;  $m_i$  为  $x_i(k)$  信号项的幅度;  $v_1(k)$  和  $v_2(k)$  是不相关的复高斯白噪声通过低通滤波器  $h$  后得到, 功率分别为  $\sigma_{v1}^2$  和  $\sigma_{v2}^2$ , 且都与  $s(k)$  不相关。假设  $x_i(k)$  的权值为  $w_i$ , 则根据输出信噪比最大准则可以得到

$$w_i = m_i / \sigma_{v_i}^2 = \sqrt{\frac{\rho_i(1 + \rho_i)}{P_{s_i}}}$$

其中:  $\rho_i = m_i^2 / \sigma_{v_i}^2$ ,  $P_{s_i}$  表示信号  $x_i(k)$  功率。若采用上式进行计算, 就需要进行信噪比估计, 但是如果以  $x_1(k)$  信号为参考, 则信号  $x_2(k)$  的最佳权值可以表示为

$$w_2 = w_1 \sqrt{\frac{P_{s_1} \rho_2 (1 + \rho_2)}{P_{s_2} \rho_1 (1 + \rho_1)}} = w_1 \frac{m_2}{m_1} \frac{\sigma_{v1}^2}{\sigma_{v2}^2}$$

从上式看出,  $w_2$  的取值与参考信号权值  $w_1$  密切相关, 这是一个相对的加权值。另外  $w_2$  与各路信号幅度比同噪声功率比有关, 因此只需要估计出  $x_i(k)$  与  $x_1(k)$  的幅度之比  $A_{ii} = m_i / m_1$  及  $x_1(k)$  与  $x_i(k)$  的噪声功率之比  $\sigma_{v1}^2 / \sigma_{vi}^2$ , 就可以计算出  $x_i(k)$  的相对权值。

针对以上模型和相对最佳合成权值, 本文提出了一种非白噪声下基于信号二阶统计量的权值盲估计算法, 该算法不依赖于单路信号信噪比估计, 就能确定各信号之间的加权值, 使输出信噪比达到最大。

## 2 合成权值盲估计算法

### 2.1 算法基本原理

由于噪声需要经过低通滤波器,  $v_i(k)$  不再是不相关复高斯白噪声, 那么噪声在  $\tau \neq 0$  时的自相关函数  $R_v(\tau) \neq 0$ , 不可以忽略, 则信号  $x_i(k)$  在  $\tau \neq 0$  的自相关函数可表示为

$$\begin{aligned} R_{xi}(\tau) &= m_i^2 E[x_i(k + \tau) x_i^*(k)] = \\ &= m_i^2 R_s(\tau) e^{j\Delta\omega\tau} + R_{vi}(\tau) \end{aligned}$$

由于噪声  $v_i(k)$  为不相关的复高斯白噪声通过低通滤波器  $h$  后得到, 噪声存在一定的相关性, 设其自相关系数为  $\gamma_v(\tau)$ , 则

$$\begin{cases} R_{xi}(\tau) = m_i^2 R_s(\tau) e^{j\Delta\omega\tau} + \gamma_v(\tau) \sigma_{vi}^2 \\ R_{x2}(\tau) = m_2^2 R_s(\tau) e^{j\Delta\omega\tau} + \gamma_v(\tau) \sigma_{v2}^2 \\ P_{s1} = m_1^2 P_s + \sigma_{v1}^2 \\ P_{s2} = m_2^2 P_s + \sigma_{v2}^2 \end{cases}$$

$$\text{则 } A_{21}(\gamma) = \frac{m_2}{m_1} = \sqrt{\frac{R_{x2}(\tau) - \gamma_v(\tau) P_{s1}}{R_{x1}(\tau) - \gamma_v(\tau) P_{s1}}}$$

求两路信号间的互相关函数, 得

$$P_{21} = E[x_2(k) x_1^*(k)] = m_1 m_2 P_s$$

利用  $A_{21}(\gamma)$  结果, 则

$$P_{21} = m_1^2 P_s A_{21}(\gamma) = m_1^2 P_s / A_{21}(\gamma)$$

因此可以求得噪声功率

$$\begin{cases} \sigma_{v1}^2(\gamma) = P_{s1} - m_1^2 P_s = P_{s1} - P_{21} / A_{21}(\gamma) \\ \sigma_{v2}^2(\gamma) = P_{s2} - m_2^2 P_s = P_{s2} - P_{21} A_{21}(\gamma) \end{cases}$$

### 2.2 噪声相关特性分析

以上的合成权值估计需要利用噪声的自相关系数, 因此下面分析了任意滤波器下的噪声非白噪声自相关系数计算方法。假设噪声经过带宽为  $B_f$  的理想低通滤波器后, 输出的带限白噪声自相关系数则为

$$\gamma_v(\tau) = \frac{R_v(\tau)}{R_v(0)} = \frac{\sin(B_f \tau / 2)}{B_f \tau / 2} \cos(\omega_0 \tau)$$

由于常用低通滤波器是以零频为对称的, 则  $\gamma_v(\tau)$  只与滤波器带宽  $B_f$  和时延  $\tau$  有关, 即  $\gamma_v(\tau, B_f)$ , 而在  $\tau, B_f$  是提前已知的, 根据上式可计算出理想低通带限白噪声的自相关系数。

事实上, 工程实现中低通滤波器与理想低通滤波器不同, 是有限长度冲激响应滤波器, 这就存在滤波器通带内不平坦和过渡带等问题, 因此难以用理想带限白噪声的自相关系数计算公式。假设输入复高斯白噪声为  $z_i(k)$ , 功率谱密度为  $N_0/2$ , 低通滤波器的系数为  $h = [h(0) \ h(1) \ \dots \ h(L_k - 1)]$ , 则输出的带限噪声为

$$v_i(k) = \sum_{i=0}^{L_k-1} h(i) z(k-i)$$

因此输出限带噪声的自相关函数如下

$$R_v(\tau) = \frac{N_0}{2} \sum_{i=0}^{L_k-1} h(i) h(i+\tau)$$

可以看出, 白噪声通过线性时不变系统后的自相关函数为该系统的自相关函数与噪声功率谱密度的乘积, 利用滤波器系数可以方便地求出噪声的自相关函数, 因此可以在进行权值估计前计算出任意形状滤波器输出噪声的相关系数  $\gamma_v(\tau)$ 。

$$R_v(\tau) = \sum_{i=0}^{L_k-1} h(i) h(i+\tau) / \sum_{i=0}^{L_k-1} h^2(i)$$

### 2.3 合成权值与信噪比差估计

由于噪声的自相关系数  $\gamma_v(\tau)$  已知, 容易计算出信号幅度比和噪声功率之比, 可以求出最佳合成权值, 结果为

$$w_2 = w_1 \frac{A_{21}(\gamma) P_{s1} - P_{21}}{P_{s2} - P_{21} A_{21}(\gamma)}$$

在实际中, 可以令  $w_1 = 1$ , 或  $w_1^2 + w_2^2 = 1$ 。

在最佳权值下, 信噪比增益大小只与信号间的信噪比差有关, 如两路信号信噪比差为 12 dB, 则即使在最佳权值下合成, 输出信号的信噪比增益也只提高 0.26 dB。由于估计的权值存在误差, 当两路信号的信噪比相差较大时, 合成信号的信噪比可能没有提高, 甚至降低, 需要对信噪比差进行估计。令  $w_1 = 1$ , 则权值  $w_2$  可化为

$$w_2 = \frac{m_2}{m_1} \frac{\sigma_{v1}^2}{\sigma_{v2}^2} = \frac{m_1}{m_2} \frac{m_2^2 / \sigma_{v2}^2}{m_1^2 / \sigma_{v1}^2}$$

因此两路信号的信噪比差为

$$\Delta\mu = 10 \lg(A_{21} w_2) \text{ dB}$$

可以看出, 两路信号的信噪比差为所估计信号幅度比与权值的乘积。因此在实现时, 不需要对每一路信号进行信噪比估计, 就可以很方便地估计出两路信号的信噪比差。在实际运用中, 可以根据幅度比与权值的乘积来决定信号是否要进行加权。

由于需要对信号作二阶统计量估计, 用有限的时间平均替代统计平均, 为了提高估计精度和实现简单, 可以采用遗忘因子的方法实现统计量的较好估计。这样在信号参量不变的情况下, 可实现更长时间的平均, 使估计量更精确, 而且在信号参量缓慢变化时, 也可以实现跟踪。

### 3 性能仿真与分析

为了验证算法的可行性,这里针对常用信号进行仿真实验,测试算法在不同数据长度、不同信噪比差以及不同调制方式下的归一化权值估计算法性能,在估计信号的二阶统计量时取 $\tau=1$ 。当信噪比(信号通带内的信号功率与噪声功率之比)大于25 dB时,绝大部分信号解调性能非常好,因此这里设定参考信号的信噪比为-10~25 dB。仿真条件:采样频率是符号速率的3.5倍,滚降系数为0.5,遗忘因子为0.8,进行2 000次的独立仿真并给出相应的统计结果。

#### 3.1 不同数据长度的算法性能

以QPSK为例,两路信号的信噪比相同,信号幅度比为0.8,噪声带宽为信号带宽的1.1倍,中心频率偏差1 K,码元个数 $L$ 分别取500、800、1 200,得到归一化合成权值的性能曲线,如图1所示。随着数据长度的增大,信号的统计量估计越接近于真值,因此权值估计标准差减小。这是因为数据长度越大,二阶距估计值的方差相对越小。

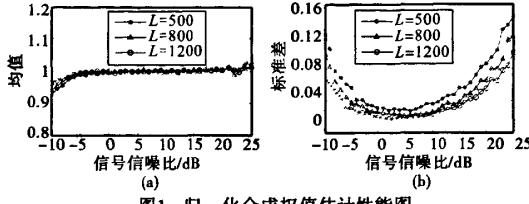


图1 归一化合成权值估计性能图

在 $L$ 给定的情况下,估计性能可分为三种情况:a)低信噪比情况下,信号统计量的估计方差大,导致幅度比估计以及噪声功率估计偏差和方差都较大;b)在高信噪比下,信号统计量估计方差小,但此时噪声功率较小,近似服从瑞利分布,导致权值估计性能变差;c)在中等信噪比时,信号统计量估计方差较小,同时噪声功率的估计方差也较小,从而在中等信噪比下权值估计方差具有较好的性能。

#### 3.2 不同调制方式的算法性能

以BPSK、QPSK、8PSK、16QAM、32QAM信号为例,两路信号的信噪比相同,信号幅度比为0.8,噪声带宽为信号带宽的1.12倍,中心频率偏差2 K,码元个数取800。结果如图2所示。

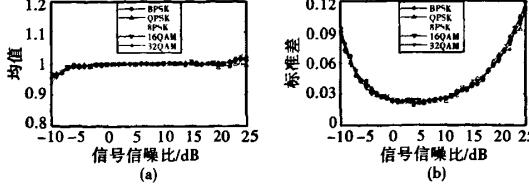


图2 归一化合成权值估计性能图

仿真结果表明,这五种调制类型下的估计值的均值和标准差基本重合,该算法对信号调制类型是不敏感的,对恒包络和非恒包络的调制类型普遍适用。

#### 3.3 不同信噪比差的算法性能

以QPSK信号为例,两路信噪比差-1 dB、3 dB、-5 dB,信号幅度比分别为0.8、0.6和0.4,噪声带宽为信号带宽的1.14倍,中心频率偏差4 K,码元个数取800。图3为归一化合成权值估计的性能图,而图4为信噪比差的估计性能图。

仿真结果表明,在低信噪比时,两路信号的信噪比差越小,归一化合成权值以及信噪比差估计性能越好。

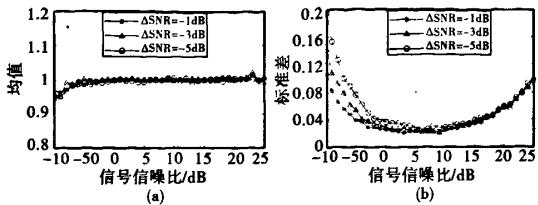


图3 归一化合成权值估计性能图

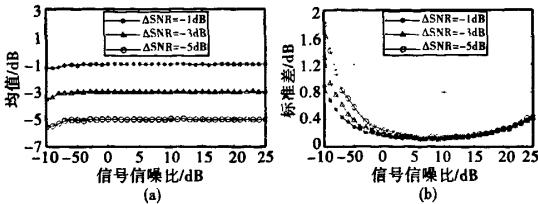


图4 信噪比差估计性能图

### 4 结束语

本文提出了一种在未定时同步下的合成权值盲估计算法,该算法不依赖于单路信号的信噪比估计,充分利用了两路信号之间的关系以及带限噪声相关特性,只需要估计信号的二阶距,就可完成合成权值的估计。另外,本算法适用于未知信噪比、调制方式、信号带宽以及中心频率偏差下的信号合成,有效解决了信号合成中权值估计的通用性问题,而且计算量简单,易于工程实现。

#### 参考文献:

- [1] ROGSTAD D H, MILEANT A, PHAM T T. Antenna arraying techniques in the deep space network [M]. Hoboken, New Jersey: Wiley, 2003.
- [2] 史乐书,王元钦.深空组阵Eigen算法及其低信噪比合成性能分析[J].宇航学报,2009,30(6):2347-2353.
- [3] DOLINAR S J. Cramer-Rao bounds for signal-to-noise ratio and combiner weight estimation, TDA Progress Report 42-86[R]. [S. l.]: Jet Propulsion Laboratory Pasadena California, 1986: 124-130.
- [4] DOLINAR S J, KALSON S. Maximum likelihood estimation of signal to noise ratio and combiner weight, TDA Progress Report 42-85[R]. [S. l.]: Jet Propulsion Laboratory Pasadena California, 1986: 32-41.
- [5] RODEMICH E R, VILNROTTER V A. Digital combining-weight estimation for broadband sources using maximum-likelihood estimations, TDA Progress Report 42-116[R]. [S. l.]: Jet Propulsion Laboratory Pasadena California, 1994: 81-99.
- [6] VILNROTTER V A, RODEMICH E R. A real-time signal combining system for Ka-Band feed arrays using maximum likelihood weight estimates, TDA Progress Report 42-100[R]. [S. l.]: Jet Propulsion Laboratory Pasadena California, 1990: 81-99.
- [7] ANDERSON M, MANDAYAM N B, YATES R D. Subspace based estimation of the signal to interference ratio for TDMA cellular systems [C]//Proc of IEEE Vehicular Technology Conference. 1996: 1155-1159.
- [8] RAMAKRISHNA D, MANDAYAM N B, YATES R D. Subspace-based SIR estimation for CDMA cellular systems[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2000, 49(5): 1732-1742.
- [9] 隋丹,葛临东.一种新的基于改进PASTd的中频信号信噪比估计算法[J].电子与信息学报,2007,29(7):1657-1661.
- [10] 张海瑾,袁超伟.一种实用的通信信号信噪比盲估计算法[J].无线电通信技术,2007,33(2):49-51.
- [11] 彭耿,黄知涛,陆凤波,等.中频通信信号信噪比的快速盲估计算法[J].电子与信息学报,2010,32(1):102-106.

## 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>