

分布式天线组阵优选设计

詹亚锋, 段超伟, 孔谦

(清华大学 宇航中心, 北京 100084)

摘要: 分布式天线组阵是指利用现有的天线资源, 使用较低成本实现超大的天线口径。针对分布式天线组阵中, 不同口径天线接收信号信噪比差异较大, 任意天线是否均可引入天线阵中, 加入较低接收信噪比的信号进行组阵合成能否提高最终合成信号的误码率性能等问题, 提出了分布式天线组阵的优选准则。该准则依据载频、时延以及相位这三者估计算法的性能及其克拉美罗性能下界, 证实当接收信号信噪比低于载频估计的异常值效应门限时, 受载频差估计精度急剧恶化的影响, 将该信号加入天线阵中进行合成将引起最终合成信号误码率性能的恶化。系统仿真算例验证了结论的正确性, 为我国未来深空探测任务提供可靠的保障。

关键词: 分布式天线组阵; 参数估计; 克拉美罗界; 信号合成; 天线选择

中图分类号: V443+.1

文献标识码: A

文章编号: 2095-7777(2018)02-0168-07

DOI:10.15982/j.issn.2095-7777.2018.02.009

引用格式: 詹亚锋, 段超伟, 孔谦. 分布式天线组阵优选设计[J]. 深空探测学报, 2018, 5(2): 168-174.

Reference format: ZHAN Y F, DUAN C W, KONG Q. Optimal design for distributed antenna arraying system[J]. Journal of Deep Space Exploration, 2018, 5(2): 168-174.

0 引言

随着深空探测的不断发展, 探测器逐步飞向太阳系的边缘^[1]。相应地, 地面接收到探测器的信号随着探测距离的增大而变得越来越微弱; 另一方面, 数据传输速率需求随着探测能力的增强而不断提高。因此, 高效的测控通信对于未来深空探测而言至关重要。

为了有效补偿探测距离遥远所带来的信噪比损失, 目前常见的措施有: 增大探测器和地面天线口径、提高探测器射频功率、采用高性能编码, 如LDPC (Low Density Parity Check Code)、提高载波频率、降低接收系统噪声温度、天线组阵等^[1-6]。但是, 增大天线口径、提高探测器射频发射功率、采用高性能编码以及降低接收机噪声温度等手段目前已达工程设计极限, 未来提升难度巨大。此外, 将发射频率提高至激光频段会带来易受气象条件影响、光束发散角极小导致航天器和地面站角度捕获跟踪困难等一系列技术难题。天线组阵通过多个天线接收同一探测器的发送信号, 利用信号的相关性和噪声的独立性, 将各个天线的接收信号合成, 从而大大提高最终合成信号的SNR (信噪比)。相比于单个大天线, 天线组阵在可扩展性、可靠性、灵活性、成本等方面也具有优势^[3]。

分布式天线组阵技术利用分布在不同地点的现有天线组成天线阵, 避免了天线的重复建设, 可进一步降低天线阵的建设周期和成本。因此, 分布式天线组阵技术是未来深空探测发展的重要趋势。

由于分布式天线阵中各天线分布范围广泛, 当各天线采用独立的时钟时, 采样频率将会存在一定偏差。针对各天线接收信号采样频率不同的问题, 借鉴宽带信号频域合成的思想^[7-9], 将时域未对齐的信号转换到频域对齐后在频域进行相干合成。同时, 各天线接收到的信号具有不同的多普勒频偏、时延以及相位。因此, 各天线接收信号在合成前需要将这些参数的差异进行估计并补偿对齐, 而参数估计精度存在着克拉美罗性能下界^[10-15], 参数估计残留的误差对最终合成信号的误码率性能将会产生一定的影响^[16-18]。通过理论分析和计算机仿真, 发现当天线接收信号信噪比低于载频估计的异常值效应门限时, 将该天线加入分布式天线阵进行组阵合成时, 将会恶化最终合成误码率性能, 这就对分布式天线组阵的各个天线提出了一定的要求。

本文的结构安排如下: 第1节介绍分布式天线组阵的研究背景和问题; 第2节介绍分布式天线组阵的系统

模型；第3节介绍频域合成算法；第4节介绍载频、时延以及相位这三者的估计精度及参数估计残留误差对最终合成信号误码率性能的影响；第5节给出了一个分布式天线组阵系统的仿真，验证了上述结论；最后一部分对文章进行总结。

1 系统模型

分布式天线组阵系统中各天线接收信号 $r_i(t)$ 的数学模型为

$$\begin{cases} r_1(t) = h_1 s(t - \tau_1) e^{j(2\pi f_1(t - \tau_1) + \theta_1)} + v_1(t) \\ \vdots \\ r_i(t) = h_i s(t - \tau_i) e^{j(2\pi f_i(t - \tau_i) + \theta_i)} + v_i(t) \end{cases} \quad (1)$$

$$s(t) = \sum_k a_k g(t - kT) \quad (2)$$

其中： h_i 为接收信号的振幅； f_i 为接收信号的载波频率； τ_i 为接收信号的时延； θ_i 为接收信号的相位； $v_i(t)$ 为双边噪声功率谱密度为 N_{0i} 、方差为 σ_i^2 的高斯白噪声； $s(t)$ 为基带调制信号； a_k 为发送信号的第 k 个调制符号； T 表示符号周期； $g(t)$ 为根升余弦滤波器。

假设第 i 路天线的采样频率 F_{si} 为 $1/T_{si}$ ，天线接收信号在 nT_{si} 时刻的采样数据表达式为

$$r_{i,n} = h_i s(nT_{si} - \tau_i) e^{j(2\pi f_i(nT_{si} - \tau_i) + \theta_i)} + v_{i,n} \quad (3)$$

其中： $r_{i,n}$ 、 $v_{i,n}$ 分别表示 $r_i(nT_{si})$ 和 $v_i(nT_{si})$ 。

2 频域合成

由于各个天线间存在一定的采样频率偏差，当对多路接收信号的采样数据进行合成时，各路信号的采样序列在时域上没有对齐导致无法直接进行相干合成。受宽带信号频域合成思想的启发^[7-9]，鉴于时域未对齐的信号能够转换到频域对齐，其频域对齐的条件为频谱分辨率 Δf 相等

$$\Delta f = \frac{1}{N_1 T_{s1}} = \dots = \frac{1}{N_i T_{si}} \quad (4)$$

其中： N_i 为第 i 路天线的采样点数。

容易看出不同天线采样序列频域对齐的条件等价于各路天线的采样时长 $T_i = N_i T_{si}$ 相同。两路信号进行频域合成的算法流程如图1所示。首先通过高精度的载波频率估计算法将两路信号的多普勒频偏估计出来并补偿对齐，再对采样时长相同的两路信号通过快速傅立叶变换（Fast Fourier Transform, FFT）变换到频域，在频域对两路信号的时延差、相位差补偿对齐之后将两路信号频域加权相加，最后通过逆傅立叶变换（Inverse Fast Fourier Transform, IFFT）变换回时域获得合成信号。

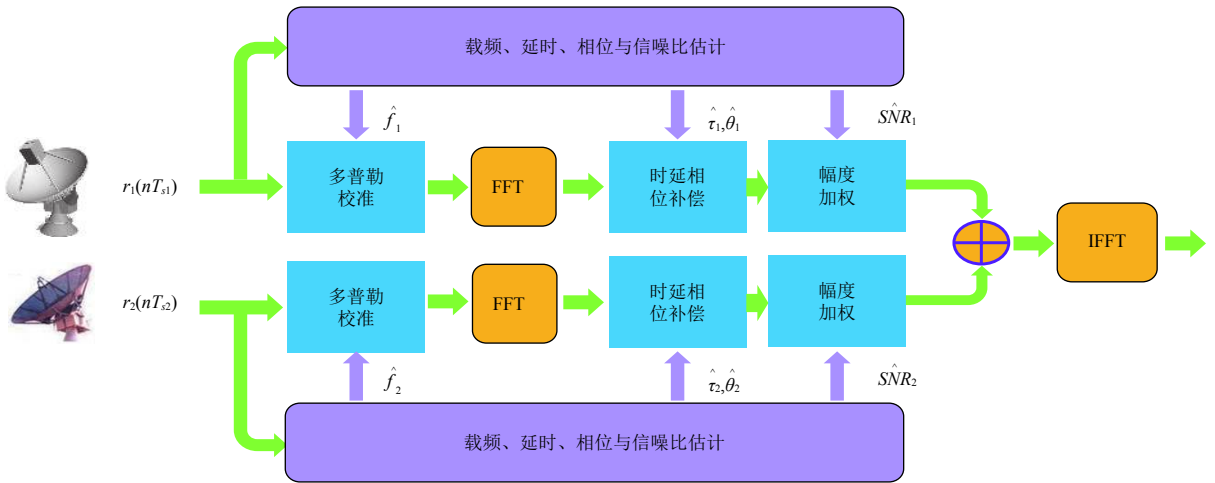


图1 频域合成流程图

Fig. 1 Flowchart of frequency-domain combining algorithm

仿真验证频域合成算法的性能。仿真参数设置如下：①基带信号 $s(t)$ 的波特率设为5 Mbps；②载波频率分别设为10 MHz和10 MHz + 8 kHz；③两路天线采样频率分别设为 $(50 + \Delta_1)$ MHz和 $(50 + \Delta_2)$ MHz，其中： Δ_1 和 Δ_2 分别表示两路天线的采样频率偏差；④为保证两路信号采样时长相同，仿真时假设两路信号在相同时间段 $0 \sim 500 T$ 内进行采样，在此条件下由

于时长较短，假设两路采样信号的时延差和相位差在采样时间内是稳定的，这里分别设为 $0.1 T$ 和 0.2 rad （合成时以第一路信号作为参考信号并假设两路信号的多普勒频偏、延时差和相位差均能准确补偿）。仿真结果如图2~3所示。

仿真结果表明，频域合成算法能够有效克服信号间的采样频率偏差，算法对采样频率偏差大小不敏

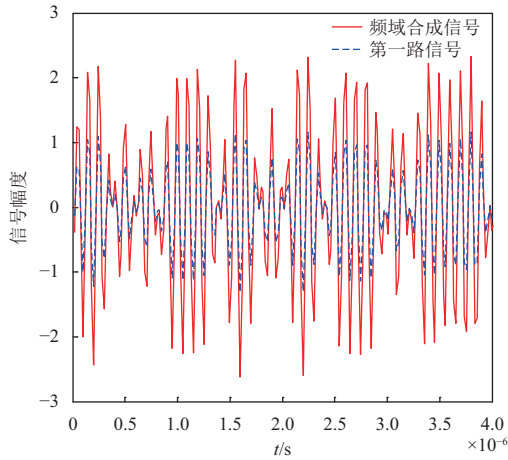


图2 第一路信号与频域合成信号时域图

Fig. 2 Time histogram of the 1th signal $r_1(t)$ and the combined signal $r_c(t)$

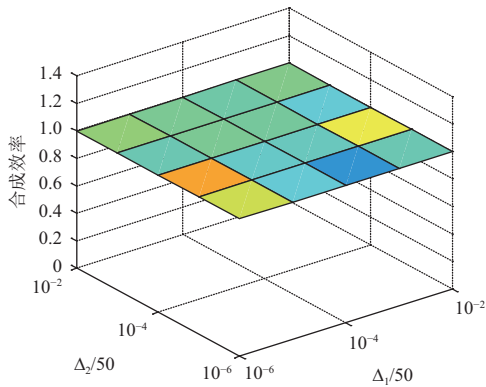


图3 合成效率随两路天线采样频率相对偏差变化的三维图

Fig. 3 3D plot of the combining efficiency under different Δ_1 and Δ_2

感，具有很好的鲁棒性。

3 参数估计性能及其对最终合成误码率性能的影响

3.1 参数估计性能

天线组阵系统在合成前需要将各路信号之间的载频差、时延差以及相位差对齐^[3]。因此，在频域合成前需要首先将这些参数估计出来。目前关于这些参数估计的算法研究工作有很多^[19-24]，且对这些参数估计性能的克拉美罗下界的研究也较为完善^[10]。由于参数估计的残留误差会影响后续的合成性能，下面首先对这些参数估计的性能进行梳理分析。

Noels在文献^[10~12]中对之前所提的伪克拉美罗界（Modified Cramer-Rao Bound, MCRB）和渐进克拉美罗界（Asymptotic Cramer Rao Bound, ACRB）做出了修正，得到了更为准确的真克拉美罗界（True Cramer Rao Bound, TCRB）。其中，载频、时延、相位估计的TCRB的理论公式如式（5）所示。

$$\begin{aligned}
 CRB_v &= \frac{1}{R_\Omega(E_s/N_0)} \times \frac{3N_0}{2\pi^2 E_s K (K^2 + 3\delta\tilde{J}_{v,v})} \\
 CRB_\theta &= \frac{1}{R_\Omega(E_s/N_0)} \times \frac{N_0}{2KE_s} \left(\frac{4K^2 + 12\delta\tilde{J}_{v,v}}{K^2 + 12\delta\tilde{J}_{v,v}} \right) \\
 CRB_\tau &= 1 / \left(2K \frac{E_s}{N_0} C_1 A \left(\frac{E_s}{N_0}, M \right) - 2K \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^2 C_2 B \left(\frac{E_s}{N_0}, M \right) \right) \quad (5)
 \end{aligned}$$

其中： CRB_v 、 CRB_θ 和 CRB_τ 分别是载频估计、相位估计和时延估计的TCRB； K 表示总的符号数； E_s 表示单位符号能量； N_0 表示噪声的功率谱密度； M 表示调制星座的点数。为了简洁起见， $R_\Omega(E_s/N_0)$ 、 $\delta\tilde{J}_{v,v}$ 、 $A(E_s/N_0, M)$ 、 $B(E_s/N_0, M)$ 、 C_1 以及 C_2 的定义详见文献^[10, 12]，这里不再赘述。

此外，在对载频实际估计时，存在着异常值效应^[22]。异常值效应是指当接收信号信噪比低于某一门限时，载频估计算法的性能会急剧恶化，远远大于克拉美罗性能下界。文献^[19]中提出了一种基于随机共振的高精度载频估计算法，相比于传统的载频估计算法，降低了2 dB以上载频估计的异常值效应信噪比门限。同时通过将上述算法与线性调频Z变换（Chirp Z Transform, CZT）相结合，使得算法在高信噪比下估计性能逼近载频估计的CRB（Cramer-Rao Bound）。另外，对于时延估计和相位估计问题，文献^[23]所提的基于循环谱的时延估计算法以及文献^[24]所提的基于离散傅立叶变换（Discrete-Fourier-Transform, DFT）的相位估计算法的性能已经逼近CRB。

对上述参数估计算法的性能进行仿真并与TCRB进行比较，仿真参数设置与第2节的仿真参数设置相同，符号总数 K 设为 1×10^4 。仿真结果如图4所示。仿真结

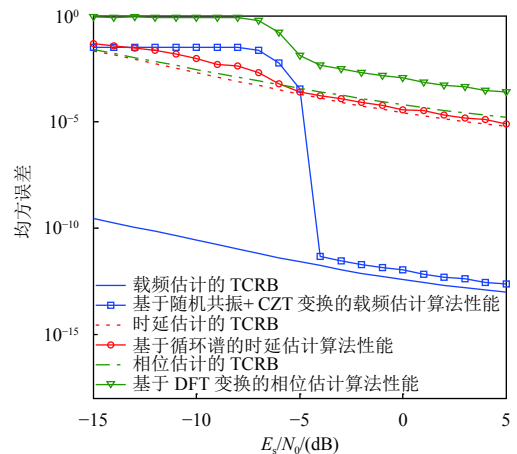


图4 载频、时延以及相位的算法估计性能及其TCRB

Fig. 4 The TCRBs and the practical algorithms' performance of carrier frequency, delay and carrier phase estimation

果验证了现有算法性能逼近克拉美罗性能下界。但是，相位估计算法的性能由于受残留载频误差的影响存在一定性能损失。

3.2 参数估计误差对最终合成误码率性能的影响

由式(1)可以推得第2路信号在参数补偿对齐后的表达式如式(6)所示。

$$\begin{cases} r_1(t) = h_1 e^{j[2\pi f_1(t-\tau_1)+\theta_1]} s(t-\tau_1) + v_1(t) \\ r'_2(t+\Delta\tau_{21}+\Delta\hat{\tau}) = h_2 e^{j[2\pi(f_1+\Delta\hat{f})(t-\tau_1+\Delta\hat{\tau})+\theta_1+\Delta\hat{\theta}]} \\ s(t-\tau_1+\Delta\hat{\tau}) + v'_2(t+\Delta\tau_{21}+\Delta\hat{\tau}) \end{cases} \quad (6)$$

其中： $\Delta\hat{f}$ ， $\Delta\hat{\tau}$ ， $\Delta\hat{\theta}$ 分别表示残留的载频、时延、相位估计误差。

$$\begin{aligned} v'_2(t+\Delta\tau_{21}+\Delta\hat{\tau}) = \\ v_2(t+\Delta\tau_{21}+\Delta\hat{\tau}) e^{-j[2\pi(\Delta f_{21}-\Delta\hat{f})(t-\tau_1+\Delta\hat{\tau})+\Delta\theta_{21}-\Delta\hat{\theta}]} \end{aligned} \quad (7)$$

$$\Delta\tau_{21} = \tau_2 - \tau_1 \quad (8)$$

$$\Delta f_{21} = f_2 - f_1 \quad (9)$$

$$\Delta\theta_{21} = \theta_2 - \theta_1 \quad (10)$$

为了更直观地看出频域合成的过程，将式(6)通过FFT变换转换到频域为

$$\begin{cases} R_1(j\omega) = h_1 e^{-j\omega\tau_1} e^{j\theta_1} S(j(\omega-\omega_1)) + V_1(j\omega) \\ R'_2(j\omega) = h_2 e^{j\omega\Delta\hat{\tau}} e^{j\Delta\hat{\theta}} e^{-j\omega\tau_1} e^{j\theta_1} S(j(\omega-\omega_1-2\pi\Delta\hat{f})) \\ + V'_2(j\omega) \end{cases} \quad (11)$$

其中： $R_1(j\omega)$ ， $V_1(j\omega)$ ， $R'_2(j\omega)$ ， $V'_2(j\omega)$ 分别表示 $r_1(t)$ ， $v_1(t)$ ， $r'_2(t+\Delta\tau_{21}+\Delta\hat{\tau})$ ， $v'_2(t+\Delta\tau_{21}+\Delta\hat{\tau})$ 频域变换的表达式。

$$\omega_1 = 2\pi f_1 \quad (12)$$

从式(11)可以看出，两路信号进行频域合成需要满足 $S(j(\omega-\omega_1)) \approx S(j(\omega-\omega_1-2\pi\Delta\hat{f}))$ 这一条件，即

$$\begin{aligned} & \left| S(j(\omega-\omega_1)) - S(j(\omega-\omega_1-2\pi\Delta\hat{f})) \right| \approx 0 \\ & \left| \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \left[e^{-j(\omega-\omega_1)t} - e^{-j(\omega-\omega_1-2\pi\Delta\hat{f})t} \right] dt \right| \approx 0 \\ & \left| \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j(\omega-\omega_1)t} \left[1 - e^{j2\pi\Delta\hat{f}t} \right] dt \right| \approx 0 \\ & \left| 2\pi\Delta\hat{f}t \right| \approx 0 \\ & \Rightarrow \left| 2\pi\Delta\hat{f}KT \right| \leq 10^{-2} \Rightarrow \left| \Delta\hat{f} \right| \leq 10^{-2} / (2\pi KT) \end{aligned} \quad (13)$$

当式(8)满足时，对两路信号频域加权相加即可得到合成信号的频域表达式 $R_c(j\omega)$

$$\begin{aligned} R_c(j\omega) \approx & \left[\frac{h_1^2}{\sigma_1^2} + \frac{h_2^2}{\sigma_2^2} e^{j\omega\Delta\hat{\tau}} e^{j\Delta\hat{\theta}} \right] e^{-j\omega\tau_1} e^{j\theta_1} S(j(\omega-\omega_1)) \\ & + \frac{h_1}{\sigma_1^2} V_1(j\omega) + \frac{h_2}{\sigma_2^2} V'_2(j\omega) \end{aligned} \quad (14)$$

从式(14)可以看出，时延、相位估计残留误差对合成信号的影响等效于引入了一个频域表达式为 $h_1^2/\sigma_1^2 + h_2^2/\sigma_2^2 e^{j\omega\Delta\hat{\tau}} e^{j\Delta\hat{\theta}}$ 的信道响应。通过仿真分析载频、时延以及相位估计残留误差对最终合成误码率性能的具体影响，仿真参数设置如下：①两路信号的波特率、载频、采样频率、时延差、相位差设置同第2节的仿真参数；②总的采样符号数设为 1×10^4 ；③两路信号的信噪比 E_{si}/N_0 假设完全相同；④两路信号均设为BPSK调制。不同大小的载频差估计、时延差估计以及相位差估计的残留误差所对应的最终合成信号的误码率性能曲线仿真结果如图5~7所示，这些图中的横轴分别表示两路信号通过频域补偿对齐后残留的相对于符号周期归一化的载频差大小、相对于符号周期归一化的延时差大小以及相位差大小。仿真结果表明，最终合成误码率性能随着载频、时延以及相位估计的残留误差的增大而逐渐降低，当残留误差大于一定值时，最终合成误码率性能反而要比合成前两路信号的误码率性能要差。同时，从图5~7可以看出，当接收信号的信噪比大于异常值效应的门限时，此时载频估计的残留误差满足式(8)，并且最终合成误码率性能相比于合成前两路信号的误码率性能得到提升；而当接收信号的信噪比低于异常值效应的门限时，受载频估计精度急剧恶化的影响，此时最终合成误码率性能急剧恶化。

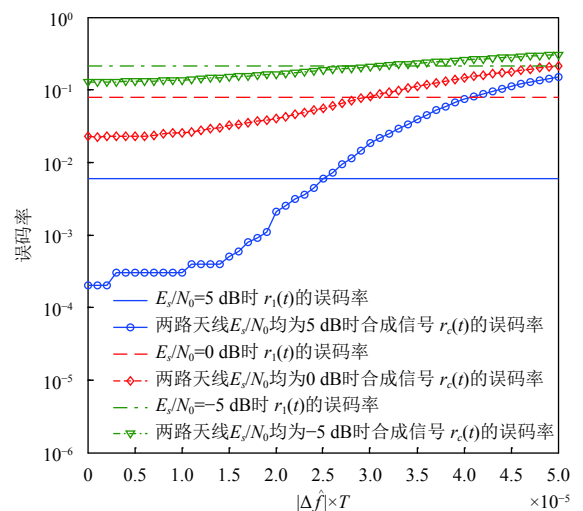


图5 载频估计残留误差对最终合成误码率性能的影响曲线
Fig. 5 The combined BER as a function of carrier frequency estimation error with $\Delta\hat{\tau}$, $\Delta\hat{\theta}$ are assumed to be 0

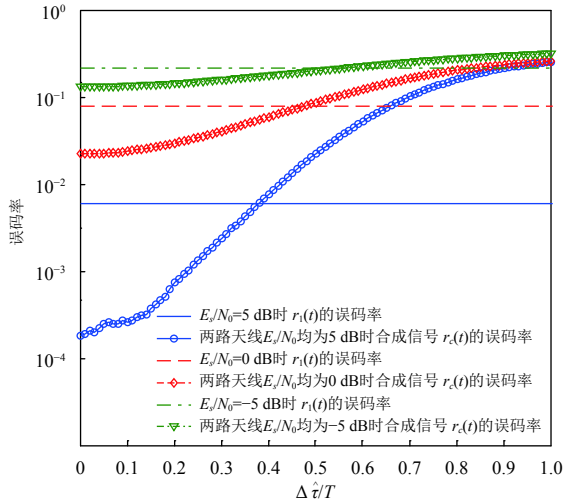


图6 时延估计残留误差对最终合成误码率性能的影响曲线
 Fig. 6 The combined BER as a function of delay estimation error with $\Delta\hat{f}, \Delta\hat{\theta}$ are assumed to be 0

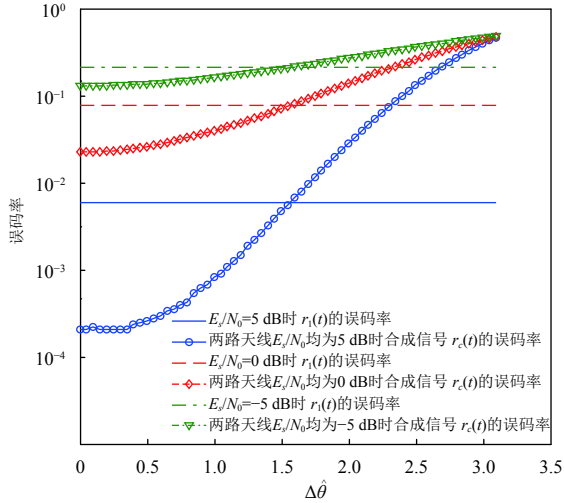


图7 相位估计残留误差对最终合成误码率性能的影响曲线
 Fig. 7 The combined BER as a function of carrier phase estimation error with $\Delta\hat{f}, \Delta\hat{\tau}$ are assumed to be 0

4 系统仿真示例

为了进一步验证分布式天线组阵系统的整体性能，仿真分析35 m、18 m以及10 m这三种不同口径天线进行组阵合成的最终合成误码率性能。仿真参数设置如下：基带信号 $s(t)$ 的波特率设为5 Mbps；无多普勒频偏时发送信号的载波频率设为10 MHz；天线的理想采样频率设为50 MHz；35 m天线接收信号的信噪比 E_s/N_0 设为3 dB，根据自由空间传播的路径损耗计算公式对应地可以算出18 m、10 m的接收信噪比为-2.8 dB和-8 dB，另外各路天线的最优加权权值可由接收信号的信噪比 SNR_i 及其功率 P_i 决定，即权值 $w_i = h_i/\sigma_i^2 = \sqrt{SNR_i(1+SNR_i)}/P_i$ ；同时，假设各个天线存在着不

同的多普勒频偏和采样频率偏差，且这些偏差在一定范围内随机取值；此外，各个天线的时延和相位也假设在一定范围内随机产生。仿真结果如图8~9所示。

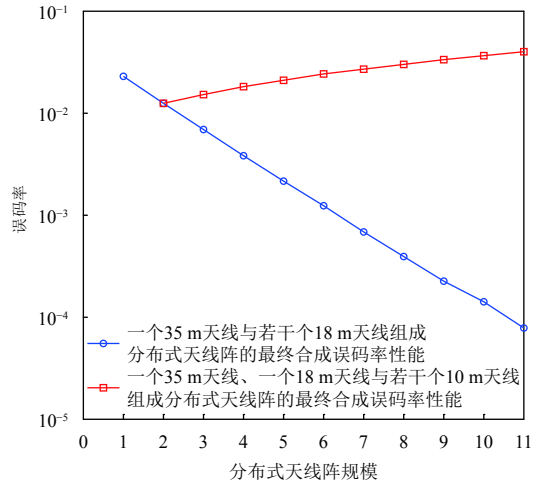


图8 分布式天线组阵系统的最终合成误码率性能曲线
 Fig. 8 The combined BER performance of distributed antenna arraying system

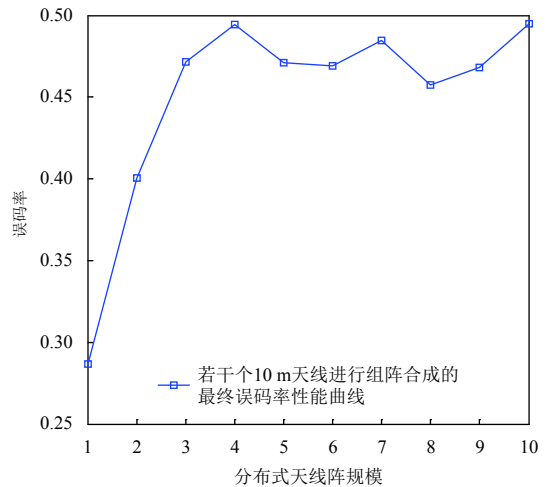


图9 多个10 m天线进行组阵合成的最终合成误码率性能曲线
 Fig. 9 The combined BER performance of the distributed antenna arraying system composed by a group of 10-meter antennas

图8给出了一个35 m天线与多个18 m天线组成的分布式天线阵以及一个35 m天线、一个18 m天线与多个10 m天线组成的分布式天线阵的最终合成误码率性能曲线。从图8中可以看出，接收信噪比较高的2种天线（35 m和18 m天线）进行组阵合成，最终合成的误码率随着加入天线阵中18 m天线数量的增大而不断降低；然而，当向天线阵中不断加入接收信噪比较低的天线（10 m天线）时，最终合成的误码率随着加入天线阵中10 m天线数量的增大而不断增大。从图9若干个10 m天线进行组阵合成后的误码率性能曲线也可以

看出, 接收信噪比低的天线间进行组阵合成反而会恶化最终的误码率性能。这说明了分布式天线组阵系统并不是天线越多越好, 应当设定一个天线的准入门槛, 该门槛应该根据信号参数估计的 CRB 以及异常值效应的信噪比门限确定, 其异常值效应对应的信噪比门限取决于实际所用的载频估计算法。

5 结论

针对分布式天线组阵系统中不同天线接收信号信噪比不同, 任意天线加入天线阵进行组阵合成能否提高最终合成误码率性能的问题, 进行了详细的分析与讨论。通过分析信号参数估计的性能及其克拉美罗下界, 同时分析参数估计的残留误差对最终合成误码率性能的影响, 发现最终合成误码率性能随着参数的残留误差的增大而逐渐降低, 当接收信号信噪比低于载频估计的异常值效应门限时, 受载频估计精度急剧恶化的影响, 将该信号加入分布式天线阵中进行合成将引起最终合成误码率性能恶化。本文提出的一种分布式天线组阵的优选准则, 通过比较接收信号的信噪比与异常值效应的信噪比门限以及该信噪比下信号参数估计的 CRB 判断该天线能否加入到分布式天线阵中, 其中异常值效应对应的信噪比门限取决于实际所用的载频估计算法, 为工程应用奠定了基础。

参 考 文 献

- [1] 吴伟仁, 于登云. 深空探测发展与未来关键技术[J]. 深空探测学报, 2014, 1(1): 5-17.
WU W R, YU D Y. Development of deep space exploration and its future key technologies[J]. Journal of Deep Space Exploration, 2014, 1(1): 5-17.
- [2] 张乃通, 李晖, 张钦宇. 深空探测通信技术发展趋势及思考[J]. 宇航学报, 2007, 28(4): 786-793.
ZHANG N T, LI H, ZHANG Q Y. Thought and developing trend in deep space exploration and communication[J]. Journal of Astronautics, 2007, 28(4): 786-793.
- [3] ROGSTAD H D, MILEANT A, PHAM T T. Antenna arraying techniques in the deep space network[M]. Canada: John Wiley & Sons, Inc., 2003.
- [4] 张宏伟, 刘敏, 李新胜. 我国深空探测地面站发射机的发展及展望[J]. 飞行器测控学报, 2014, 33(3): 219-224.
ZHANG H W, LIU M, LI X S. Development of transmitters for China's deep space stations and their prospect[J]. Journal of Spacecraft TT&C Technology, 2014, 33(3): 219-224.
- [5] NASA. Overview of NASA's laser communications relay demonstration[R]. Washington D. C.: NASA, 2012.
- [6] 刘文俊, 郝万宏, 谌明, 等. 异地天线组阵站间时延差修正技术与验证[J]. 深空探测学报, 2015, 2(3): 267-271.
LIU W J, HAO W H, CHEN M, et al. Research and experiment of

- time-delay correction approach based on remote multi-antenna arraying[J]. Journal of Deep Space Exploration, 2015, 2(3): 267-271.
- [7] 邓轶亮, 于宏毅, 沈彩耀. 一种基于频域插值的非同频采样信号的补偿方法[J]. 信息工程大学学报, 2012, 13(6): 702-706.
DENG Y L, YU H Y, SHEN C Y. Compensating method of signals sampled at different frequencies based on frequency-domain interpolation[J]. Journal of Information Engineering University, 2012, 13(6): 702-706.
- [8] 涂启辉, 沈彩耀, 于宏毅, 等. 基于频域分量最大比合并的多天线信号合成算法性能分析[J]. 信息工程大学学报, 2015, 16(2): 178-182.
TU Q H, SHEN C Y, YU H Y, et al. Equalizer performance analysis of frequency-domain max-ratio combining algorithm[J]. Journal of Information Engineering University, 2015, 16(2): 178-182.
- [9] 赵卫东, 冯林高, 徐茂格. 深空天线组阵宽带信号频域合成技术研究[J]. 飞行器测控学报, 2015, 34(3): 218-223.
ZHAO W D, FENG L G, XU M G. Research on broadband frequency-domain antenna arraying technologies for deep space networks[J]. Journal of Spacecraft TT&C Technology, 2015, 34(3): 218-223.
- [10] NOELS N, WYMEERSCH H, STEENDAM H, et al. True cramer-rao bound for timing recovery from a band limited linearly modulated waveform with unknown carrier phase and frequency[J]. IEEE Transactions on Communications, 2004, 52(3): 473-483.
- [11] NOELS N, STEENDAM H, MOENECLAHEY M. The true cramer-rao bound for carrier frequency estimation from a PSK signal[J]. IEEE Transactions on Communications, 2004, 52(5): 834-844.
- [12] NOELS N. Synchronization in digital communication systems: performance bounds and practical algorithms[D]. Belgium: Ghent University, 2008.
- [13] 沈彩耀, 于宏毅. 多天线PSK信号合成权值估计的CRLB研究[J]. 数据采集与处理, 2010, 25(s1): 106-109.
SHEN C Y, YU H Y. Cramer-rao low bound of combining-weight estimation for PSK signals in multi-antenna system[J]. Journal of Data Acquisition & Processing, 2010, 25(s1): 106-109.
- [14] 杨珂, 万明康, 李鸥. 多天线协同接收PSK载波参数估计的CRLB[J]. 计算机工程与应用, 2012, 48(22): 142-146.
YANG K, WAN M K, LI O. Cramer-Rao Lower bounds for estimating carrier parameters of PSK signals in multi-antenna cooperative receivers[J]. Computer Engineering and Applications, 2012, 48(22): 142-146.
- [15] 张凯, 于宏毅, 沈彩耀, 等. 随机布局多天线信号联合时差估计Cramer-Rao下界[J]. 信号处理, 2013, 29(4): 497-502.
ZHANG K, YU H Y, SHEN C Y, et al. Cramer-rao lower bound for joint time delay estimation in a randomly distributed antenna array[J]. Journal of Signal Processing, 2013, 29(4): 497-502.
- [16] YAN M, HUANG Q L, BAI Y F. The influence of important parameters on combining loss for antenna arraying[C]//Microwave and Millimeter Wave Technology Conference. Shenzhen, China: IEEE, 2012.
- [17] KONG D Q, ZHU X Y. Study of the Influence of delay errors to combining performance in antenna arraying[C]//Mechanical Engineering and Technology Conference. London, UK: Springer, 2012.
- [18] LU M H, ZHOU S W, HUANG J G. Efficiency analysis for signal combining of antenna arraying in deep space TT&C systems[C]//Signal Processing, Communication and Computing Conference. Hong Kong, China: IEEE, 2012.

- [19] DUAN C W, ZHAN Y F. The response of a linear monostable system and its application in parameters estimation for PSK signals[J]. *Physics Letters A*, 2016, 380(14): 1358-1362.
- [20] YANG J L, YANG W J, XU G Q. Blind estimation of carrier frequency and symbol rate based on cyclic spectrum density[J]. *Procedia Engineering*, 2012, 29(4): 514-519.
- [21] KAY S. A fast and accurate single frequency estimator[J]. *IEEE Transactions on ASSP*, 1989, 38(12): 1987-1989.
- [22] CIBLAT P, GHOGHO M. Blind NLLS carrier frequency-offset estimation for QAM, PSK, and PAM modulations: performance at low SNR[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2006, 54(10): 1725-1730.
- [23] WANG Y, SERPEDIN E, CIBLAT P. Blind feed forward cyclostationarity-based timing estimation for linear modulations[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2004, 3(3): 709-715.
- [24] HONG D K, KIM D J, LEE Y J, et al. A simple interpolation technique for the DFT for joint system parameters estimation in burst MPSK transmissions[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2003, 51(7): 1051-1056.

作者简介:

詹亚锋(1976-),男,副研究员,博士生导师,主要研究方向:深空通信、高性能编码调制技术、卫星通信。

通信地址:清华大学中央主楼12楼(100084)

电话:(010)62773218

E-mail: zhanyf@tsinghua.edu.cn

Optimal Design for Distributed Antenna Arraying System

ZHAN Yafeng, DUAN Chaowei, KONG Qian

(Space Center, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: In a distributed antenna arraying system, an effective large aperture with low cost can be realized by utilizing the existing antenna resources. For the receiving signal-to-noise ratios (SNRs) of antennas with different apertures in distributed antenna arraying system vary in a large range, a question is raised that is the combined performance improved with arbitrary antennas added into the distributed antenna arraying system? An optimal design criterion is proposed to solve this issue. Based on the estimation algorithm's performance and the Cramer-Rao bounds (CRBs) of carrier frequency, delay and carrier phase, the criterion proves that the combined BER performance is degraded when antennas with receiving signal's SNR lower than the outlier effect threshold of carrier frequency estimation are added to the distributed antenna arraying system. Theoretical analysis and simulation results verify the above conclusion.

Key words: distributed antenna arraying; parameters estimation; Cramer-Rao bound; signal combining; antenna selection

High lights:

- A frequency-domain combining algorithm is proposed to overcome the sampling frequency differences between antennas in the distributed antenna arraying system.
- The influence of the residual parameters estimation errors on the combined BER performance is analyzed.
- A criterion is proposed that small antennas with receiving SNR lower than the outlier effect threshold are not recommended to add into the distributed antenna arraying system.

[责任编辑: 杨晓燕, 英文审校: 朱恬]