

天线组阵中基于循环相关的 BPSK 信号合成方法研究

孔德庆,李春来,施浒立
(中国科学院国家天文台,北京 100012)

摘要: 深空网天线组阵中的干扰信号会严重影响信号的合成性能.针对全频谱合成方式下的 SIMPLE 合成算法,推导了干扰相关时合成信号的信噪比计算公式.分析了基于循环互相关的载波相位差估计方法,提出了 BPSK 信号循环自相关的相位差估计方法,并首次将两种方法应用到了天线组阵信号合成技术中.理论分析和仿真实验表明,在不增加额外计算量的基础上,循环互相关和自相关都具有较高的相位差估计精度和抗干扰能力.循环自相关比循环互相关具有更好的低信噪比相位差估计性能和信号合成性能,以及更低的天线间数据传输速率;而循环互相关具有更广的循环频率选择范围.

关键词: 天线组阵; 干扰抑制; BPSK 信号; 循环相关

中图分类号: TN820.1 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2011) 09-2080-06

The Combining Algorithm of BPSK Signal in Antenna Arraying Based on Cyclic Correlations

KONG De-qing, LI Chun-lai, SHI Hu-li

(National Astronomical Observatory, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100012, China)

Abstract: The arraying combining performance in deep space network is seriously affected by interference signals. The SNR formula of the combining signal with interference signals is derived. The phase residual estimate algorithm is analyzed by use of the cyclic cross-correlation, and another estimate algorithm of BPSK signals is presented based on the cyclic auto-correlation. The two methods are firstly used in the arraying signal combining. Theoretical analysis and simulation results show that both the two methods have highly phase difference estimation accuracy and interference suppression ability, without additional computation complexity. Compared with the cyclic cross-correlation, the cyclic auto-correlation has higher estimation accuracy and combining performance under conditions of low SNR, and has lower exchange data rate between the antennas. However, there are more cyclic frequency options for cyclic cross-correlation.

Key words: antenna arraying; interference suppression; BPSK signal; cyclic correlation

1 引言

深空探测中远距离的通信与导航以及射电天文科学的迅猛发展,对射电望远镜的性能提出了新的需求^[1].由于开发成本的提高和技术的限制,单个天线 G/T 值的提高已经到了停滞状态.美国深空网(DSN)战略计划已经明确了可能的增长途径^[2]:采用射频频段,通过大量小天线组阵的方法获得更高的天线增益.天线组阵所提供的优点是,能以比用单个天线所接收的更高数据率接收数据,它具有许多令人渴望的优势^[2,3]:更好的性能、更强的工作稳健性、更低的建造费用、更好的

计划灵活性和对射电天文科学研究更广泛的支持.天线组阵可以降低对单天线指向精度等指标的要求,采用大规模的小天线可以大大降低建设成本.

由于距离遥远,深空通信中到达地面的信号功率非常微弱,天线阵每个单元的输出信噪比通常很低.当天线距离较近,接收到的其他航天器信号或者其他射电干扰相关时,传统的相位残差估计方法(如 SIMPLE 和 SUMPLE 相关^[2,4])将会产生很大的误差,甚至完全失效. C. H. Lee 等^[5]采用 MUSIC 和 EIGEN 方法实现对干扰信号的辨识和抑制,但计算量很大,实时处理实现困难. M. K. Simon 和 V. Vilmrotter 等人^[6,7]提出了低信噪比条件

下 BPSK 信号载波相位的同步方法,通过对接收到的二进制数据进行预估,依据统计理论减少状态转移的数量,从而实现信号载波相位跟踪性能的提高.这一方法在一定程度上可以实现较低信噪比情况下的载波相位估计,但算法过于复杂,并且信噪比条件也受到一定程度的限制.

循环平稳信号广泛存在于通信、遥测、雷达和声呐系统中, W. A. Gardner^[8,9]指出信号的循环平稳特性在信号检测和估计方面较传统方法具有明显的优势.循环互相关已成功的应用到了信号子空间拟合 DOA 估计方法中^[10,11].

目前,深空通信中大多采用 BPSK 调制方式.本文首先分析了干扰信号对信号合成性能的影响,针对 BPSK 信号的循环平稳特性,分析了相位差的循环互相关估计方法,提出了 BPSK 信号循环自相关相位差估计技术.并将两种方法应用到了天线组阵信号合成算法中,显著提高了天线组阵中低信噪比条件下干扰相关时的信号合成性能.

2 干扰相关时天线组阵的信号合成性能

如图 1 所示,假设经过时延补偿后的天线单元 i 的信号为

$$y_i(t) = s_i(t) + m_i(t) + n_i(t) \quad (1)$$

式中, $s_i(t)$ 为接收信号, $m_i(t)$ 为接收的干扰信号, $n_i(t)$ 为接收噪声,假设 $n_i(t)$ 为窄带高斯白噪声.且

$$s_i(t) = S_i(t) e^{j[2\pi f_0 t + \phi_i(t)]}$$

$$m_i(t) = M_i(t) e^{j[2\pi f_{m0} t + \theta_i(t)]}$$

$$\phi_i(t) = \phi_0(t) + 2\pi(\mathbf{b}_i \cdot \mathbf{r}_s) / \lambda$$

$$\theta_i(t) = \theta_0(t) + 2\pi(\mathbf{b}_i \cdot \mathbf{r}_m) / \lambda$$

其中, $S_i(t)$ 和 $\phi_i(t)$ 分别是天线单元 i 接收信号的复包络和相位, $M_i(t)$ 和 $\theta_i(t)$ 分别是干扰信号的随机振幅分量和随机相位分量, $\phi_0(t)$ 和 $\theta_0(t)$ 分别是位于原点处的信号和干扰相位,且 $\theta_0(t)$ 是在 $(-\pi, \pi)$ 之间服从均匀分布的随机过程, \mathbf{r}_s 和 \mathbf{r}_m 分别是信号和干扰入射矢量, \mathbf{b}_i 是天线单元 i 的基线矢量, f_0 是信号载波频率, f_{m0} 是干扰信号载波频率, λ 是信号载波波长.

针对全频谱合成(FSC)方式,采用 SIMPLE 相关算法,则 L 个天线的信号加权之和为

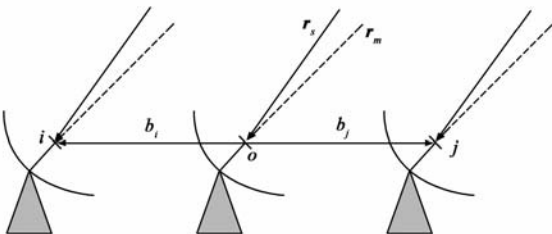


图1 天线组阵示意图

$$Y(t) = \sum_{i=1}^L \gamma_i Y_i(t) \quad (2)$$

式中, γ_i 为加权系数.合成后的信号功率可以表示为^[2]

$$\begin{aligned} P'_{s_\Sigma} &= \{ [\overline{s_\Sigma(t)} | \Delta\phi_{il}(t)] \}^2 \\ &= \sum_{i=1}^L \gamma_i^2 P_{s_i} + \sum_{i=1}^L \sum_{j=1, i \neq j}^L \gamma_i \gamma_j \sqrt{P_{s_i} P_{s_j}} C_i C_j^* \end{aligned} \quad (3)$$

式中, P_{s_i} 为天线 i 接收到的信号功率, $s_\Sigma(t)$ 为合成后的接收信号, C_i 为两天线之间相位未对齐引起的复信号减弱函数,且

$$C_i = e^{j\Delta\phi_{il}(t)}$$

其中, $\Delta\phi_{il}(t)$ 为天线 i 与 1 之间的信号相位差估计误差.则

$$\begin{aligned} C_i C_j^* &= E \{ e^{j[\Delta\phi_{il}(t_k) - \Delta\phi_{jl}(t_k)]} \} \\ &= e^{j[E(\Delta\phi_{il}) - E(\Delta\phi_{jl})]} E \{ e^{j[\Delta\phi_{il} - E(\Delta\phi_{il})] - [\Delta\phi_{jl} - E(\Delta\phi_{jl})]} \} \end{aligned} \quad (4)$$

假设任意两天线之间的相位误差与所选的天线无关,每个天线对的残留相位误差呈方差为 $\sigma_{\Delta\phi_{il}}^2$ 的高斯分布,可得^[2],

$$C_i C_j^* = \begin{cases} e^{j[E(\Delta\phi_{il}) - E(\Delta\phi_{jl})]} e^{-(\sigma_{\Delta\phi_{il}}^2 + \sigma_{\Delta\phi_{jl}}^2)/2}, & i \neq j, \sigma_{\Delta\phi_{il}}^2 \equiv 0 \\ 1, & i = j \end{cases}$$

对 P'_{s_Σ} 进行平均运算,可得总的信号功率为

$$\begin{aligned} P_{s_\Sigma} &= \sum_{i=1}^L \gamma_i^2 P_{s_i} + \sum_{i=1}^L \sum_{j=1, i \neq j}^L \gamma_i \gamma_j \sqrt{P_{s_i} P_{s_j}} \\ &\quad \cdot e^{j[E(\Delta\phi_{il}) - E(\Delta\phi_{jl})]} e^{-(\sigma_{\Delta\phi_{il}}^2 + \sigma_{\Delta\phi_{jl}}^2)/2} \end{aligned} \quad (5)$$

对于均匀阵,所有天线的 $P_{s_i} = P_s$, $\gamma_i = 1$,则合成器输出端的信号功率为

$$P_{s_\Sigma} = P_s \left\{ L + 2e^{-\sigma_{\Delta\phi}^2/2} \sum_{i=2}^L \cos[E(\Delta\phi_{i1})] + 2e^{-\sigma_{\Delta\phi}^2} \sum_{i=2}^L \sum_{j=i+1}^L \cos[E(\Delta\phi_{i1}) - E(\Delta\phi_{j1})] \right\} \quad (6)$$

理想条件下, $E(\Delta\phi_{i1}) = 0$, $\sigma_{\Delta\phi}^2 = 0$,合成功率率为 $L^2 P_s$,所以可定义信号合成的功率损失系数为

$$D_s = 10 \log \left(\frac{P_{s_\Sigma}}{L^2 P_s} \right) \quad (7)$$

合成信号的噪声功率由两部分组成,即

$$P_{n_\Sigma} = P_{m_\Sigma} + \sigma_{n_\Sigma}^2 \quad (8)$$

式中, P_{m_Σ} 是干扰信号合成功率, $\sigma_{n_\Sigma}^2$ 是接收系统噪声的合成功率.假设不同天线的系统噪声为相互独立的高斯白噪声,则

$$\sigma_{n_\Sigma}^2 = \sum_{i=1}^L \gamma_i^2 \sigma_{ni}^2 = L \sigma_n^2$$

根据信号合成功率式(6)的推导过程,可得干扰信号的合成功率 P_{m_Σ} 为

$$P_{m_s} = P_m \left\{ \begin{aligned} &L + 2e^{-\sigma_{\Delta\hat{\theta}}^2/2} \sum_{i=2}^L \cos[E(\Delta\hat{\theta}_{i1})] + \\ &2e^{-\sigma_{\Delta\hat{\theta}}^2} \sum_{i=2}^L \sum_{j=i+1}^L \cos[E(\Delta\hat{\theta}_{i1}) - E(\Delta\hat{\theta}_{j1})] \end{aligned} \right\}$$

式中, P_m 是单天线接收到的干扰信号功率, $\Delta\hat{\theta}_{i1}$ 是相对于干扰信号的相位差估计误差. 因为

$$\begin{aligned} E(\Delta\hat{\phi}_{i1}) &= E(\hat{\phi}_{i1}) - [\phi_i(t) - \phi_1(t)] \\ E(\Delta\hat{\theta}_{i1}) &= E(\hat{\theta}_{i1}) - [\theta_i(t) - \theta_1(t)] \end{aligned}$$

所以

$$\begin{aligned} E(\Delta\hat{\theta}_{i1}) &= E(\Delta\hat{\phi}_{i1}) + [\phi_i(t) - \phi_1(t)] - [\theta_i(t) - \theta_1(t)] \\ &= E(\Delta\hat{\phi}_{i1}) + 2\pi(\mathbf{b}_i - \mathbf{b}_1) \cdot (\mathbf{r}_i - \mathbf{r}_m) / \lambda \end{aligned}$$

同理, 可令干扰信号合成的功率抑制系数为

$$D_m = 10 \log \left(\frac{P_{m_s}}{L^2 P_m} \right) \quad (9)$$

由式(6)和式(8), 可得合成信号的信噪比为

$$\text{SNR}_{FSC} = \frac{P_{s_s}}{P_{\eta_s}}$$

$$\begin{aligned} &P_s \left\{ \begin{aligned} &L + 2e^{-\sigma_{\Delta\hat{\theta}}^2/2} \sum_{i=2}^L \cos[E(\Delta\hat{\theta}_{i1})] + \\ &2e^{-\sigma_{\Delta\hat{\theta}}^2} \sum_{i=2}^L \sum_{j=i+1}^L \cos[E(\Delta\hat{\theta}_{i1}) - E(\Delta\hat{\theta}_{j1})] \end{aligned} \right\} \\ &= \frac{\left\{ \begin{aligned} &L + 2e^{-\sigma_{\Delta\hat{\theta}}^2/2} \sum_{i=2}^L \cos[E(\Delta\hat{\theta}_{i1})] + \\ &2e^{-\sigma_{\Delta\hat{\theta}}^2} \sum_{i=2}^L \sum_{j=i+1}^L \cos[E(\Delta\hat{\theta}_{i1}) - E(\Delta\hat{\theta}_{j1})] \end{aligned} \right\}}{P_m \left\{ \begin{aligned} &L + 2e^{-\sigma_{\Delta\hat{\theta}}^2/2} \sum_{i=2}^L \cos[E(\Delta\hat{\theta}_{i1})] + \\ &2e^{-\sigma_{\Delta\hat{\theta}}^2} \sum_{i=2}^L \sum_{j=i+1}^L \cos[E(\Delta\hat{\theta}_{i1}) - E(\Delta\hat{\theta}_{j1})] \end{aligned} \right\}} + L\sigma_n^2 \end{aligned} \quad (10)$$

由式(10)可以看出, 当天线阵存在干扰信号时, 合成信号的功率与相位残差估计值的均值和方差都有直接的关系. 降低残差的估计偏差, 提高估计精度, 对合成性能的改善都是至关重要的.

3 基于循环相关的相位差估计算法

3.1 BPSK 信号的循环平稳特性

BPSK 信号在循环频率 α 为 $0, \pm 2f_0$ 和 $k/T_c (k=0, \pm 1, \pm 2, \dots)$ 处具有谱相关特性, 且它们是 BPSK 信号的全相干循环频率^[10]. 设 BPSK 信号 $s(t)$ 为

$$s(t) = a(t) \cos(2\pi f_0 t + \phi_0) \quad (11)$$

式中

$$a(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a(nT_c) q(t - nT_c - t_0)$$

其中, $q(t)$ 为矩形窗函数, $a(nT_c)$ 为二进制序列, 且

$$q(t) = \begin{cases} 1, & |t| \leq T_c/2 \\ 0, & |t| > T_c/2 \end{cases}$$

$$a(nT_c) = \pm 1$$

文献[8,9]对式(11)所示的 BPSK 信号的循环谱密度函数进行了详细分析, 并给出了解析表达式

$$\begin{aligned} S_s^\alpha(f) &= \frac{1}{4T_c} \{ (\beta_1 + \beta_2) e^{-j2\pi\alpha t_0} + \beta_3 e^{-j[2\pi(\alpha + 2f_0)t_0 + 2\phi_0]} \\ &+ \beta_4 e^{-j[2\pi(\alpha - 2f_0)t_0 - 2\phi_0]} \} \end{aligned} \quad (12)$$

其中, $\tilde{S}_a^\alpha(f)$ 是随机序列 $\{a_n\}$ 的循环谱密度函数, 且当序列为白噪声时, 有下式成立

$$\tilde{S}_a^\alpha(f) = \begin{cases} R_a(0) & , \alpha = k/T_c \\ 0 & , \alpha \neq k/T_c \end{cases} \quad (13)$$

$\beta_1, \beta_2, \beta_3$ 和 β_4 分别为

$$\begin{aligned} \beta_1 &= Q(f + f_0 + \alpha/2) Q^*(f + f_0 - \alpha/2) \tilde{S}_a^\alpha(f + f_0) \\ \beta_2 &= Q(f - f_0 + \alpha/2) Q^*(f - f_0 - \alpha/2) \tilde{S}_a^\alpha(f - f_0) \\ \beta_3 &= Q(f + f_0 + \alpha/2) Q^*(f - f_0 - \alpha/2) \tilde{S}_a^{\alpha + 2f_0}(f) \\ \beta_4 &= Q(f - f_0 + \alpha/2) Q^*(f + f_0 - \alpha/2) \tilde{S}_a^{\alpha - 2f_0}(f) \end{aligned}$$

其中, $Q(f)$ 为矩形窗函数 $q(t)$ 对应的谱函数, 且

$$Q(f) = \frac{\sin(\pi f T_c)}{\pi f} \quad (14)$$

由式(12)可得, 在循环频率 α 为 $0, \pm 2f_0$ 和 $k/T_c (k=0, \pm 1, \pm 2, \dots)$ 处的循环谱分别为

$$\begin{aligned} S_s^0(f) &= \frac{R_a(0)}{4T_c} [|Q(f + f_0)|^2 + |Q(f - f_0)|^2] \\ S_s^{\pm 2f_0}(f) &= \frac{R_a(0)}{4T_c} |Q(f)|^2 e^{\pm j2\phi_0} \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} S_s^{k/T_c}(f) &= \frac{R_a(0) e^{-j2\pi t_0 k/T_c}}{4T_c} \\ &\cdot \left[\begin{aligned} &Q(f + f_0 + k/2T_c) Q^*(f + f_0 - k/2T_c) + \\ &Q(f - f_0 + k/2T_c) Q^*(f - f_0 - k/2T_c) \end{aligned} \right] \end{aligned} \quad (16)$$

3.2 基于循环互相关的相位差估计

为描述方便, 将天线 i 接收信号 $y_i(t)$ 的干扰和噪声合并, 即将式(1)表示为

$$y_i(t) = s_i(t) + \eta_i(t) \quad (17)$$

式中, $\eta_i(t) = m_i(t) + n_i(t)$.

计算天线 $i (i \neq 1)$ 与参考天线 1 的信号在循环频率 α 处的循环互相关函数, 得

$$R_{y_i y_1}^\alpha(\tau) = \langle y_i(t + \tau/2) y_1^*(t - \tau/2) e^{-j2\pi\alpha t} \rangle_t \quad (18)$$

将式(17)代入上式, 可得

$$\begin{aligned} R_{y_i y_1}^\alpha(\tau) &= \frac{A_i}{A_1} e^{j\phi_{i1}} R_{s_i}^\alpha(\tau) + R_{\eta_i}^\alpha(\tau) + R_{s_i \eta_1}^\alpha(\tau) + R_{\eta_i \eta_1}^\alpha(\tau) \\ &= \frac{A_i}{A_1} e^{j\phi_{i1}} R_{y_1}^\alpha(\tau) + \left\{ \begin{aligned} &[R_{\eta_i}^\alpha(\tau) + R_{s_i \eta_1}^\alpha(\tau) + R_{\eta_i \eta_1}^\alpha(\tau)] \\ &- \frac{A_i}{A_1} e^{j\Delta\phi_{i1}} [R_{\eta_1 s_i}^\alpha(\tau) + R_{s_i \eta_1}^\alpha(\tau) + R_{\eta_1 \eta_i}^\alpha(\tau)] \end{aligned} \right\} \end{aligned} \quad (19)$$

理想情况下, 后面的噪声项都为零, 但无限长积分是不现实的. 设总的的数据积累点数为 N , 经研究表明^[12]: 循环平稳过程二阶统计量的估计方差是以 $1/N^2$ 的速度收敛的, 如上式中 $R_{y_i y_1}^\alpha(\tau)$ 和 $R_{y_1}^\alpha(\tau)$ 项; 平稳信号非零循

环频率处的二阶循环统计量也是以 $1/N^2$ 的速度收敛的,如上式中 $R_{\eta_i}^{\alpha}(\tau)$ 项;而循环平稳过程与一般平稳过程在非零循环频率处的循环互相关函数是以 $1/N$ 的速度收敛的,如上式中 $R_{\eta_i}^{\alpha}(\tau)$ 和 $R_{s_i}^{\alpha}(\tau)$ 项,且

$$E(|R_{\eta_i}^{\alpha}(\tau)|^2) \approx \frac{N_0}{2N} R_{s_i}^0(0) + O\left(\frac{1}{N^2}\right)$$

将式(19)中延迟变量 τ 表示成数字形式,选择相关值大于一定阈值的采样点,由最小二乘法可得

$$\hat{\kappa}_{y_i, y_i} = (\mathbf{M}_{y_i}^T \mathbf{M}_{y_i})^{-1} \mathbf{M}_{y_i}^T \mathbf{M}_{y_i, y_i} \quad (20)$$

式中, $\hat{\kappa}_{y_i, y_i}$ 是 κ_{y_i, y_i} 的估计值,且

$$\kappa_{x_i, x_i} = \frac{A_i}{A_1} e^{j\phi_i}$$

$$\mathbf{M}_{y_i, y_i} = [R_{y_i, y_i}^{\alpha}(m_1) \quad R_{y_i, y_i}^{\alpha}(m_2) \quad \cdots \quad R_{y_i, y_i}^{\alpha}(m_K)]^T$$

$$\mathbf{M}_{y_i} = [R_{y_i}^{\alpha}(m_1) \quad R_{y_i}^{\alpha}(m_2) \quad \cdots \quad R_{y_i}^{\alpha}(m_K)]^T$$

其中, m_i 为相关值大于给定阈值的时延.从而可得相位差的估计值 $\hat{\phi}_{i1}$ 为

$$\hat{\phi}_{i1} = \arctan\left[\frac{\text{Im}(\hat{\kappa}_{y_i, y_i})}{\text{Re}(\hat{\kappa}_{y_i, y_i})}\right] \quad (21)$$

根据上述推导过程和信号的循环平稳特性,当积分时间足够大时,可得

$$E(\Delta\hat{\phi}_{i1}) = E(\hat{\phi}_{i1}) - \phi_{i1} = 0 \quad (22)$$

即基于循环互相关的信号相位差估计是无偏估计.

3.3 基于循环自相关的 BPSK 信号载波相位差估计

上节中的相位差估计利用的是两信号的循环互相关函数,需要大量的实时数据传输.通过前面对 BPSK 信号循环平稳特性的分析发现,当循环频率 α 为 $\pm 2f_0$ 时,循环谱密度函数的相位是信号 $s(t)$ 初始相位 ϕ_0 的线性函数,所以利用这一关系实现相位的估计是可能的.下面将研究利用循环自相关技术实现 BPSK 信号的载波相位估计,进而实现天线间信号相位差估计的方法.

为描述方便,将式(17)表示成标量形式,由式(15)可得 $s_i(t)$ 在 $\pm 2f_0$ 处的循环自相关函数为

$$R_s^{\pm 2f_0}(\tau) = \text{IFFT}[S_s^{\pm 2f_0}(f)] = \frac{R_a(0)}{4T_c} R_q(\tau) e^{\pm j2\phi_i} \quad (23)$$

式中, $R_q(\tau)$ 是矩形窗函数 $q(t)$ 的自相关函数.因此,由式(17)可得

$$\begin{aligned} R_{y_i}^{\pm 2f_0}(\tau) &= R_{s_i}^{\pm 2f_0}(\tau) + R_{s_i}^{\pm 2f_0}(\tau) + R_{\eta_i}^{\pm 2f_0}(\tau) + R_{\eta_i}^{\pm 2f_0}(\tau) \\ &= \frac{R_a(0)}{4T_c} R_q(\tau) e^{\pm j2\phi_i} + [R_{s_i}^{\pm 2f_0}(\tau) + R_{\eta_i}^{\pm 2f_0}(\tau) + R_{\eta_i}^{\pm 2f_0}(\tau)] \end{aligned} \quad (24)$$

同样的,根据上一小节的分析可知,当积分时间足够长时,噪声项将趋近于零.选择相关值大于一定阈值

的采样点,根据最小二乘法,可得

$$\hat{\gamma}_{y_i} = (\mathbf{P}^T \mathbf{P})^{-1} \mathbf{P}^T \mathbf{M}_{x_i} \quad (25)$$

式中, $\hat{\gamma}_{y_i}$ 是 γ_{y_i} 的估计值,且

$$\gamma_{y_i} = \frac{R_a(0)}{4T_c} e^{\pm j2\phi_i}$$

$$\mathbf{P} = [R_q(0) \quad R_q(1) \quad \cdots \quad R_q(KT_s)]^T$$

$$\mathbf{M}_{y_i} = [R_{y_i}^{\pm 2f_0}(0) \quad R_{y_i}^{\pm 2f_0}(1) \quad \cdots \quad R_{y_i}^{\pm 2f_0}(KT_s)]^T$$

其中, m_i 为相关值大于给定阈值的时延.从而可得天线 i 的载波相位估计值 $\hat{\phi}_i$ 为

$$\hat{\phi}_i = \pm \frac{1}{2} \arctan\left[\frac{\text{Im}(\hat{\gamma}_{y_i})}{\text{Re}(\hat{\gamma}_{y_i})}\right] \quad (26)$$

所以天线 $i(i \neq 1)$ 与参考天线 1 之间的相位差 $\hat{\phi}_{i1}$ 为

$$\hat{\phi}_{i1} = \hat{\phi}_i - \hat{\phi}_1 \quad (27)$$

根据上述推导过程和 BPSK 信号的循环平稳特性,当积分时间足够大时,可得

$$E(\Delta\hat{\phi}_{i1}) = E(\hat{\phi}_i - \phi_i) - E(\hat{\phi}_1 - \phi_1) = 0 \quad (28)$$

即基于循环自相关的 BPSK 信号相位差估计是无偏估计.

4 仿真实验

为了验证 BPSK 的循环互相关估计方法和循环自相关估计方法的性能,进行了仿真.取下变频后的 BPSK 信号载波频率 f_0 为 10MHz,采样频率 f_s 为 30MHz,信号码速率为 3MHz,循环频率取为 20MHz;干扰信号 $m_i(t)$ 取为高斯白噪声.

针对两天线信号相关的情况,取两天线之间的信号相位差与干扰信号相位差的差值为 90° .图 2 为字符数 N 分别取为 4000、8000、16000 和 32000 时进行相关,且重复实验 100 次得到的仿真结果;其中图 2(a)和(b)分别是循环自相关和循环互相关的估计方差,图 2(c)采用一般相关算法.从仿真结果可以看出,与一般互相关方法相比两种循环相关方法都具有较高的估计精度和较高的抗干扰能力;循环互相关和循环自相关技术都可以实现在低信噪比条件下的相位差估计;在低信噪比区域,循环自相关比互相关具有更低的估计方差,而在高信噪比区域,两者趋于一致.从两幅图还可以看出,增加积分时间,可以明显提高循环相关的相位估计精度,而对一般互相关的估计精度基本没有影响.

选择如图 3(a)所示由 276 面相同天线单元组成的天线阵,所有天线分布在以原点为中心的同心圆上.其中相邻同心圆的间距为 50m,同一圆上的相邻天线间距为 62.8m.图 3(b)、(c)和(d)分别给出了不同相关算法时的天线组阵信号合成功率损失系数、干扰噪声合成功率抑制系数和合成后的信号信噪比;其中,信号和干

扰入射方向 r_s 和 r_m 都处于图 3(a) 中的 0° 铅垂面内, 且与水平面的夹角分别为 80° 和 81° , 积分长度 $N = 8000$, 重复实验 20 次. 从图中可以看出, 基于循环相关的信号合成比互相关合成具有更低的合成信号损失系数、更

高的干扰抑制系数和更高的合成信号信噪比, 且循环自相关合成性能好于循环互相关. 在低信噪比区域, 与互相关合成算法相比, 循环自相关合成的信噪比提高了超过 20dB.

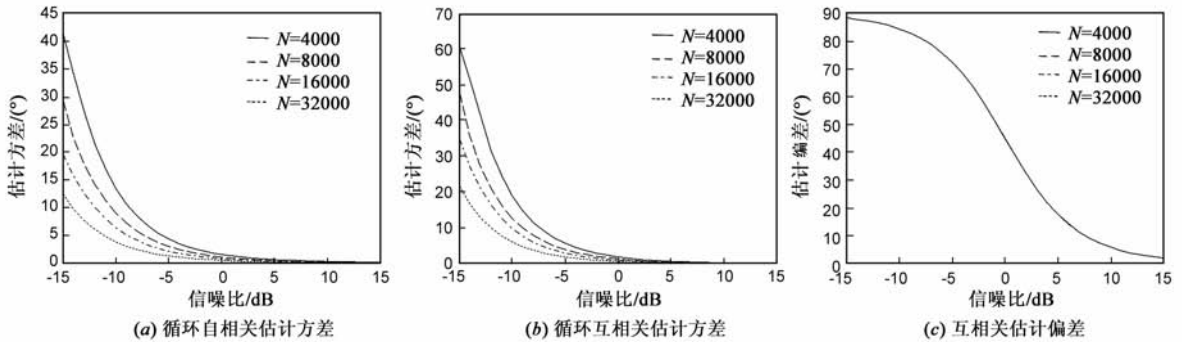


图2 循环自相关、循环互相关和互相关性能比较

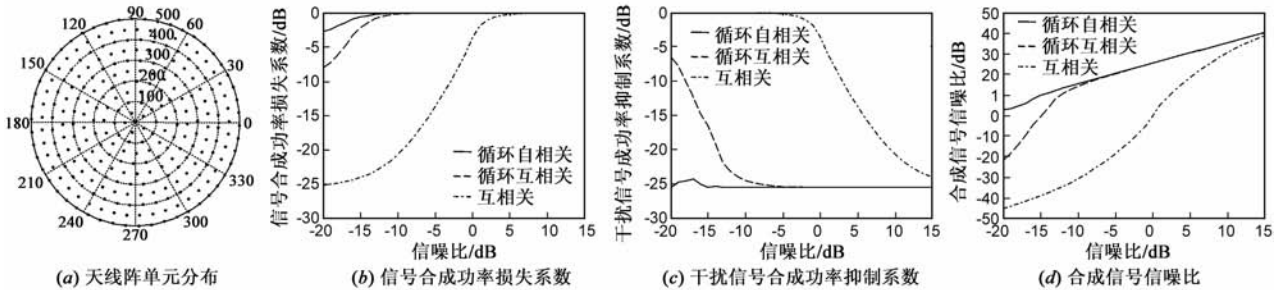


图3 天线组阵合成性能

5 结论

针对全频谱合成 (FSC) 方式下的 SIMPLE 合成算法, 对干扰信号对天线组阵信号合成性能的影响进行了分析. 提出了基于循环互相关和 BPSK 信号循环自相关的天线组阵信号合成技术.

理论分析和仿真实验表明, 在不增加额外计算量的基础上, 循环互相关和自相关两种方法都具有较高的相位差估计精度和抗相关干扰的能力. 循环相关与互相关相比, 具有更大的估计方差, 但具有很低的估计偏差. 循环自相关比循环互相关具有更好的低信噪比相位差估计性能和信号合成性能. 循环互相关频率不局限于 $\pm 2f_0$, 可以更灵活的选择循环频率; 循环自相关技术不需要大量的数据交换, 而只是利用自身数据即可实现初始相位的估计, 从而可以大大降低对大量数据的传输需求.

在后续的研究中, 应对循环相关的相位差估计方差进行理论分析; 同时, 可以利用循环相关的相位估计值, 通过调整信号合成的权值系数对天线阵的波束进行优化, 实现信噪比的最大化.

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. (in Chinese)

[2] Rogstad D H, Mileant A, Pham T T. Antenna Arraying Techniques in the Deep Space Network[M]. Hoboken, New Jersey: John Wiley and Sons, 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. (in Chinese)

[4] D H Rogstad. The SUMPLE Algorithm for Aligning Arrays of Receiving Radio Antennas: Coherence Achieved with Less Hardware and Lower Combining Loss[R]. Pasadena, California: Jet Propulsion Laboratory, 2005.

[5] C H Lee, V Vilmrotter, E Satorius, et al. Large-Array Signal Processing for Deep-Space Applications[R]. Pasadena, California: Jet Propulsion Laboratory, 2002.

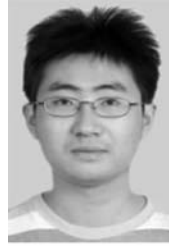
[6] M K Simon, V A Vilmrotter. Iterative Information-Reduced Carrier Synchronization Using Decision Feedback for Low SNR Applications[OL]. <http://tmo.jpl.nasa.gov/tmo/progressreport/42-130/130A.pdf>.

[7] V Vilmrotter, A Gray, C Lee. Carrier Synchronization for Low Signal-to-Noise Ratio Binary Phase-Shift-Keyed Modulated

Signals[R]. Pasadena, California: Jet Propulsion Laboratory, 1999.

- [8] W A Gardner. Spectral correlation of modulated signals: part I- Analog modulation[J]. IEEE Transactions on Communications, 1987, COM-35(6): 584 – 594.
- [9] W A Gardner. Spectral correlation of modulated signals: part II- Digital modulation[J]. IEEE Transactions on Communications, 1987, COM-35(6): 595 – 601.
- [10] 黄知涛. 循环平稳信号处理及其应用研究[D]. 湖南长沙: 国防科技大学, 2003.
HUANG Zhi-tao. Researches on Cyclostationary Signal Processing and Its Applications[D]. Changsha: National University of Defence Technology, 2003. (in Chinese)
- [11] 黄知涛, 周一宇, 姜文利. 基于循环平稳特性的源信号到达角估计方法[J]. 电子学报, 2002, 30(3): 372 – 375.
HUANG Zhi-tao, ZHOU Yi-yu, JIANG Wen-li. Direction-of-Arrival estimation of signal sources exploiting cyclostationarity property[J]. Acta Electronica Sinica, 2002, 30(3): 372 – 375. (in Chinese)
- [12] S V Schell. Asymptotic moments of estimated cyclic correlation matrices[J]. IEEE Trans Signal Processing, 1995, 43(1): 173 – 180.

作者简介



孔德庆 男, 1978 年出生于山东, 副研究员, 主要从事射电天文技术与方法、天线技术等方面的研究.

E-mail: kdq@bao.ac.cn



李春来 男, 1965 年出生于湖南, 研究员, 博士生导师, 主要从事月球探测、陨石学、空间碎片、撞击事件、行星遥感等方面的研究.

E-mail: licl@bao.ac.cn



施许立 男, 1944 年出生于浙江, 研究员, 教授, 博士生导师, 主要从事天文技术与方法、天文导航、射电天线等方面的研究.

E-mail: shl@bao.ac.cn