大气湍流对深空天线组阵相位影响分析

史学书，焦义文，马宏
（解放军航天工程大学，北京 101416）

摘 要： 深空测控网采用大规模天线组阵系统比单个大天线具有一定优势，构建一个Ka频段的天线组阵系统无论对于星际测控通信还是天文观测都是一种经济、可持续扩展的技术方案。然而天线组阵系统工作于Ka频段时，由于天线间相位的快速起伏漂移将使得合成信噪比迅速恶化，尤其对于深空测控上行链路信号的相位监测和闭环控制带来巨大挑战，所以对天线间大气相位扰动测量和数值模拟非常必要。参考国外相关的干涉测量数据，首先分析了天线组阵大气相位扰动测量和统计分析方法；然后利用微波大气湍流模型，建立了天线组阵相位漂移抖动模型；对大气湍流引起的相位延迟扰动过程进行了仿真实现。利用模型产生的天线组阵相位抖动数值，可以测试和评估天线组阵信号合成处理系统的适用性。

关键词： 深空测控；天线组阵；相位扰动；大气湍流

中图分类号： V433.1+1 **文献标识码：** A **文章编号：** 2095-7777(2017)06-0571-06

DOI:10.15982/j.issn.2095-7777.2017.06.011

引用格式： 史学书，焦义文，马宏. 大气湍流对深空天线组阵相位影响分析[J]. 深空探测学报，2017，4（6）：571-576.

Reference format: SHI X S，JIAO Y W，MA H. Analysis of the effect of atmosphere turbulence on antenna arraying phase fluctuations[J]. Journal of Deep Space Exploration，2017，4（6）：571-576.

0 引 言

深空天线组阵接收信号在通过大气层时，会受到电离层中自由电子和离子的吸收及对流层中氧分子、水蒸气分子和云、雾、雨、雪等的吸收和散射。大气衰减使天线接收信号幅度降低，进而增加组阵信号合成的难度。相位漂移将导致阵元接收信号的相关性退化；相位差估计精度下降最终使组阵合成性能降低[1]。深空信号的相位漂移抖动来源包括：对流层和电离层延迟、天线指向误差、天线和信道热起伏、接收机处理等。当天线阵工作于Ka频段时，大气湍流引起相位延迟引起得抖动将是天线组阵的主要误差源[2]，图 1描述了大气湍流对天线阵元接收信号的漂移扰动。由于大气湍流中折射率的随机不均匀分布，当微波通过它时，就会在不均匀元上产生散射，从而对原来稳定传播的波束产生扰动。即使在弱湍流下折射率的改变很小，但由于存在大量的不均匀元以致在一定距离之内，积累效应就十分显著，积累效应主要包括了波束相位漂移、幅度起伏、大气闪烁等。

湍流扰动会引起系统接收信噪比降低，且其影响随着频率的提高，天线孔径的缩小，观测仰角的降低而增加[3]。当深空天线组阵系统工作于Ka波段时，由于天线间相位的快速起伏漂移将使得合成信噪比迅速恶化[4]（最大可达几个dB），这进一步增加了天线间大气相位扰动测量和统计分析的必要性和重要性。本文首先分析了大气湍流引起的相位抖动测量方法和统计分析研究进展；然后参考甚大阵（Very Long Array，VLA）和日本天文台（National Astronomical Observatory of Japan，NAOJ）等干涉测量试验数据，建立了大气相位扰动的离散时间采样模型；最后利用模型对天线阵接收信号的相位抖动进行了数值模拟。

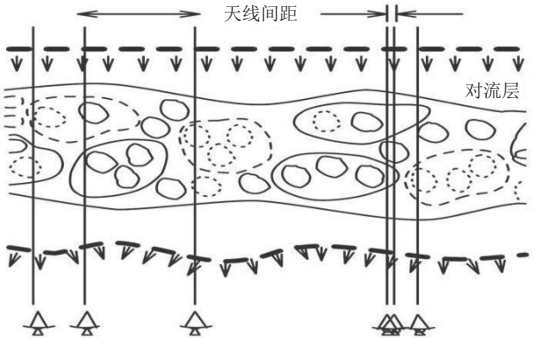

图 1 大气湍流对接收信号相位扰动的示意图
Fig. 1 Influence of atmospheric turbulence on received signals phase

1 大气相位扰动观测试验分析

大气对信号相位的影响与天线的地理位置、气象

收稿日期：2017-03-20 修回日期：2017-10-05

条件以及季节等因素密切相关[5]。目前主要通过3种方法测量大气引起的相位延迟：基于GPS的测量系统、利用水蒸气辐射计（Water Vapor Radiometer，WVR）进行测量以及通过干涉法测量。

GPS测量法主要用于长时间的相位延迟预报，以及甚长基线干涉测量（Very Long Baseline Interferometry，VLBI）的相位校正。GPS测量法可以提供厘米级的天顶相位延迟测量精度[6]。由于GPS测量法统计时间间隔长（小时量级），而且要求天线相距较远，所以并不能用来测量大气湍流对天线阵接收信号相位的快速起伏扰动[7]。WVR在厘米和毫米波段的VLBI测量中被广泛应用，用来精确补偿干涉测量系统中不同天线位置的大气延迟相位差。与GPS测量法相比，WVR对相位延迟的测量结果更精确。虽然WVR对大气相位延迟具有一定的实时测量能力，但目前WVR测量数据主要用于后期的大气相位延迟校正。

对大气相位延迟测量最精确的方法是干涉法。目前各种微波大气湍流模型都基于干涉测量数据检验其正确性。根据信源的不同，干涉法又可分为基于射电源的干涉测量法和基于GEO卫星的干涉测量法。

基于射电源的干涉法，主要通过观测高精度标定的射电源，反推大气相位延迟产生的相位残差，其优点是精度高、实时性好；缺点是接收的射电信号信噪比非常低、需要长时间的积分、造成相位测量的实时性变差、不能得到短时间间隔的相位变化、相位标校精度下降。基于GEO的干涉法，利用静止轨道卫星信号测量大气相位延迟，其优点是接收信号功率强、积分时间短、可以测量相位的快速变化；缺点是在对深空航天器跟踪过程中，不能利用GEO进行视线方向的相位标校。GEO干涉法一般用于大气湍流模型的实验数据验证。

目前专门针对天线阵系统湍流相位扰动测量和统计模型验证的相关文献不多。NRAO（The National Radio Astronmy Observatory）曾利用VLA天线阵在8～45 GHz的频率范围内对天线间的相位扰动进行了统计分析[8]，VLA由27面直径25 m的天线组成（架设在铁轨上）。由于VLA阵元排列成Y字形而且可以在铁轨上移动，所以能对各个基线方向，0.2～30 km间距范围内的对流层相位扰动进行干涉测量。NAOJ最早利用Nobeyama毫米波天线阵（5个10 m的天线组成，天线位置可以在30个站址间移动，工作波段22 GHz）对相距27～540 m范围内，天线间的相位波动进行了干涉测量[9]。近年来，NAOJ主要利用GEO干涉法对大气相位波动进行统计分析[10]，通过对VLA和NAOJ观测数据的分析，以及JPL天线组阵相关技术报告，可以得到以下结论：

1）在Ka工作频段，当天线间距小于1 km时，在90%的可观测时间内，天线间的相位差漂移位于[–π～π]。当观测仰角较低，以及遇到强对流天气时，在几十秒内相位差的漂移可以超过2π。如果天线间的相位差超过π则必须进行补偿，否则相位翻转会使信号合成失效。

2）在Ka频段，天线间相位扰动的Allen方差σ_A与地理位置、气象和季节密切相关，与天线间距L的关系可以近似表示为[9]

$$\sigma_A = A \times L^N + B \tag{1}$$

其中：N为Kolmogorov湍流参数因子（$N \approx 5/6$，不同季节略有变化）。

当天线距离小于50 m时，σ_A主要表现为天线的系统噪声误差，此时天线接收信号相位受到的大气扰动具有高度相关性，天线间的相位差很小。

3）当天线阵布局直径小于1 km，并且工作于X波段时，天线间的大气相位差小于10°，所以大规模小天线组阵选择S和X波段，可以忽略大气对信号相位的影响。但当天线工作于Ka频段时，不论上行链路组阵还是下行链路组阵，如何精确和实时地补偿大气引起的相位漂移抖动是系统实现的难点。

为了评估大气扰动对天线阵的合成性能影响，下面参考VLA和NAOJ的干涉测量数据，利用微波大气湍流模型，建立天线阵的相位漂移抖动模型。

2 大气相位扰动离散时间采样模型建立

大气相位的空间自相关函数$R_{\theta,s}(r)$表示为

$$R_{\theta,s}(r) \approx \frac{1}{2}\left[\left(\frac{2\pi ChL^{1/3}}{\lambda\cos\xi}\right)^2 - D_{\theta,s}(r)\right] \tag{2}$$

空间相位结构函数$D_{\theta,s}(r)$的计算公式为

$$D_{\theta,s}(r) = \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 \cdot C^2 \cdot h^{8/3} \cdot D_s\left(\frac{r}{h}\right) \tag{3}$$

其中：C^2是结构常数；r表示湍流空间中两点的间距；参数L表示湍流外缘大小；λ为载波信号的波长；h表示湍流离地面的高度（通常为1～2 km），ξ为接收信号偏离天顶方向的角度；$D_s(\alpha)$为空间平均折射率。

由文献[11]可知：利用大气相位空间自相关函数可以推导出大气相位扰动的空间和时间模型，进而推出大气相位扰动的空时联合统计模型。为了便于数学分析，Tkacenko把空时联合统计模型拆分为独立的空间和时间模型进行分析[12]，这种分析方法虽然不适合各向异性的湍流运动，但对于Taylor假设条件下的各向同性湍流是适用的。

定义第k个天线单元接收信号的大气相位扰动为$\theta_{k,a}(t)$，N个天线的大气相位表示为$\hat{\boldsymbol{\theta}}(t)=\left[\theta_0(t),\cdots,\theta_{N-1}(t)\right]$，假设$\hat{\boldsymbol{\theta}}(t)$为宽平稳随机过程，定义均值和自相关函数为$\mu_{\hat{\theta}}=E[\hat{\boldsymbol{\theta}}(t)]$，$R_{\hat{\theta}}(\tau)=E[\hat{\boldsymbol{\theta}}(t)\hat{\boldsymbol{\theta}}^*(t-\tau)]$。设相位扰动的均值$\mu_{\hat{\theta}}=0$，对$R_{\hat{\theta}}(\tau)$进行空时分解$R_{\hat{\theta}}(\tau)=\hat{\boldsymbol{R}}_{\theta,t}(\tau)\hat{\boldsymbol{R}}_{\theta,s}$，$\hat{\boldsymbol{R}}_{\theta,t}(\tau)$为归一化时间自相关函数。

$$\hat{\boldsymbol{R}}_{\theta,t}(\tau)=\left[\begin{array}{ccc}\dfrac{R_{\theta,t}(\tau)}{R_{\theta,t}(0)} & \cdots & 0\end{array}\right] \tag{4}$$

而$\hat{\boldsymbol{R}}_{\theta,s}$为常数矩阵，由空间自相关函数$R_{\theta,s}(r)$推导出。

$$\hat{\boldsymbol{R}}_{\theta,s}=\left[\begin{array}{cccc}R_{\theta,s}(r_{0,0}) & R_{\theta,s}(r_{0,1}) & \cdots & R_{\theta,s}(r_{0,N-1})\\ R_{\theta,s}(r_{1,0}) & R_{\theta,s}(r_{1,1}) & \cdots & R_{\theta,s}(r_{1,N-1})\\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots\\ R_{\theta,s}(r_{N-1,0}) & R_{\theta,s}(r_{N-1,1}) & \cdots & R_{\theta,s}(r_{N-1,N-1})\end{array}\right] \tag{5}$$

其中：矩阵中$r_{i,j}$表示第i和第j个天线间的距离；由$r_{i,j}=r_{j,i}$，$r_{i,j}=0$，可得$\hat{R}_{\theta,s}$为Hermitian对称的Toeplitz矩阵。

对时间自相关函数进行归一化可以保持空间自相关函数的一致性，也可以对空间自相关矩阵$\hat{R}_{\theta,s}$进行归一化以保持时间相关函数的一致性，一般条件下$R_{\theta,s}(0)=R_{\theta,t}(0)$，两种归一化方法可以得到相同的$R_{\hat{\theta}}(\tau)$表达式。

设大气相位的离散采样为$\hat{\boldsymbol{\theta}}(nT_s)$，其空时自相关函数为$R_{\hat{\theta}}(k)=E\left[\hat{\boldsymbol{\theta}}(n)\hat{\boldsymbol{\theta}}^*(n-k)\right]$，进一步表示为

$$R_{\hat{\theta}}(k)=\hat{\boldsymbol{R}}_{\theta,t}(kT_s)\hat{\boldsymbol{R}}_{\theta,s} \tag{6}$$

对$R_{\hat{\theta}}(k)$进行傅立叶变换，得到频谱为

$$S_{\hat{\theta}}(\mathrm{e}^{j\omega})=\sum_{k=-\infty}^{\infty}R_{\hat{\theta}}(k)\mathrm{e}^{-j\omega k}=\underbrace{\left[\frac{1}{T_s}\sum_{l=-\infty}^{\infty}\hat{S}_{\theta,t}\left(j\left(\frac{\omega-2\pi l}{T_s}\right)\right)\right]}_{P(\mathrm{e}^{j\omega})}\hat{R}_{\theta,s} \tag{7}$$

其中：$\hat{S}_{\theta,t}(j\omega)$为$\hat{R}_{\theta,t}(\tau)$的连续时间傅立叶变换，$\hat{S}_{\theta,t}(j\omega)=\int_{-\infty}^{\infty}\hat{R}_{\theta,t}(\tau)\mathrm{e}^{-j\omega\tau}\mathrm{d}\tau$。$P(e^{j\omega})$为$\hat{S}_{\theta,t}(j\omega)$的折叠谱，采样时间$\tau=kT_s$。由自相关函数性质有$\hat{S}_{\theta,t}(j\omega)\geqslant 0$，由式（5）有$P(\mathrm{e}^{j\omega})\geqslant 0$，其可以分解为$P(\mathrm{e}^{j\omega})=\left|Q(\mathrm{e}^{j\omega})\right|^2$，$Q(\mathrm{e}^{j\omega})$为$P(\mathrm{e}^{j\omega})$的谱分解因子。$\hat{\boldsymbol{R}}_{\theta,s}$为正定矩阵，可以分解为$\hat{\boldsymbol{R}}_{\theta,s}=\boldsymbol{TT}^*$。通过以上分析，$S_{\hat{\theta}}(\mathrm{e}^{j\omega})$可以表示为

$$\begin{aligned}S_{\hat{\theta}}(\mathrm{e}^{j\omega})&=\left|Q(\mathrm{e}^{j\omega})\right|^2\boldsymbol{TT}^*\\&=Q(\mathrm{e}^{j\omega})\boldsymbol{TT}^*Q^*(\mathrm{e}^{j\omega})\\&=\left(\boldsymbol{T}Q(\mathrm{e}^{j\omega})\right)\left(\boldsymbol{T}Q(\mathrm{e}^{j\omega})\right)^*\end{aligned} \tag{8}$$

通过以上分析得到了平稳随机过程$\hat{\boldsymbol{\theta}}(t)$的功率谱密度$S_{\hat{\theta}}(e^{j\omega})$。为了得到$\hat{\theta}(t)$的离散时间采样模型，利用$N$个互不相关的白噪声序列通过线性系统$\boldsymbol{T}Q(\mathrm{e}^{j\omega})$来实现随机相位信号$\hat{\boldsymbol{\theta}}(n)$的输出，如图 2所示。记白噪声为$\boldsymbol{U}[n]=[u_0(n),\ u_1(n),\cdots u_{N-1}(n)]$，其中$\mu_U=0$，自相关函数矩阵特性$\boldsymbol{S}_U(z)=\mathbf{E}$。

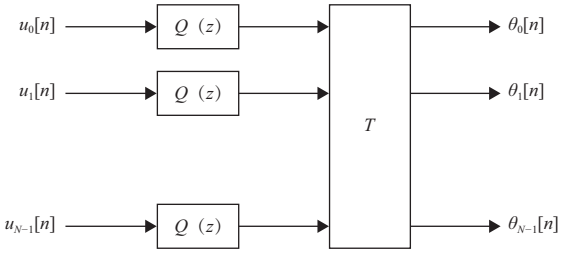

图 2　大气相位扰动随机过程的实现模型

Fig. 2　Model for stochastic process of atmospheric phase disturbance

利用M阶AR模型对$Q(z)$进行建模。$Q(z)$为$P(\mathrm{e}^{j\omega})$的谱分解因子，可以表示为

$$Q(z)=1/A(z)\,,\ A(z)=1+\sum_{k=1}^{M}a_kz^{-k} \tag{9}$$

为保证$Q(z)$是一个稳定系统，设$A(z)$的零点都位于单位圆内，$A(z)$的系数可由Levinson递归算法得到。

3　大气湍流相位延迟扰动仿真

对大气湍流引起的相位延迟扰动过程进行了一次实现，仿真条件为：天线阵设为等距离直线阵，阵元数目$N=10$，阵元间距$d=50$ m，接收信号频率$f=32$ GHz（Ka频段），信号方向$\xi=0$。湍流高度$h=2$ km，风速$V_w=10$ m/s，边缘范围$L=6$ km，$T_s=0.1$ ms，大气相位离散时间采样频率$f_s=100$ Hz。根据大气湍流强弱，控制大气相位的空间自相关函数[13]，图 3仿真产生了一次大气相位扰动实现。图 3（a）描述了在晴朗夜晚条件下，阵元相位差的变化曲线；图 3（b）为强对流或低观测仰角条件下，阵元相位差的变化曲线。由图 3中可看出，大气湍流引起的天线组阵相位漂移具有高度的相关性，如果出现强湍流天气如雨和云，会使大气相位扰动产生快速变化。

图 4描述了在晴朗夜晚和雷暴天气条件下，VLA干涉基线1～3中两个天线的相位差变化曲线[14]。从图 4可以看出，VLA工作频率为8.4 GHz时，在雷雨条件下5 min内天线间的相对相位产生了超过120°的漂移。相位漂移量与天线工作频率正比例相关，天线工作在X波段的相位漂移统计数据，天线工作于Ka频段时相位漂移量将相应增加4倍左右，通过对比图 3仿真相位漂移和图 4实际相位漂移可知，仿真模型比较接近实际情况，相位变化为秒量级，在下行信号合成过程中，大气相位扰动的随机缓慢变化可以被跟踪并实时校正。

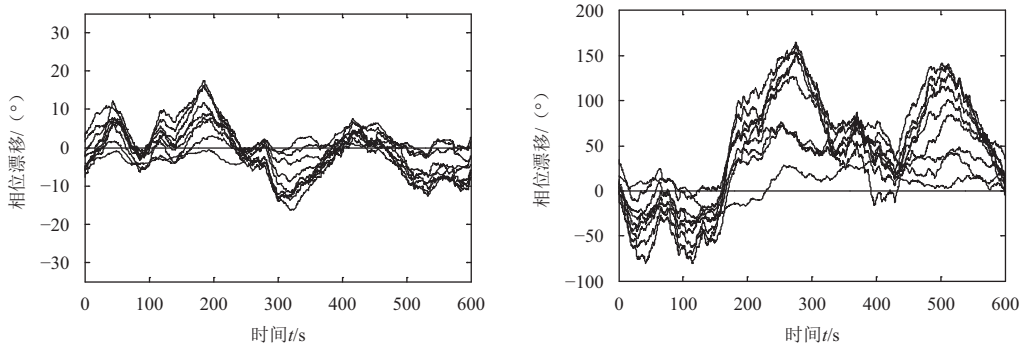

图 3　天线阵元的离散时间大气相位实现（等距离直线阵）

Fig. 3　Simulation results of discrete time atmospheric phase disturbance（equidistant linear array）

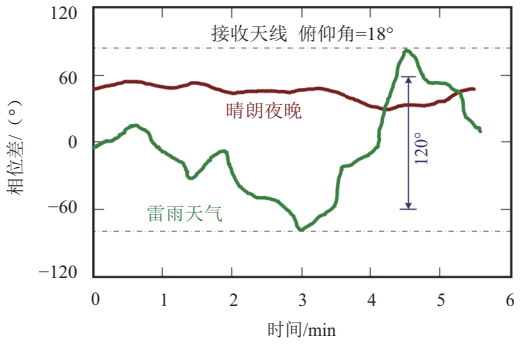

图 4　不同气象条件下VLA接收信号相位的变化曲线（8.4 GHz）

Fig. 4　Receiving signal phase curve of VLA under different weather condition（8.4 GHz）

图 5仿真分析了在100 min内，与参考天线分别相距50 m、100 m、200 m、500 m、1 000 m和1 450 m的6个天线的相位扰动变化曲线，以及与参考天线相比相位扰动的差值。天线接收信号由大气湍流引起的相位漂移具有高度的相关性，但天线间距越远，相位扰动的差越大，其相关度越差，但当天线距离超过湍流尺度后，天线间相位扰动将根据气象条件随机变化。通过计算天线间大气相位扰动差的方差，可知其符合大气相位扰动的空间自相关模型。同时仿真结果表明，与信号的带宽相比，扰动相位的变化频率很低，在合成处理的积分时间内这个变化可以通过自适应阵列信号处理进行补偿。

以上仿真假设天线阵为直线阵，天线指向天顶（天线俯仰角$\varepsilon = 90°$或$\xi=0$），并且工作于弱湍流条件下。实际观测时，相位扰动与天线俯仰角的关系近似为$1/\cos\xi$，所以随着俯仰角的降低，天线间的大气相位差将快速增加。如果天线观测处于多雨时段，则强湍流天气如雨和云的频繁出现，也会使大气相位扰动产生快速变化。实际天线阵布局为平面阵，则风向以及风速将对不同基线方向天线的相位扰动产生不同影响。文献[15]给出了VLA天线阵两个不同基线方向相位扰动的实测数据，其对应空间相位结构函数最小值为冬季的夜晚约1.23 ps，最大值为夏季的白天达6.98 ps，对比VLA实测数据最小扰动和最大扰动产生的相位抖

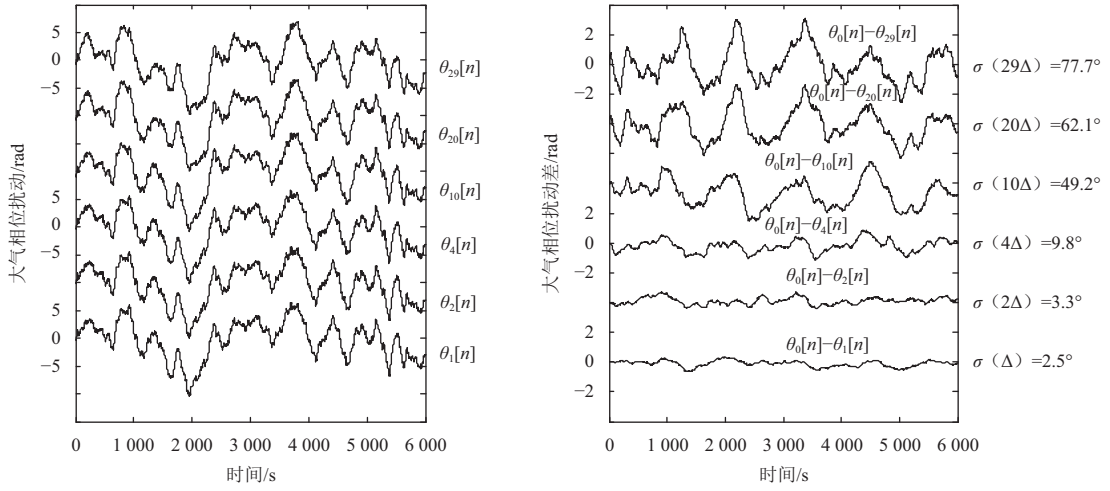

图 5　不同天线间的相位扰动差

Fig. 5　Phase turbulence difference between antennas array elements

动方差等统计特性，可以验证所建立的离散时间采样模型准确模拟了给定大气扰动条件下天线阵元间的相位漂移过程。有了大气相位扰动的模拟仿真数值，就可以对湍流条件下组阵信号的合成性能进行分析，为系统参数设计提供支持。

4　结束语

本文研究了大气相位扰动的测量方法与统计分析，建立了天线组阵相位漂移抖动离散时间采样模型，通过对天线阵接收信号的相位抖动数值模拟，讨论了大气湍流引起的相位抖动及其对组阵合成的影响。对于大气湍流引起的相位漂移抖动可以通过以下方式消除：距离较远的天线阵元，可以利用WVR计来精确补偿不同天线位置的大气延迟相位差；遇到强对流天气时，在接收机信号处理环节减小环路处理带宽，引入自适应和实时的相位补偿措施；借鉴VLA的观测数据，构建天线阵所在不同季节和气象条件的统计数据，推导出不同阵元间的空间相位结构函数辅助接收机相位测量调整。

另外，对于天线组阵系统的建设有如下建议：当天线阵布局直径小于1 km，并且工作于S和X波段时，可以忽略大气对信号相位的影响。但当天线工作于Ka频段时，不论上行链路组阵还是下行链路组阵，如何精确和实时地补偿大气引起的相位漂移抖动，这是天线组阵系统实现的难点。建立了大气相位扰动的离散时间采样模型，利用AR模型对天线阵接收信号的相位抖动进行了数值模拟，通过与VLA实测数据进行比对证明了模型的有效性，可以用于天线组阵系统建设评估中。

参　考　文　献

[1] BAR-SEVER Y E，JACOBS C S，KEIHM S，et al. Atmospheric media calibration for the deep space network[J]. Proceedings of the IEEE，2007，95(11)：2080-2090.

[2] JONES D L. Weak-signal phase calibration strategies for large DSN arrays[C]//Aerospace Conference. Big Sky，MT，USA：IEEE，2005.

[3] HO C，WHEELON A. Amplitude scintillation due to atmospheric turbulence for the deep space network Ka-band downlink，IPN Progress Report 42-158E2[R]. Trustee，Pasadena，California：California Institute of Technology，2004.

[4] BAGRI D S. The effect of atmospheric phase fluctuations on uplink arraying，IPN Progress Report 42-157K [R]. USA：JPL，2004.

[5] THOMPSON A R，MORAN J M，SWENSON G W. Interferometry and synthesis in radio astronomy[M]. Second Edition. USA：John Wiley & Sons，2001.

[6] BRAUN J，ROCKEN C，WARE R. Validation of line-of-sight water vapor measurements with GPS[J]. Radio Science，2001，36(3)：459-472.

[7] KEIHM S J，BAR-SEVER Y，LILJEGREN J C. WVR-GPS comparison measurements and calibration of the 20–32 GHz tropospheric water vapor absorption model[J]. IEEE Transactions on Geoscience & Remote Sensing，2002，40(6)：1199-1210.

[8] CARILLI C L. Application of Fast Switching Phase Calibration at mm Wavelengths on 33 km Baselines，MMA Memorandum 173，National Radio Astronomy Observatory[R]. Socorro，NM：National Radio Astronomy Observatory，1997，1-18.

[9] KASUGA T，ISHIGURO M，KAWABE R. Interferometric measurement of tropospheric phase fluctuations at 22 GHz on antinna spacings of 27 to 540 m[J]. IEEE Transactions on Antennas & Propagation，1986，34(6)：797-803.

[10] LIU Q，NISHIO M，YAMAMURA K，etc. Statistical characteristics of atmospheric phase fluctuations observed by a VLBI system using a beacon wave from a geostationary satellite[J]. IEEE Transactions on Antennas & Propagation，2005，53(4)：1519-1527.

[11] TREUHAFT R N，LANYI G E. The effect of the dynamic wet troposphere on radio interferometric measurements[J]. Radio Science，1987，22(5)：251-253.

[12] TKACENKO A. Modeling the atmospheric phase effects of a digital antenna array communications system，IPN Progress Report 42-164F[R]. Trustee，Pasadena，California：California Institute of Technology，2006.

[13] 史学书，王元钦. 深空大规模天线阵布局优化方法研究[J]. 宇航学报，2010，31(2)：478-484.
SHI X S，WANG Y Q. Research of optimizing algorithm for deep space large arrays geometric configuration[J]. Journal of Astronautics，2010，31(2)：478-484.

[14] TRUEHAFT R N，LANYI G E. The effect of the dynamic wet troposphere on radio interferometric measurements[J]. Radio Science，1987，22(2)：251-265.

[15] BUTLER B，DESAI K. Phase fluctuations at the VLA derived from one year of site testing interferometer data，VLA Test Memo 222[R]. USA：National Radio Astronomy Observatory，1999.

作者简介：

史学书(1980–)，男，博士，讲师，主要研究方向：深空通信、航天器测控、高速信号处理。

通信地址：北京怀柔3380信箱72号(101416)

电话：(010)66364219

E-mail：ALTEL@126.com

Analysis of the Effect of Atmosphere Turbulence on Antenna Arraying Phase Fluctuations

SHI Xueshu，JIAO Yiwen，MA Hong

（Aerospace Engineering University，Beijing 101416，China）

Abstract：Large scale antenna arraying system is superior than a single large antenna in deep space TT&C network. Building a Ka band antenna array system is a cost-effective and sustainable technical scheme for interplanetary TT&C and astronomical observation. However，due to the rapid fluctuation of the phase drift between antennas，the synthetic signal to noise ratio （SNR） will be deteriorated rapidly when the antenna array working at Ka band. The phase drift also brings challenges for deep space uplink signals phase monitoring and closed-loop control，so it is necessary to measure and numerically simulate the atmospheric phase disturbance between the antennas. Based on the relevant interferometry data，the atmospheric phase disturbance measurement method and statistical analysis method of the antenna array are analyzed，and then the antenna array phase drift jitter model is established by using the microwave atmospheric turbulence model. Several phase delay disturbance processes caused by atmospheric turbulence are simulated based on the model. Using the above model，the applicability of the antenna array signal synthesis processing can be tested and evaluated.

Key words：deep space TT&C；antenna arraying；atmosphere turbulence；atmospheric phase fluctuations

High lights：

- The atmospheric phase disturbance measurement methods are analyzed，and the discrete time phase drift jitter model is established for the antenna array.
- The atmospheric phase drift curves of linear array elements are simulated under different meteorological conditions.
- The phase drift jitter curves of 6 antennas apart from the reference antenna by 50，100，200，500，1 000 and 1 450 meters respectively，and within 100 minutes are simulated and analyzed. By comparing the simulated data with the measured ones，the efficiency of model is proved，and the model can be used in the evaluation of antenna array system construction.

[责任编辑：宋宏，英文审校：朱恬]