

# 非均匀天线组阵 SUMPLE 权值信噪比及信号合成性能分析

孔德庆<sup>1</sup>, 施游立<sup>1,2</sup>

(1. 中国科学院国家天文台, 北京 100012; 2. 中国科学院研究生院, 北京 100039)

**摘要:** SUMPLE 相关算法是深空网天线组阵中信号合成最重要的方法之一。将 SUMPLE 权值估计信噪比的计算方法由均匀天线阵推广到非均匀阵, 给出了非均匀阵合成损失系数的计算公式。理论分析与仿真结果表明, 在非均匀阵 SUMPLE 合成中应对权值幅值进行修正, 以使其满足最优合成条件。充分利用现有的大型射电望远镜, 在其周围建设若干小口径天线进行组阵, 可以获得比单纯由小天线组成的均匀阵更好的合成性能, 且具有更强的微弱信号适应能力。

**关键词:** 天线组阵; SUMPLE 相关; 信号合成; 非均匀阵

中图分类号: TN820.1<sup>+5</sup>

文献标识码: A

文章编号: 1000-1328(2009)05-1941-06

DOI: 10.3873/j.issn.1000-1328.2009.05.033

## 0 引言

月球探测工程的启动与成功实施, 拉开了我国深空探测的序幕。深空远距离的通信与导航定轨对深空网天线的性能提出了新的需求<sup>[1]</sup>。而目前由于开发成本的提高, 单个天线 G/T 值的提高已经到了停滞状态。为了显著提高天线性能, 美国深空网(DSN)提出了可能的增长途径为, 在射频频段通过大量小天线组阵的方法获得更高的天线增益<sup>[2]</sup>。天线组阵具有许多令人渴望的优势<sup>[2-3]</sup>: 更好的性能、更强的工作稳健性、更低的建造费用、更好的计划灵活性和对科学界更广泛的支持。

天线阵的输出是进入合成器所有输入信号的加权和。由于深空探测器传回的信号非常弱, 来自各天线信号的信噪比(SNR)很低, 通常必须采用信号相关等技术, 确定对各天线信号进行幅度和相位修正的复加权值。目前主要存在 SIMPLE、SUMPLE<sup>[4]</sup>、EIGEN<sup>[5]</sup> 和 LSFIT<sup>[6]</sup> 等几种信号合成算法。在这些算法中, 从合成性能和计算量来说 SUMPLE 算法具有最好的合成性能<sup>[4]</sup>。

对 SUMPLE 权值估计信噪比的分析对天线阵的信号合成损失的计算具有非常重要的意义。D. H. Rogstad<sup>[4]</sup> 推导了均匀天线阵的 SUMPLE 权值

估计性能, 但没有给出非均匀阵的权值估计性能的计算方法。本文将在其基础上, 将 SUMPLE 权值信噪比计算方法推广到非均匀阵, 给出非均匀阵合成损失系数的计算公式, 并以 50 米天线与大量小天线组阵为例对合成性能进行仿真分析。

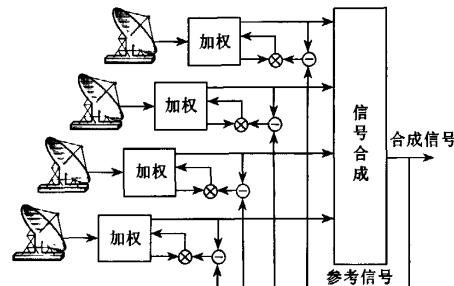


图 1 SUMPLE 算法框图<sup>[2]</sup>

Fig. 1 Diagram for the SUMPLE method of combining

## 1 天线组阵的 SUMPLE 相关算法

SUMPLE 方法是利用每个天线与由其它所有天线加权和组成的参考信号进行互相关, 而获得加权值的一种方法, 其结构框图如图 1 所示。它是一种迭代过程, 权值是以 0 相位单位矢量开始的, 每次迭代后, 前一个权值被新的权值所取代, 依次重复进行。

天线阵第  $i$  面天线接收到的信号可以表示为

$$\hat{s}_{ik} = \hat{s}_{ik} + \hat{n}_{ik}^s \quad (1)$$

式中,  $k$  为时间变量,  $\hat{s}_{ik}$  为接收到的信号,  $\hat{n}_{ik}^s$  为系统噪声, 信号和噪声上面的尖帽符号表示它们都是复变量。信号合成时的权值系数可以表示为

$$\hat{W}_{ik} = \hat{w}_{ik} + \hat{\eta}_{ik} \quad (2)$$

式中,  $K$  是以相关时间间隔  $n_{cor}$  为单位的时间变量,  $\hat{w}_{ik}$  为理想权值,  $\hat{\eta}_{ik}$  为由相关噪声引起的权值估计误差。

天线阵的合成信号可以表示为<sup>[2]</sup>

$$\hat{C}_k = \sum_{j=0}^{N_{ant}-1} \hat{S}_{jk} \hat{W}_{jk}^* \quad (3)$$

式中,  $N_{ant}$  为天线阵中的天线总个数。将式(1)和式(2)代入上式可得

$$\hat{C}_k = \sum_{j=0}^{N_{ant}-1} (\hat{s}_{jk} \hat{w}_{jk}^* + \hat{s}_{jk} \hat{\eta}_{jk}^* + \hat{n}_{jk}^s \hat{w}_{jk}^* + \hat{n}_{jk}^s \hat{\eta}_{jk}^*)$$

如果将合成输出表示成如下形式

$$\hat{C}_k = \hat{c}_k + \hat{n}_k^c$$

其中, 信号和噪声项分别为

$$\begin{aligned} \hat{c}_k &= \sum_{j=0}^{N_{ant}-1} (\hat{s}_{jk} \hat{w}_{jk}^* + \hat{s}_{jk} \hat{\eta}_{jk}^*) \\ \hat{n}_k^c &= \sum_{j=0}^{N_{ant}-1} (\hat{n}_{jk}^s \hat{w}_{jk}^* + \hat{n}_{jk}^s \hat{\eta}_{jk}^*) \end{aligned} \quad (4)$$

SUMPLE 算法的第  $(K+1)$  时刻的权值  $\hat{W}_{jk+1}$ , 由  $\hat{W}_{jk}$  递推得<sup>[4]</sup>

$$\begin{aligned} \hat{W}_{jk+1} &= R_{K+1} \frac{\hat{W}_{jk}}{|\hat{W}_{jk}|} \cdot \\ &\left\{ \frac{1}{n_{cor}} \sum_{k=k n_{cor}}^{(K+1)n_{cor}-1} \left[ \left( \hat{S}_{jk} \frac{\hat{W}_{jk}^*}{|\hat{W}_{jk}|} \right) \sum_{i=0, i \neq j}^{N_{ant}-1} (\hat{S}_{ik}^* \hat{W}_{ik}) \right] \right\} \end{aligned} \quad (5)$$

上式是一个递推公式, 只要设定初始值即可完成递推过程。且式中,  $n_{cor}$  为相关的采样点数,  $R_{K+1}$  为归一化系数, 它保证所有天线的加权系数满足

$$\sum_{i=0}^{N_{ant}-1} \hat{W}_{ik} \hat{W}_{ik}^* = N_{ant} \quad (6)$$

式中,  $N_{ant}$  为天线单元个数。

## 2 非均匀天线组阵 SUMPLE 权值信噪比及合成性能分析

在文献[4]中, 只推导了均匀天线阵的 SUMPLE 合成性能。但在很多情况下, 为了充分利用现有的

大天线, 尤其相互之间距离较远时, 各天线的口径和噪声条件是不同的, 所以有必要分析非均匀阵的合成性能。

### 2.1 非均匀阵 SUMPLE 权值信噪比

根据前面的定义, 式(5)可以表示为

$$\hat{W}_{jk+1} = \frac{R_{K+1}}{n_{cor}} \sum_{k=k n_{cor}}^{(K+1)n_{cor}-1} [\hat{S}_{jk} (\hat{C}_{jk}^* - \hat{S}_{jk}^* \hat{W}_{jk})]$$

进一步展开, 可得

$$\begin{aligned} \hat{W}_{jk+1} &= R_{K+1} \sum_{k=k n_{cor}}^{(K+1)n_{cor}-1} \left[ \begin{array}{l} \hat{s}_{jk} (\hat{c}_k^* - \hat{s}_{jk}^* \hat{w}_{jk} - \hat{s}_{jk}^* \hat{\eta}_{jk}) + \\ \hat{s}_{jk} (\hat{n}_k^c - \hat{n}_{jk}^s \hat{w}_{jk} - \hat{n}_{jk}^s \hat{\eta}_{jk}) + \\ \hat{n}_{jk}^s (\hat{c}_k^* - \hat{s}_{jk}^* \hat{w}_{jk} - \hat{s}_{jk}^* \hat{\eta}_{jk}) + \\ \hat{n}_{jk}^s (\hat{n}_k^c - \hat{n}_{jk}^s \hat{w}_{jk} - \hat{n}_{jk}^s \hat{\eta}_{jk}) \end{array} \right] \end{aligned}$$

假设在积分时间内信号和噪声功率是相对稳定的, 且信号和噪声是独立的, 则积分后可得

$$\begin{aligned} \hat{W}_{jk+1} &= R_{K+1} \left\{ \begin{array}{l} \hat{s}_{jk} (\hat{c}_k^* - \hat{s}_{jk}^* \hat{w}_{jk} - \hat{s}_{jk}^* \hat{\eta}_{jk}) + \\ \frac{1}{\sqrt{n_{cor}}} [\hat{s}_{jk} (\hat{n}_k^c - \hat{n}_{jk}^s \hat{w}_{jk} - \hat{n}_{jk}^s \hat{\eta}_{jk})] + \\ \frac{1}{\sqrt{n_{cor}}} [\hat{n}_{jk}^s (\hat{c}_k^* - \hat{s}_{jk}^* \hat{w}_{jk} - \hat{s}_{jk}^* \hat{\eta}_{jk})] + \\ \frac{1}{\sqrt{n_{cor}}} [\hat{n}_{jk}^s (\hat{n}_k^c - \hat{n}_{jk}^s \hat{w}_{jk} - \hat{n}_{jk}^s \hat{\eta}_{jk})] \end{array} \right\} \end{aligned} \quad (7)$$

其中,  $\hat{s}_{jk}$ 、 $\hat{c}_k^*$  和  $\hat{\eta}_{jk}$  分别为经积分后的信号。则信号和噪声分量分别为

$$\hat{w}_{jk+1} = R_{K+1} \hat{s}_{jk} (\hat{c}_k^* - \hat{s}_{jk}^* \hat{w}_{jk} - \hat{s}_{jk}^* \hat{\eta}_{jk}) \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \hat{\eta}_{jk+1} &= \frac{R_{K+1}}{\sqrt{n_{cor}}} \left\{ \begin{array}{l} (\hat{s}_{jk} + \hat{n}_{jk}^s) [\hat{n}_k^c - \hat{n}_{jk}^s (\hat{w}_{jk} + \hat{\eta}_{jk})] + \\ \hat{n}_{jk}^s [\hat{c}_k^* - \hat{s}_{jk}^* (\hat{w}_{jk} + \hat{\eta}_{jk})] \end{array} \right\} \end{aligned} \quad (9)$$

$$\text{由于 } \sum_{j=0}^{N_{ant}-1} (\hat{c}_k^* \hat{s}_{jk} \hat{w}_{jk}^* + \hat{c}_k^* \hat{s}_{jk}^* \hat{w}_{jk}) = 2 |\hat{c}_k|^2$$

由式(6), 可得

$$\begin{aligned} R_{K+1}^{-2} &= \frac{1}{N_{ant}} \sum_{j=0}^{N_{ant}-1} \left\{ \begin{array}{l} \frac{N_{ant}-2}{N_{ant}} |\hat{c}_k|^2 |\hat{s}_{jk}|^2 + \\ |\hat{W}_{jk}|^2 |\hat{s}_{jk}|^4 + \\ \frac{1}{n_{cor}} |\hat{s}_{jk}|^2 \sum_{i=0, i \neq j}^{N_{ant}-1} |\hat{W}_{ik}|^2 |\hat{n}_{ik}^s|^2 + \\ \frac{N_{ant}-2}{n_{cor} N_{ant}} |\hat{c}_k|^2 |\hat{n}_{jk}^s|^2 + \\ \frac{1}{n_{cor}} |\hat{W}_{jk}|^2 |\hat{s}_{jk}|^2 |\hat{n}_{jk}^s|^2 + \\ \frac{1}{n_{cor}} |\hat{n}_{jk}^s|^2 \sum_{i=0, i \neq j}^{N_{ant}-1} |\hat{W}_{ik}|^2 |\hat{n}_{ik}^s|^2 \end{array} \right\} \end{aligned} \quad (10)$$

由式(8)可得加权系数信号分量的平均功率为

$$|\hat{w}_{jk+1}|^2 = R_{k+1}^2 |\hat{s}_{jk}|^2 \left[ \frac{|\hat{c}_k|^2 + |\hat{s}_{jk}|^2 |\hat{W}_{jk}|^2}{(\hat{c}_k^* \hat{s}_{jk} \hat{w}_{jk}^* + \hat{c}_k \hat{s}_{jk}^* \hat{w}_{jk})} - \right] \quad (11)$$

由式(9)可得加权系数噪声分量的平均功率为

$$|\hat{\eta}_{jk+1}|^2 = \frac{R_{k+1}^2}{n_{cor}}.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} (|\hat{s}_{jk}|^2 + |\hat{n}_{jk}^t|^2) \sum_{i=0, i \neq j}^{N_{ant}-1} |\hat{n}_{ik}^t|^2 |\hat{W}_{ik}|^2 + \\ |\hat{n}_{jk}^t|^2 (|\hat{c}_k|^2 + |\hat{s}_{jk}|^2 |\hat{W}_{jk}|^2) - \\ |\hat{n}_{jk}^t|^2 (\hat{c}_k^* \hat{s}_{jk} \hat{w}_{jk}^* + \hat{c}_k \hat{s}_{jk}^* \hat{w}_{jk}) \end{array} \right\} \quad (12)$$

假设权值递推已达稳定状态,由信号与噪声的独立性可得

$$|\hat{W}_{ik}|^2 = |\hat{w}_{ik}|^2 + |\hat{\eta}_{ik}|^2 \quad (13)$$

式(11)可以表示为

$$\begin{aligned} |\hat{w}_{jk+1}|^2 &= |R_{k+1}|^2 |\hat{s}_{jk}|^2 + \\ &\sum_{i=0, i \neq j}^{N_{ant}-1} \sum_{m=0, m \neq j}^{N_{ant}-1} |\hat{W}_{ik}| |\hat{W}_{mk}| |\hat{s}_{ik}| |\hat{s}_{mk}| C_{im} \end{aligned} \quad (14)$$

式中,  $C_{im}$  为两天线之间相位未对齐引起的复信号减弱函数,且

$$C_{im} = E \{ e^{j[\Delta\phi_{ik}(t_k) - \Delta\phi_{mk}(t_k)]} \}$$

其中,  $\Delta\phi_{ik}$  的估计值  $\Delta\hat{\phi}_{ik}$  可以通过计算实部与虚部的反正切得到,即

$$\Delta\hat{\phi}_{ik} = \arctan \frac{\text{Im}[W_{ik}]}{\text{Re}[W_{ik}]}$$

假设信号噪声是高斯分布的,则相位估计的概率密

$$\begin{cases} \frac{\gamma_j^{SU} |W_{ik}|^2}{1 + \gamma_j^{SU}} = |R_k|^2 |\hat{s}_{jk}|^2 \sum_{i=0, i \neq j}^{N_{ant}-1} \sum_{m=0, m \neq j}^{N_{ant}-1} |\hat{W}_{ik}| |\hat{W}_{mk}| |\hat{s}_{ik}| |\hat{s}_{mk}| C_{im} \\ \gamma_j^{SU} = \frac{n_{cor} |W_{ik}|^2 |\hat{s}_{jk}|^2 - R_k^2 |\hat{s}_{jk}|^2 (|\hat{s}_{jk}|^2 + |\hat{n}_{jk}^t|^2)}{|W_{ik}|^2 |\hat{n}_{jk}^t|^2 + R_k^2 |\hat{s}_{jk}|^2 (|\hat{s}_{jk}|^2 + |\hat{n}_{jk}^t|^2) \sum_{i=0, i \neq j}^{N_{ant}-1} |W_{ik}|^2 |\hat{n}_{ik}^t|^2} \quad j = 0, \dots, N_{ant} - 1 \end{cases} \quad (19)$$

解上述方程组,即可获得  $|\hat{W}_{jk}|$  和  $\gamma_j^{SU}$  的值。

可以看出,式(19)通过解析方法求解是非常困难的,只能通过数值方法进行求解。同时,天线阵合成恶化系数  $D_{FSC}$  的大小与加权系数的幅值

$|W_{ik}|$  有直接的关系,只有当其满足  $|W_{ik}| \propto \frac{|\hat{s}_{ik}|}{|\hat{n}_{ik}|^2}$

度函数为<sup>[7]</sup>

$$p(\Delta\hat{\phi}_{ik}) = \frac{1}{2\pi} e^{-\gamma_{ik}^{SU}/2} [1 + Ge^{G^2} \sqrt{\pi} (1 + \text{erf}(G))]$$

其中

$$G = \sqrt{\frac{\text{SNR}_{ik}}{2}} \cos(\Delta\hat{\phi}_{ik} - \Delta\phi_{ik})$$

当  $\gamma_{ik}^{SU}$  为中等值时,其分布可以用高斯分布近似,且其方差为<sup>[2]</sup>

$$\sigma_{\Delta\phi_{ik}}^2 = \frac{1}{\gamma_{ik}^{SU}} \quad (15)$$

则有

$$C_{im} = e^{-(1/2)(\sigma_{\Delta\phi_{ik}}^2 + \sigma_{\Delta\phi_{mk}}^2)}, \quad i \neq m \quad (16)$$

由式(11)和式(12),可得

$$\begin{aligned} |\hat{w}_{jk+1}|^2 &= \frac{|\hat{w}_{jk+1}|^2 |\hat{s}_{jk}|^2}{n_{cor} |\hat{s}_{jk}|^2} + \\ &\frac{R_{k+1}^2 (|\hat{s}_{jk}|^2 + |\hat{n}_{jk}^t|^2) \cdot \sum_{i=0, i \neq j}^{N_{ant}-1} |W_{ik}|^2 |\hat{n}_{ik}^t|^2}{n_{cor}} \end{aligned} \quad (17)$$

定义加权系数的信噪比为

$$\gamma_i^{SU} = \frac{|\hat{w}_{ik}|^2}{|\hat{\eta}_{ik}|^2}$$

根据信噪比的定义及式(17),可得

$$\begin{aligned} \frac{|\hat{\eta}_{jk}|^2}{|\hat{w}_{jk}|^2} &= \frac{1}{\gamma_j^{SU}} = \frac{|\hat{n}_{jk}^t|^2}{n_{cor} |\hat{s}_{jk}|^2} + \\ &\frac{R_k^2 (1 + \gamma_j^{SU})}{n_{cor} a_j \gamma_j^{SU}} (|\hat{s}_{jk}|^2 + |\hat{n}_{jk}^t|^2) \sum_{i=0, i \neq j}^{N_{ant}-1} |W_{ik}|^2 |\hat{n}_{ik}^t|^2 \end{aligned} \quad (18)$$

将式(14)和式(18)组成关于  $|\hat{W}_{jk}|$  和  $\gamma_j^{SU}$  的方程组,得

时,  $D_{FSC}$  才是最小的<sup>[2]</sup>。而由式(5)可知,对于非均匀天线阵,当天线数量较少时加权系数的幅值将会偏离这一最优条件。这种情况下,需对权值的大小进行修正,即取

$$|W_{ik}| = R_A \frac{\sqrt{A_i}}{T_i}$$

其中,  $R_A$  为归一化系数,  $A_i$  为天线的有效面积,  $T_i$  为系统噪声温度。此时, 权值信噪比的求解式(19) 可简化为

$$\gamma_j^{SU} = \left[ \frac{\frac{n_{cor} |\hat{s}_{jk}|^2 A_j}{T_j^2} - R_k^2 |\hat{s}_{jk}|^2 (\sum_{i=0, i \neq j}^{N_{ant}-1} |\hat{n}_{ik}^s|^2)}{\frac{|\hat{n}_{jk}^s|^2 A_j}{T_j^2} + R_k^2 |\hat{s}_{jk}|^2 (\sum_{i=0, i \neq j}^{N_{ant}-1} |\hat{n}_{ik}^s|^2)} \right]$$

一般情况下, 可以近似取

$$R_{AK} \frac{|\hat{s}_{ik}|}{|\hat{n}_{ik}^s|^2} \approx R_A \frac{\sqrt{A_i}}{T_i}$$

其中,  $R_{AK}$  为归一化系数。所以, 将上式中  $A_i$  和  $T_i$  表示成  $|\hat{s}_{ik}|$  和  $|\hat{n}_{ik}^s|$  的形式, 得

$$\gamma_j^{SU} \approx \frac{[\sum_{i=0, i \neq j}^{N_{ant}-1} \lambda_{ik}^2 - R_k^2 |\hat{s}_{jk}|^2 (\sum_{i=0, i \neq j}^{N_{ant}-1} |\hat{s}_{ik}|^2 + |\hat{n}_{jk}^s|^2)]}{[\lambda_{jk} + R_k^2 |\hat{s}_{jk}|^2 (\sum_{i=0, i \neq j}^{N_{ant}-1} |\hat{s}_{ik}|^2 + |\hat{n}_{jk}^s|^2)]} \quad (20)$$

式中,  $\lambda_{jk} = |\hat{s}_{jk}|^2 / |\hat{n}_{jk}^s|^2$  为天线信号的信噪比。

由式(20)可知, SUMPLE 加权系数的信噪比, 不仅与相关积分长度  $n_{cor}$ 、天线信号的信噪比有关, 还与天线信号强度以及各天线信号的噪声功率有

$$D_{FSC} = 10 \lg \frac{\text{SNR}_{FSC}}{\text{SNR}_{ideal}} = 10 \lg \left[ \frac{\left( \sum_{i=0}^{N_{ant}-1} |W_{ik}|^2 |s_{ik}|^2 + \sum_{i=0}^{N_{ant}-1} \sum_{j=0, i \neq j}^{N_{ant}-1} |W_{ik} s_{ik}| |W_{jk} s_{jk}| C_y \right)}{\sum_{j=0}^{N_{ant}-1} |\hat{n}_{jk}^s|^2 |\hat{W}_{jk}|^2 \cdot \sum_{i=0}^{N_{ant}-1} \frac{|s_{ik}|^2}{|\hat{n}_{ik}^s|^2}} \right] \quad (24)$$

如果各天线具有相同的噪声功率  $|\hat{n}_{jk}^s|^2$ , 则上式变为

$$D_{FSC} = 10 \lg \left[ \frac{\sum_{i=0}^{N_{ant}-1} |W_{ik}|^2 |s_{ik}|^2 + \sum_{i=0}^{N_{ant}-1} \sum_{j=0, i \neq j}^{N_{ant}-1} |W_{ik} s_{ik}| |W_{jk} s_{jk}| C_y}{\sum_{j=0}^{N_{ant}-1} |\hat{W}_{jk}|^2 \cdot \sum_{i=0}^{N_{ant}-1} |s_{ik}|^2} \right] \quad (25)$$

### 3 仿真分析

为了确定非均匀阵中单个天线 G/T 值的大小对权值估计的影响情况, 图 2 给出了天线阵中某单个天线单元信噪比大小对权值估计信噪比的影响曲

关系。

### 2.2 非均匀阵 SUMPLE 相关信号合成性能

由式(4)可得全频谱合成(FSC)方式下, 合成信号以残留相位误差  $\Delta\phi_{ik}$  为条件的总信号功率  $|c_k|^2$  为

$$|c_k|^2 = \sum_{i=0}^{N_{ant}-1} |W_{ik}|^2 |s_{ik}|^2 + \sum_{i=0}^{N_{ant}-1} \sum_{j=0, i \neq j}^{N_{ant}-1} |W_{ik} s_{ik}| |W_{jk} s_{jk}| C_y \quad (21)$$

假设各天线噪声均为独立高斯分布的, 则由式(5)可得合成信号的噪声功率为

$$|\hat{n}_k^c|^2 = \sum_{j=0}^{N_{ant}-1} |\hat{n}_{jk}^s|^2 |\hat{W}_{jk}|^2$$

则输出信噪比为

$$\text{SNR}_{FSC} = \frac{|c_k|^2}{|\hat{n}_k^c|^2} = \frac{\sum_{i=0}^{N_{ant}-1} |W_{ik}|^2 |s_{ik}|^2 + \sum_{i=0}^{N_{ant}-1} \sum_{j=0, i \neq j}^{N_{ant}-1} |W_{ik} s_{ik}| |W_{jk} s_{jk}| C_y}{\sum_{j=0}^{N_{ant}-1} |\hat{n}_{jk}^s|^2 |\hat{W}_{jk}|^2} \quad (22)$$

信号在完全对齐时的理想信噪比为各天线信噪比之和<sup>[2]</sup>, 即

$$\text{SNR}_{ideal} = \sum_{i=1}^L \frac{|s_{ik}|^2}{|\hat{n}_{ik}^s|^2} \quad (23)$$

所以, FSC 的合成恶化系数  $D_{FSC}$  为

$$D_{FSC} = 10 \lg \frac{\text{SNR}_{FSC}}{\text{SNR}_{ideal}} = 10 \lg \left[ \frac{\sum_{i=0}^{N_{ant}-1} |W_{ik}|^2 |s_{ik}|^2 + \sum_{i=0}^{N_{ant}-1} \sum_{j=0, i \neq j}^{N_{ant}-1} |W_{ik} s_{ik}| |W_{jk} s_{jk}| C_y}{\sum_{j=0}^{N_{ant}-1} |\hat{n}_{jk}^s|^2 |\hat{W}_{jk}|^2 \cdot \sum_{i=0}^{N_{ant}-1} \frac{|s_{ik}|^2}{|\hat{n}_{ik}^s|^2}} \right] \quad (24)$$

线, 其中天线阵单元数  $N_{ant} = 10$ , 除选定天线外的其它天线信噪比为  $-13$  dB, 且固定不变。图中实线为对选定天线本身的权值影响, 虚线为对阵中其它单元的权值影响。从中可以看出, 单个天线信噪比的变化对本身的权值估计误差影响较大, 而对其它

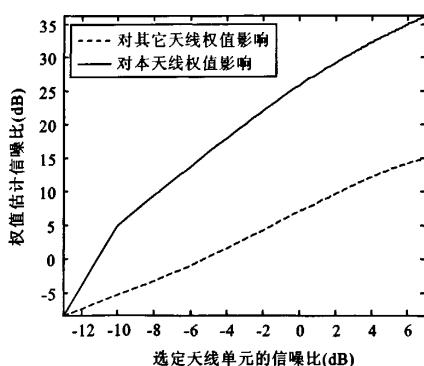


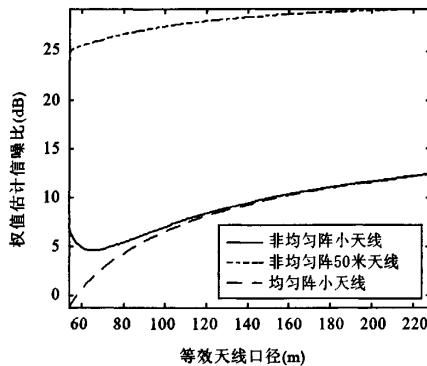
图 2 选定天线单元信噪比对权值信噪比的影响

Fig. 2 Effects to weights SNR by the selected antenna SNR

天线的影响相对较小。

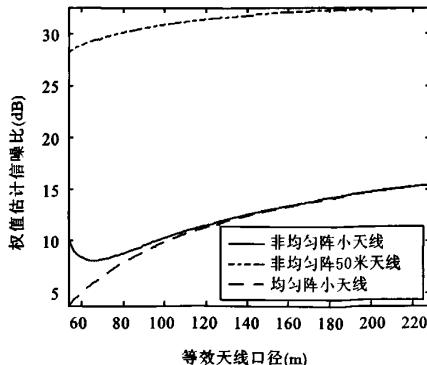
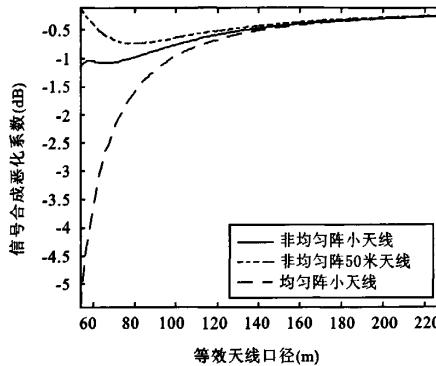
以现有的大型射电望远镜为中心,在其周围建设若干小口径天线进行组阵,可以较低成本大大扩

展原有射电望远镜的性能。如图 3 所示,给出了以国家天文台密云站 50 米天线为主天线,附近建设若干直径为 10 米的小天线进行组阵的性能曲线;作为对比,同时给出了全部采用 10 米小天线时均匀阵的权值信噪比和信号合成性能曲线。从图 3 可以看出,当天线阵等效口径较小,即小天线口径较少时,非均匀阵的权值估计性能和信号合成性能明显高于均匀天线阵,随着等效口径的增大,两者合成性能趋于一致,图 3(a)中权值信噪比最大相差 5dB 左右,而信号合成损失系数最大相差超过 4dB;当天线阵等效口径较小时,非均匀阵权值大小修正后的合成性能优于未修正性能,图 3(c)中未修正的非均匀阵合成性能甚至低于均匀阵;增加天线信噪比和增加相关时间都可以明显地提高权值估计性能和信号合成性能。以上分析表明以大天线为中心的天线阵具有更强的微弱信号适应能力。



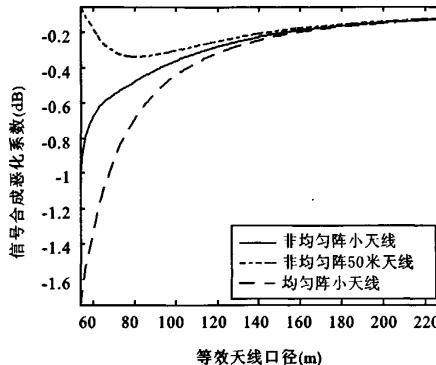
(a) 小天线信噪比 -14dB, 相关长度为 1000 数据点

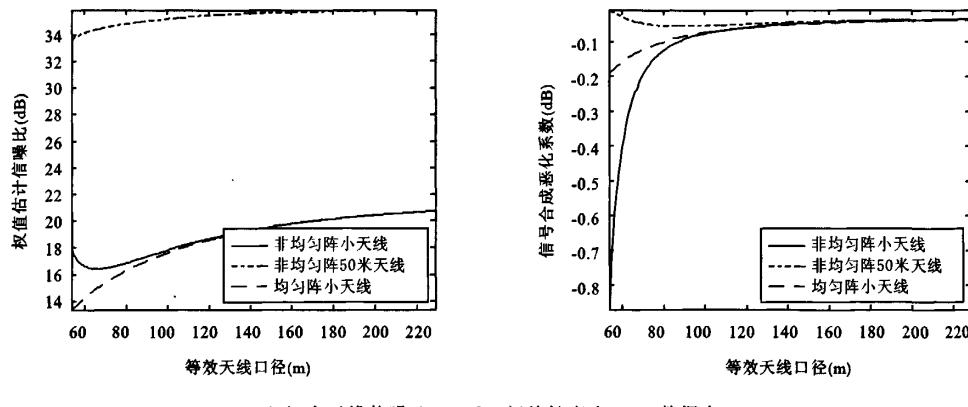
(a) The SNR of small antenna is -14dB, the number of correlation points is 1000



(b) 小天线信噪比 -14dB, 相关长度为 2000 数据点

(b) The SNR of small antenna is -14dB, the number of correlation points is 2000





(c) 小天线信噪比  $-11\text{dB}$ , 相关长度为 2000 数据点  
(c) The SNR of small antenna is  $-11\text{dB}$ , the number of correlation points is 2000

图 3 天线阵权值信噪比和信号合成性能比较

Fig. 3 The compare of weights SNR and combing loss of SUMPLE algorithm

## 4 结论

本文将均匀天线阵 SUMPLE 权值估计性能公式推广到了非均匀天线阵, 推导了非均匀阵全频谱合成方式下合成恶化系数的计算公式, 并分别进行了仿真分析。

非均匀阵中单个天线信噪比的变化对本身的权值估计误差影响较大, 而对其他天线的影响相对较小。当天线阵等效口径较小时, 以大天线为中心的非均匀阵的权值估计和信号合成性能明显优于均匀阵, 且随着等效口径的增大, 两者合成性能趋于一致。非均匀阵 SUMPLE 合成中, 应对权值幅值进行修正, 以使其满足最优合成条件。

充分利用现有的大型射电望远镜, 在其周围建设若干小口径天线进行组阵, 可以获得比单纯由小天线组成的均匀阵更好的合成性能, 从而可以提高天线阵对微弱信号的适应能力。

## 参考文献:

- [1] 张乃通, 李晖, 张钦宇. 深空测控通信技术发展趋势及思考 [J]. 宇航学报, 2007, 28(4): 787–793. [ZHANG Nai-tong, LI Hui, ZHANG Qin-yu. Thought and developing trend in deep space exploration and communication [J]. Journal of Astronautics, 2007, 28(4): 787–793.]
- [2] Rogstad D H, Mileant A, Pham T T. Antenna Arraying Techniques in the Deep Space Network [M]. JPL Publication 03 –

001, 2003.

- [3] 李海涛, 李宇华, 匡乃雪. 深空探测中的天线组阵技术 [J]. 飞行器测控学报, 2004, 23(4): 57–60. [LI Hai-tao, LI Yu-hua, KUANG Nai-xue. Antenna array forming technology in deep space exploration [J]. Journal of Spacecraft TT & C Technology, 2004, 23(4): 57–60.]
- [4] Rogstad D H. The SUMPLE Algorithm for Aligning Arrays of Receiving Radio Antennas: Coherence Achieved with Less Hardware and Lower Combining Loss [R]. Inter Planetary Network (IPN) Progress Report 42 – 162 August 15, 2005, Jet Propulsion Laboratory, Pasadena, California.
- [5] Cheung K M. Eigen Theory for Optimal Signal Combining: A Unified Approach [R]. The Telecommunications and Data Acquisition Progress Report 42 – 126, April – June 1996, Jet Propulsion Laboratory, Pasadena, California, 1996, 15: 1–9.
- [6] Vilnrotter V, Rodemich E R. Real-time combining of residual carrier array signals using ml weight estimates [C]. IEEE Trans. Comm., 1992, 40(3): 604–615, March. [http://ipnpr.jpl.nasa.gov/progress\\_report/](http://ipnpr.jpl.nasa.gov/progress_report/).
- [7] Hjellming R M. An Introduction to the NRAO Very Large Array [R]. National Radio Astronomy Observatory, Socorro, New Mexico, 1993.

作者简介: 孔德庆(1978-), 男, 助理研究员, 博士, 研究方向为深空通信与导航、天文技术方法等。

通信地址: 北京市朝阳区大屯路甲 20 号中国科学院国家天文台(100012)

电话:(010)64880468

E-mail:kdq@bao.ac.cn

(下转第 1984 页)

- [12] Ward J. Space-Time Adaptive Processing for Airborne Radar [R]. Lincoln Laboratory, MIT., 1994, Technical Report.
- [13] Sammartino P F, Baker C J, Griffiths H D. MIMO radar performance in clutter environment [C]. CIE Radar, Shanghai, 2006: 16 - 19.
- [14] Park H, Li J, Wang H. Polarization-space-time domain generalized likelihood ratio detection of radar targets [J]. Signal Processing, 1995, 41(2): 153 - 164.
- 作者简介:江胜利(1979-),男,博士研究生,主要研究方向为雷达波形设计与信号处理。  
通信地址:南京理工大学电光学院雷达楼(210014)  
电话:(025)84315156  
E-mail:jsl2006\_hz@163.com

## Adaptive Matched Filter Detectors with Diagonal Loading for MIMO Radars

JIANG Sheng-li, WANG Ju-ting, HE Jin, LIU Zhong

(Department of Electronic Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210014, China)

**Abstract:** This paper studies the adaptive matched filter detectors (AMFD) for airborne MIMO radars. It is well-known that the AMFD performs poorly in the case of limited secondary data. To settle this problem, we propose a AMFD with diagonal loading (LAMFD) by exploiting the low rank property of MIMO radar clutter subspace and the diagonal loading techniques. The closed-form detection probability and false alarm probability are derived. To reduce the computational load of the proposed detector, a simplified detector is introduced by considering the block-diagonal property of the clutter covariance matrix. Theoretical and simulation results show that the proposed detectors have CFAR with respect to the covariance matrix of clutter, and are superior to the MIMO-AMF detectors.

**Key words:** MIMO radar; Diagonal loading; AMF; CFAR

~~~~~

(上接第 1946 页)

## Study of Weights Performance and Combining Loss of SUMPLE Algorithm for Non-uniform Antenna Arraying

KONG De-qing<sup>1</sup>, SHI Hu-li<sup>1,2</sup>

(1. National Astronomical Observatory, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100012, China;

2. Graduate School, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China)

**Abstract:** SUMPLE is one of the most important array coherence techniques in deep space network. The estimation of weights SNR and combining loss of SUMPLE algorithm is generalized to non-uniform antenna arraying in this paper. Theoretical analysis and simulation results show that the amplitude of SUMPLE weights of non-uniform antenna arraying should be corrected in order to meet the optimum conditions. Making full use of the existing large radio telescopes and arraying with a large number of small antennas nearby, the better combining performance and stronger ability to adapt to weak signal can be obtained, compared with the uniform array which all composed with small antennas.

**Key words:** Antenna arraying; SUMPLE algorithm; Signal combining; Non-uniform antenna arraying

## 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>