

抛物面天线微波全息测量及结果分析

王锦清^{1,2}, 虞林峰¹, 范庆元¹, 梁世光¹, 余宏¹, 李斌¹,
赵融冰¹, 安涛¹, 苟伟¹, 夏博¹

(1. 中国科学院上海天文台, 上海 200030; 2. 东南大学毫米波重点实验室, 南京 210096)

摘要: 就上海佘山 25 m 抛物面天线上进行的相位相关法微波全息测量及其测量结果做了一定阐述。文章首先简要提到了微波全息测量技术在国内外的的发展情况以及理论依据, 其次介绍了我们所建立的测量系统的组成, 重点讨论了基于窄带信号测量工作的有效性和准确性, 采用“自校准”的数据处理手段, 对测量误差做了估计和实际测试。当前我们已经取得了 0.14 mm 的测量精度(极限误差为 0.2 mm), 并分析了影响测量精度的各项因素。

关键词: 抛物面天线; 全息测量; 天线面精度; 测量精度

中图分类号: P111.44, P235.1

1 引言

用微波全息法测量大型抛物面天线始自 20 世纪七八十年代, 在天线度量学领域占据着极为重要的地位。射电天文和深空技术的发展需要高精度天线面型, 而大型厘米波、毫米波天线的建立, 使微波全息测量技术得到了发展, 并走向成熟。

微波全息测量有 2 种类型, 即相位恢复法 (phase retrieving) 和相位相关法 (phase correlation)。两者的基本原理相同, 区别是前者不需要参考信号, 在测得远场幅度特性的情况下, 通过天线的辐射模型可以导出相位特性, 这在早期的全息测量中使用较多, 关于相位恢复法的详细情况可以参考文献 [1-4]; 而相位相关法需要一面参考天线跟踪信号源的变化, 用互相关的处理手段获取相位信息, 实践证明它比前者更有效, 目前最好的测量精度是 2006 年在 ALMA 12 m 口径毫米波天线上实现的, 为 20~25 μm ^[5]。我们所建立的就是基于相位相关法的测量系统, 下文的论述也是围绕这一主题展开的。

关于微波全息测量的最早文献可以追溯到 1966 年^[6], 当时只是提出了一个基本的想法, 并没有详细的实现方法, 在 1976 年出现了比较详细的方法描述, 并且在 1977 年 Scott 和 Ryle 对剑桥的 5 km 射电天文干涉阵的 4 面天线进行了首次全息测量, 此后美国的 JPL 极大地推动了这一技术的发展^[7]。而就国内而言, 近十年曾有基于相位恢复法实现全息测量方面的研究工作, 并且也获得了一些学术成果^[8-9], 但就实际投入使用而言, 距离尚远。上海天文台佘山 VLBI 观测基地自 2005 年以来, 一直研究着这一课题^[10], 通过近 5 年的学习和研究, 在佘山 25 m 射电望远镜(抛物面天线)上进行反复测试, 证明我们已经具备了独立准确测量的能力和设备。这一技术将运用到即将建成的上海 65 m 主动面射电望远镜上, 同时将

收稿日期: 2010-12-27; 修回日期: 2011-02-01

资助项目: 上海市空间导航与定位技术重点实验室(06DZ22101); 东南大学毫米波重点实验室开放课题(K201105)

为国内其他大型抛物面天线的全息测量提供技术服务。

2 全息测量的基本原理

2.1 成熟的电磁理论支撑

全息测量的理论基础是抛物面天线的口径场和远场存在二维傅里叶变换关系^[11-12]。对于面形天线的远场辐射 (\mathbf{T}) 和口径面天线上的表面电流 (\mathbf{J}) 存在如下严格的数学关系^[1]:

$$\mathbf{T}(u, v) = \iint_s \mathbf{J}(x', y') e^{jkz'} e^{jkz'(1-\cos\theta)} e^{j(ux'+vy')} dx' dy' , \quad (1)$$

这里 $z(x', y')$ 是天线表面 s , (u, v) 是空间方向余弦, θ 是天线指向角度。在小角度时 $\theta \approx 0$, 式 (1) 就可以简化为如下形式的严格二维傅里叶变换:

$$\mathbf{T}(u, v) = \iint_s \mathbf{J}(x', y') e^{jkz'} e^{j(ux'+vy')} dx' dy' . \quad (2)$$

为了推导出上述变换如何与抛物面天线的表面误差联系到一起, 我们必须提到一个几何事实, 即理想抛物面天线的口径面是等相位面^[10], 同时我们假设相位误差完全是由于天线表面的粗糙和形变引起的。

这里直接给出远场辐射 $\mathbf{T}(u, v)$ 和微小表面形变 ε 的数学关系^[3]:

$$\varepsilon(x, y) = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{1 + \frac{x^2 + y^2}{4F^2}} \text{Phase}\{e^{j2kF} F^{-1}[\mathbf{T}(u, v)]\} , \quad (3)$$

这里 $F^{-1}[\dots]$ 指二维逆傅里叶变换。式 (3) 就是全息测量的数学模型, 可见解决问题的关键是获取相位差, 而相位差可以采用相位恢复法或者相位相关法获取。

2.2 全息测量的远场条件

在进行全息测量时, 天线处于信号的远场衍射区 (即必须有远场信号作为投射信号源), 通常情况下要求 $R \geq 2D^2/\lambda$, 此处 R 为天线与信号间距离, D 为天线口径, λ 为信号波长。因此, 要选取信噪比较高的射电源或人造卫星^[14] 作为远场信号。

在早期的全息测量中, 常使用强射电源, 为了提高信噪比, 通常希望观测带宽越宽越好, 同时要长时间积分, 这对数据的接收和处理提出了一定的挑战。近几年的测量普遍采用地球同步卫星发出的信标信号或宽带信号, 相对射电源而言, 这至少有以下 2 个好处: 首先是卫星信号信噪比往往比射电源强得多, 只要短时积分就可以获得很好的信噪比; 其次天线控制比较简单, 参考天线只要指向同步卫星就可以了, 如果是射电源, 就要控制参考天线跟踪射电源。

3 上海 25 m 抛物面天线全息测量

3.1 系统组成

佘山 25 m 射电望远镜全息测量中主要采用鑫诺 1 号 12.26 GHz 信标作为信号源, 用到

的设备有：测试天线 (25 m)、参考天线 (1.8 m)、2 部卫星接收机、2 通道相关机。各部分在测量过程中的连接见图 1。

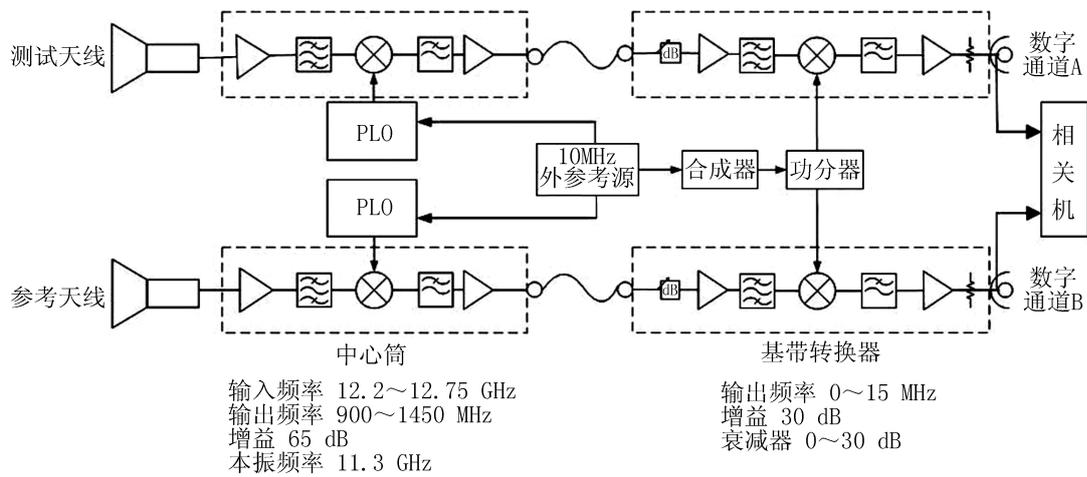


图 1 系统框图

由图 1 可以看出，参考天线和主天线 (测试天线) 的接收信号经过 2 次混频后得到 0~15 MHz 的中频信号，并且同时进入相关机，实时处理数据，最终以 1 s 间隔扇出数据。相关机主要实现图 2 中的功能。

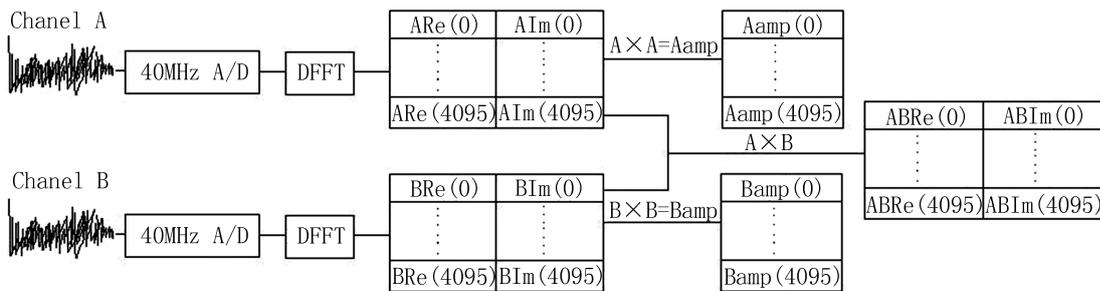


图 2 相关机原理图

图 2 中 2 个通道的中频信号分别经过 40 MHz 抽样量化，然后进行 4096 个点的离散快速傅里叶变换 (DFFT)，再交叉相乘，得到自相关和互相关的实部和虚部 (Re,Im)，由此获得信号的幅度和相位分别为：

$$amp = \sqrt{Re^2 + Im^2} ,$$

$$Phase = \arctan\left(\frac{Im}{Re}\right) .$$

由于相关机实时处理输出的数据量很大 (包括测试天线的自相关相位和幅度，参考天线的自相关相位和幅度，测试天线和参考天线的互相关相位和幅度)，整个相关机的设计 [16] 在一块带有 FPGA 的 PCI 卡 [15] 上实现。

在测量过程中，主天线围绕信号源的方向以不同的角度对信号源进行网格扫描^[10]，如图 3 所示 $N \times N$ 点的网格（扫描网格的多少与测量精度有关，将在 3.2.4 节论及），而参考天线始终对着信号源。随着扫描角度的变化，测试天线与固定的参考天线就会产生相位差，收集各位置点上的相位和幅度信息（即获得天线的远场“全息图”），然后就可以通过式 (3) 推出天线表面形变。

实际的测量系统中在数据处理上要大量的工作，可以概括为如图 4 所示流程。相关后数据信息由相关机送出，包含了双通道带内信号的幅度、相位、时间等信息，而主天线指向数据包含了天线的位置、时间、状态等信息，这 2 个文件通过时间信息可以联系起来，更具体的内容可以参考文献 [10]，网格数据校准将在 3.2.3 节讲到。

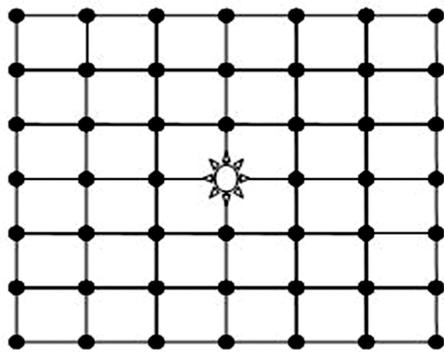


图 3 $N \times N$ 点的网格

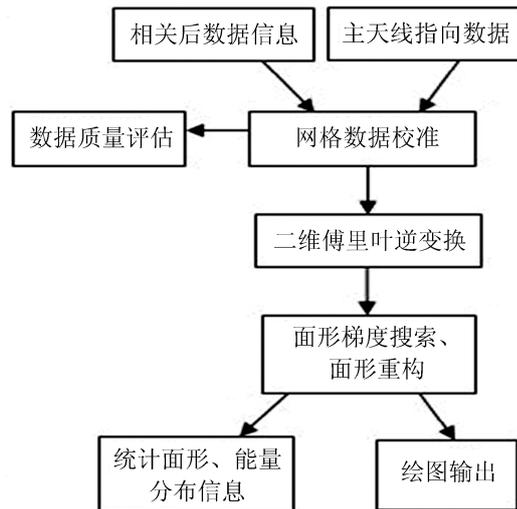


图 4 数据处理流程

3.2 实际测量及误差评估

实际测量用窄带卫星信标信号作为信号源得到测量结果（面形精度在 0.5~0.6 mm，测量精度约为 0.1 mm）。由于当前对全息法的测量误差尚没有统一的评定法则，一般比较客观的实测手段是使用其他方法（比如摄影测量法或经纬仪/全站仪测量法）测量同样状态下的天线面精度，然后把测量结果与全息测量的结果进行比对。出于多种原因（经费、工期和设备等），我们没有进行其他方法的测定，因此 3.2.4 节中的误差评估尚有需进一步验证的地方，但是通过多次测量我们还是获得了测量的随机误差（约为 0.1 mm）。对于系统误差，我们运用信噪比做了定量的分析，也约为 0.1 mm，因此综合这 2 项误差，我们认为测量误差在 0.14 mm 左右，极限误差为 0.2 mm。

3.2.1 窄带测量

通过比较在主天线面上贴铝板与不贴铝板，验证全息测量的准确性（由于 25 m 抛物面天线面调整需要特殊工具，我们暂且采用了这种简便的方式）。具体如下：先贴上铝板测量；再取下所贴铝板后测量。通过比较，2 次测试的一致性还是很好的（见 3.2.2 节）。

在 25 m 天线面的西南区域贴了 2 块厚度为 2 mm 的铝板，其大小占单块天线铝板的约

1/2 到 1/3, 如图 5 所示 (支撑所在位置是正南方向)。通过收集相关数据以及数据处理, 我们得出如图 6 的铝板情况 (标尺单位为 $-5 \sim 5$ mm) 和如图 8 的铝板调整量 (负的地方表示位置太高了, 要往下调节), 其中用黑笔圈出的区域就是贴铝板的地方 (与图 5 对照后很容易找到)。这次实验的整体精度评估为 0.68 mm。

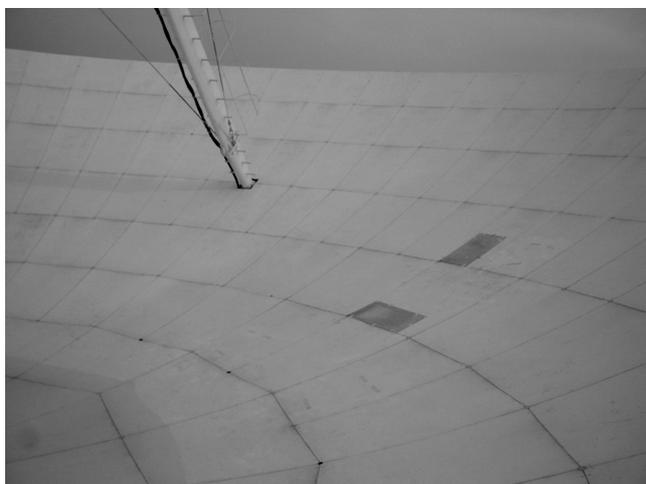


图 5 贴上铝板

把贴的 2 块铝板取掉, 再次测量, 得到如下精度结果。从图 7 可以看出原贴铝板的地方已没有明显的突起, 而整体的精度为 0.60 mm。从铝板调整量 (图 9) 可以看到, 原来贴铝板的地方有了明显改善。

对比图 6 和图 7, 以及图 8 和图 9, 基本可以证明这一方法可以有效测量天线面的形变。

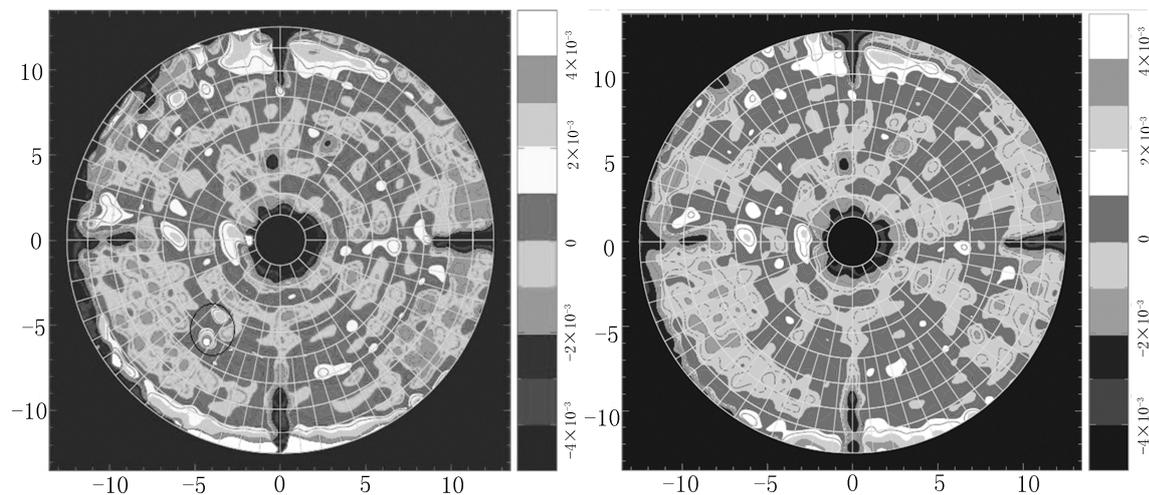


图 6 贴上铝板后的测量结果

图 7 取下铝板后的测量结果

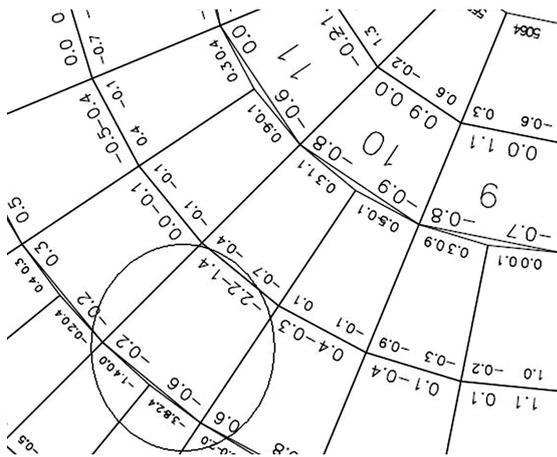


图 8 贴上铝板后的调整量 (单位: mm)

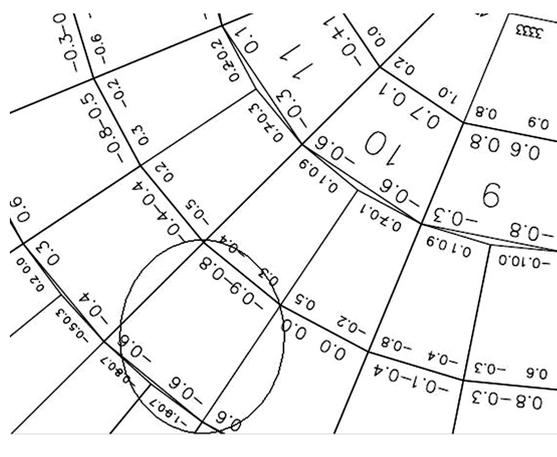


图 9 取下铝板后的调整量 (单位: mm)

3.2.2 差后比较

为了研究 2 次实验的一致性, 我们把 2 次口径面数据作了差后统计, 得到如图 10 所示结果 (注意现在标尺为 $-2 \sim 2$ mm)。可以看到整体的一致性还是很好的, 但其中有一些点, 尤其是边缘处的, 不一致性较大, 这是由于边缘信号照射不足造成的; 同时东西方向的边缘差异较大, 这是由于副面的安装有偏移造成的。从图 10 中我们可以很明显地看到贴铝板的位置有明显不一致性。这样的结果充分说明了测量的有效性。

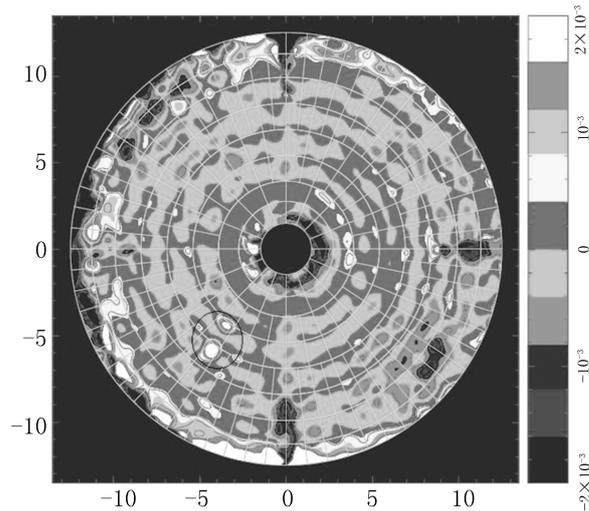


图 10 差后分布

3.2.3 误差估计及测试

为了获得上述测量的误差, 先从原始数据开始估。

在测量过程中, 主天线围绕卫星做“蝶形扫描”^[10], 图 11 由上向下分别是在整个扫描过

程中, 随时间抽取的卫星信号的互相关相位、主天线幅度以及参考天线的幅度。从中可以看出卫星信号幅度有 1~1.5 dB 左右的长时变化。

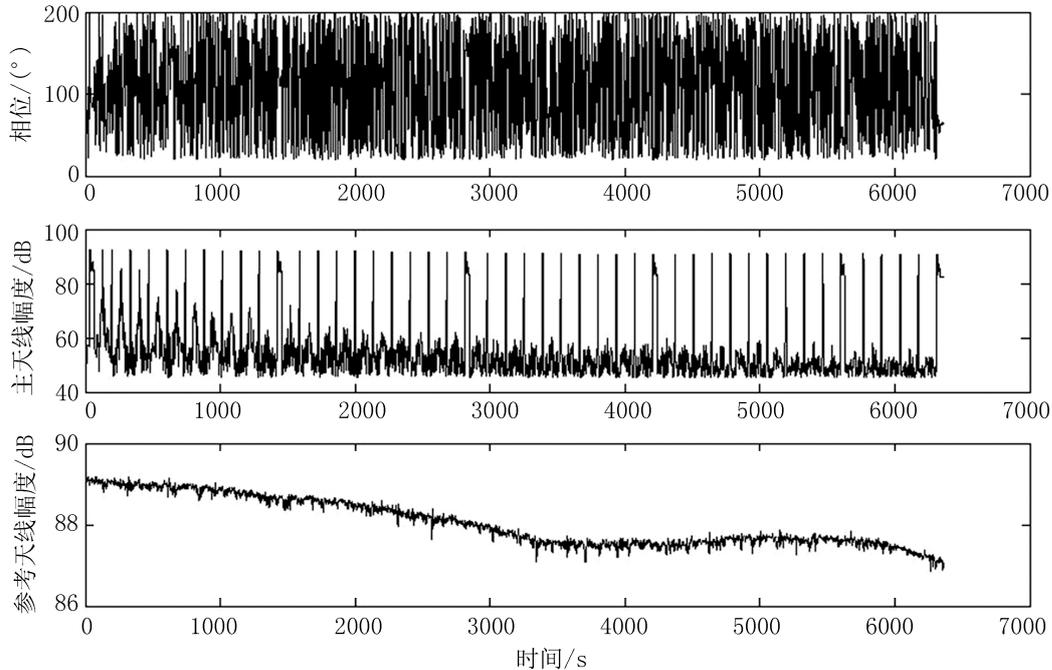


图 11 测量时的信号数据

图 12 是图 11 的前 500 s 时间展开, 开始时主天线做了一个“5 点扫描”^[10], 用于确定主天线的指向精度; 此后主天线在俯仰方向上作扫描, 形成了方向图 (包括幅度和相位的全部信息图); 这里有 3 个幅度方向图, 第 1 个比其余 2 个大, 这与“蝶形扫描”幅度^[10]直接相关。当完成一次扫描后主天线对准信号源, 就形成了一个校准信号, 在这个校准时间内 (5 s), 对应的相位校准应当不变 (见图 12 中“主天线对准信号源”), 因为此时信号到 2 面天线的光程差为常数。此后方位偏开一定角度, 继续作俯仰扫描。

我们所关心的测量数据就是俯仰扫描时获得的相位, 然而这种未校准的相位信息受到接收系统、信号源以及大气等因素的影响。为了消除这些影响, 可以采用“自校准”的做法, 对连续 2 次主天线对准信号源时的相位做线性内插, 然后去“修正”俯仰扫描时获得的相位, 把系统误差减掉。这就是图 4 中“网格数据校准”所做的事。

因此连续 2 次校准期间 (也就是 1 次扫描时间内, 约 2 min), 相位的变化越小, 则测量误差就越小。这样, 评估连续 2 次校准时相位的波动范围就可以估计测量的最大误差, 因为在相位连续缓变的情况下, 经过内插处理后, 用于扫描时的校准相位误差不会比 2 端 (指相邻的 2 次主天线对准信号源时的校准相位) 的落差大。

因此我们把整个测试过程 (总时间跨度为 2 h) 中 46 个校准相位抽出来, 如图 13 所示 (每个点表示 5 s 校准相位的平均)。整个测试过程中校准时的相位基本上是单方向缓慢递增的, 从开始到结束相位变化的范围为 -90° 到 60° , 而不是一个理想的常值 (这有可能是由于 2 个接收系统所处的环境温度变化较大造成的), 这是对扫描数据做校准处理的主要原因。

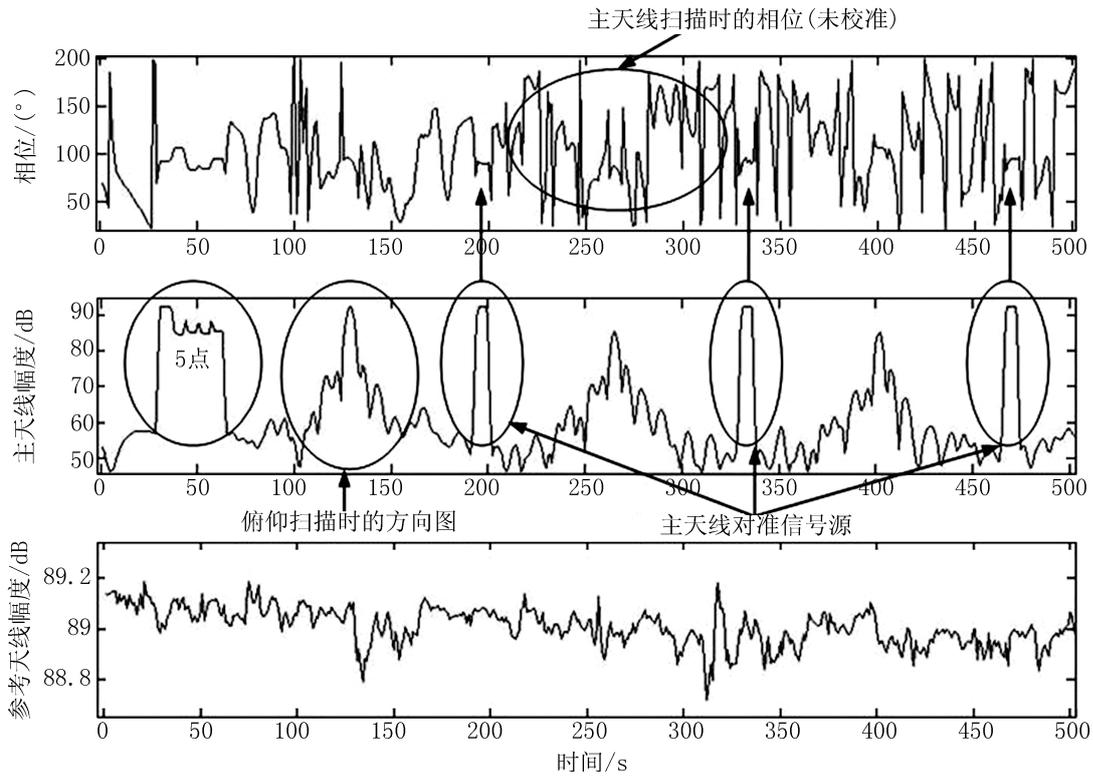


图 12 初始 500 s 数据

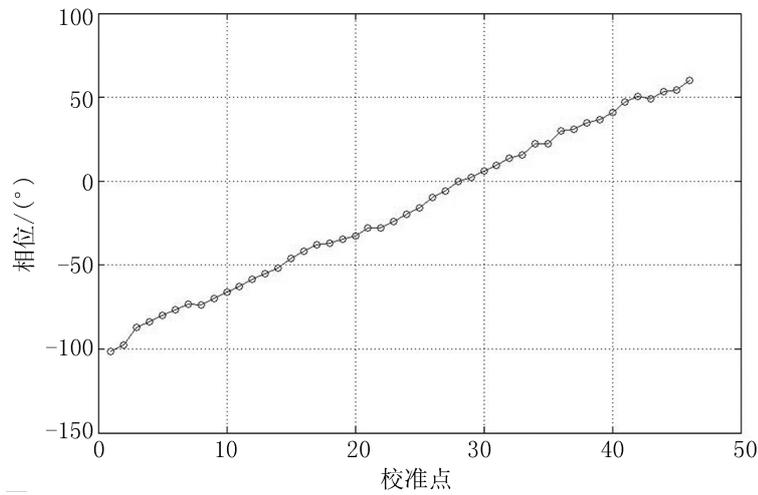


图 13 46 个校准相位

由图 13 可知, 连续 2 次校准的相位波动平均为 3.3° ($\frac{90^\circ+60^\circ}{45} \approx 3.3^\circ$), 由此可以估计, 在 12.26 GHz (波长为 25 mm) 上, 这个测量误差不会大于 0.23 mm ($25 \times \frac{3.3}{360} \approx 0.23$ mm)。

以上是根据原始数据的误差估计, 下面的测试表明, 实际的测量误差要好于 0.23 mm。

我们在同一状态下 (包括硬件设置、天气情况等) 反复测量, 比较结果的一致性, 同时做差后处理。我们连续测量了 3 次, 测试的数据分别为 A, B, C , 然后两两组合做差处理得到 3 个标准差 ($\sigma_{A-B}, \sigma_{A-C}, \sigma_{B-C}$), 就可以得出有效的实际测量的随机误差:

$$rms = \frac{\sigma_{A-B} + \sigma_{A-C} + \sigma_{B-C}}{3\sqrt{2}} = \frac{0.14 + 0.14 + 0.17}{3\sqrt{2}} = 0.106 \text{ mm} .$$

而对于系统误差, 3.2.4 节将通过定性分析得出。

3.2.4 误差定性分析

整个天线面的全息图像随着反射面照射的幅度变化^[7] (即整个抛物面上的测量精度本身就是不一样的), 反射面中心位置的精度较好, 边缘处的逐渐变差, 因为越靠边缘直接投射的信号越少。对于均匀照射的天线, 精度保持相对较好, 只是在边缘处迅速变差^[17]。

上面的测试给了我们的测量结果一个实际的综合数值。全息测量的误差来源是多方面的, 主要有卫星信号源误差、接收机与基带转换器电性能误差、主天线指向误差、副面和馈源安装偏差以及空气中水份等环境因素。

i. 信噪比造成的误差

在进行全息测量时, 来自信号的噪声通过二维傅里叶变换, 将在天线口径面上重新分布, 通过式 (4), 可以从理论上计算这一误差^[7]。

$$\varepsilon_a = \frac{N\lambda}{2\pi SNR(O)} , \quad (4)$$

其中, N 为天线网格扫描的点数的平方根, λ 为信号波长, $SNR(O)$ 为主天线和参考天线同时指向信号时的互相关输出信噪比。

对于式 (4) 中的 3 项变量, 我们将逐一讨论如下:

由式 (4) 可以看到, 增加信噪比可以有效减小测量误差, 即提高测量精度。提高信噪比可以通过以下手段进行: 增大主天线口径、降低接收机的噪声、加大基带转换器的动态范围 (避免主天线信号饱和)、采用宽带信号作为信号源等。

同时由式 (4) 还可以得出以下结论: 减小扫描的网格数 N 同样可以提高测量精度。但是事实上这要权衡利弊, 因为 N 的减小将使空间分辨率降低, 即天线面上测量的点数变少了, 通常情况下要考虑天线的直径和单块铝板的大小, 使两者的比略小于 N 。在天线口径较小 (10 m 左右) 的情况下, N 较小, 此时的测量精度较高些 (这也是为什么小口径的天线更容易得到精确的测量)。

对于式 (4) 中的波长 λ 也有多方面的考虑。从理论上讲 λ 越小, 测量精度就越高, 但事实上 λ 越小, 对系统的相位稳定性要求也更高, 信号受到的空间干扰更大, 即相位变动更大。我们通过监视同一卫星发出的 S 波段 (2.2 GHz 左右) 信标和 Ku 波段 (12.26 GHz 左右) 信标, 解算他们的相位, 在 10 min 内发现前者的相位变动是 3° 左右, 而后者为 18° 左右, 为前者的 6 倍左右。事实上对于一个厘米波天线, Ku 波段是合适的选择, 而对于毫米波天线则需要采用 K 波段 (22 GHz 左右) 或更高 Ka 波段 (32 GHz 左右) 的信号。

可见要综合考虑多种因素,才能确定以上参数。在本次测量中 SNR 约 36 dB (4000:1), λ 为 25 mm, 空间扫描网格总的大小为 51×51 , 即 $N = 51$, 由此计算的误差为 0.1 mm, 这构成了系统误差的主要部分。

ii. 主天线指向误差

主天线指向误差也将在一定程度上影响测量的精度。常规的指向模型已经无法满足全息测量的需要,为此我们向卫星地面站索要了精密轨道预报。

主天线指向误差引起的全息测量误差为:

$$\delta_{\text{point}} = \frac{D}{N \times N} \frac{1}{8} \sqrt{\frac{\pi}{2}} \delta_{\text{arc}} D, \quad (5)$$

其中, D 为抛物面口径, δ_{arc} 为指向误差, N 为天线空间扫描的点数的平方根。对于 $D = 25$ m, $N = 51$, 假如当前指向偏差为 $10''$, 式 (5) 的误差结果在 0.012 mm 左右。

iii. 副面精度和馈源张角过小引起的误差

由于副面在全息测量时作为整个天线面的一部分一起考虑,因此我们无法单独给出副面的面精度。但从上述 2 次测试的结果可以看出, 25 m 的外延照射严重不足,这完全是因为馈源张角过小,导致最外圈信号无法经副面反射进入接收机。

iv. 副面支撑遮挡引起的误差

因为副面支撑的遮挡,所以支撑下部分铝板的测量精度是不合理的,但是这部分数据也是在统计范围内的,因此假如能剔除这部分数据,理论上我们的统计精度应当略好于当前的统计结果。

v. 大气等环境因素

尤其是在夏季,白天和晚上的温差比较大,天线的面形由于温度变化具有不同的形变;同时空气中的水份含量较高,尤其是天线上空大片云层的移动将在 Ku 波段上对信号接收造成一定的影响,因此应当在晴朗和昼夜温差较小的时间段内进行全息测量^[13]。

综上所述,信噪比造成的误差构成了系统误差的主要部分,因此在评估测量误差时,我们把随机误差和系统误差综合为: $\sigma = \sqrt{0.1^2 + 0.1^2} = 0.14$ mm, 极限误差为 0.2 mm。

4 总结和展望

本文系统地阐述了全息测量的理论和系统构成,并对实际的测量结果进行了评估、分析。反复测量结果的一致性高,其系统测量误差与理论推导相符,充分说明了在上海 25 m 抛物面天线上进行全息测量的有效性和准确性。

未来的工作将集中在如何提高校准精度方面,本文主要采用了点频信号源“自校准”的方法,以后将注入校准信号,利用宽带信号源,同时对 2 套接收系统做温度控制,使相位变化控制在较小范围内。

我们将把这一技术运用到正在建设的上海 65 m 主动面射电望远镜上,作为调整面形的实际依据。同时我们希望这一有效的技术在国内相关大型天线上能得以推广。

致谢: 感谢鑫诺地面站的工作人员,是他们提供给我们精密卫星轨道文件,保证了天线的指向精度。

非常感谢澳大利亚天线度量学专家 Michael Kesteven 给予的帮助, 是他在 2005 年让我们对微波全息测量有了初步的认识, 并在此后无数的邮件往来中给予了我们十分细致的指导。我们将更加深入地研究这一技术, 真正提升国内天线度量学的实践和学术水平。

参考文献:

- [1] Morris D. IEEE Trans, 1985 [Gold, 220], AP-33: 749
- [2] Morris D, Baars J W M, Hein H *et al.* Astron. Astrophys, 1988, 203: 399
- [3] Morris D, Hein H, Steppe H *et al.* IEE Proc., 1988, Part H 135: 61
- [4] Nikolic B, Richer J, Hills R E. Proc. General Assembly of URSI, 2002
- [5] Baars J W M, Lucas R, Mangum J *et al.* IEEE A P, 2007, 49: 1
- [6] Baars J W M. Nature, 1966, 212: 494
- [7] Rochblatt D J, Seidel B L. TDA Progress Report, 1983: 42
- [8] 韩溥, 吕静, 吴文达, 等. 天文学报, 1994, 35(2): 209
- [9] 殷兴辉, 徐之材, 韩溥, 等. 电波科学学报, 2000, 15(2): 229
- [10] 王锦清, 余宏. 中国科学院上海天文台年刊, 2007, (28): 109
- [11] Rochblatt D J. TDA Progress Report, 1992: 42
- [12] Imbriale William A. 深空网大天线技术. 北京跟踪与通信技术研究所译. 北京: 清华大学出版社, 2006: 34
- [13] Rahmat-Samii Y. Radio Science, 1984, 19(5): 1205
- [14] Rochblatt D J. TDA Progress Report, 1988: 42
- [15] Nallatech.NT107-0272 - XtremeDSP Development Kit-IV Reference Guide - Issue 3.pdf,2007.
- [16] 王锦清, 范庆元, 李斌. 天文研究与技术, 2009, 6(4): 280
- [17] Rochblatt D J, Rahmat-Samii Y. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1991, 39(7): 933

Holography Measurement for Parabolic Antenna and the Results Analysis

WANG Jin-qing^{1,2}, YU Ling-fen¹, FAN Qing-yuan¹, LIANG Shi-guang¹,
YU Hong¹, LI Bing¹, ZHAO Rong-bing¹, AN Tao¹, GOU Wei¹, XIA Bo¹

(1. Shanghai Astronomical Observatory, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200030; 2. State Key Laboratory of Millimeter Wave, Southeast University, Nanjing 210096)

Abstract: The phase correlation based microwave holography measurement on Shanghai 25 m parabolic antenna is described in this paper. At first, the development of the microwave holography and the theory are mentioned. Then the measurement system that we built is introduced. The efficient and accurate measurement based on narrow band are addressed in detail. The measure accuracy is evaluated by “self calibration” and also tested actually. We have got the accuracy 0.14 mm at present(limit error is 0.2 mm). The aspects that effect the measurement accuracy are analyzed.

Key words: parabolic antennas; holography measurement; surface accuracy; measurement accuracy