

一种基于相位的相对延迟变化测量方法

王锦清 韦文仁

(中国科学院上海天文台, 上海 200030)

提 要

详细地介绍了 VLBI 系统的地面单元中电缆延迟变化的测量方法, 这种基于相位的测量方法, 为相关领域的高精度延迟测量提供了借鉴。概要介绍了地面单元中电缆测量、反射调制以及相位比较器的工作原理, 对各个环节作了数学上的推导分析。给出了一个电缆相对延迟值随温度变化的测试样本。

主题词: 地面单元 — 相位 — 测量 — 延迟变化 — 移相 — 调制 — 锁相环

分类号: P228.6, TM935.27

1 引 言

测地 VLBI 系统要求对设备的相位和延迟作精确的校正。VLBI 系统中的天线单元和地面单元就是为此目的而研制, 前者用于相位校正, 后者用于延迟校正。地面单元和天线单元框图如图 1 所示。天线单元又称相位校准单元, 主要是一个梳状谱发生器, 用于产生向接收机前端注入的 1MHz 间隔的脉冲信号, 其目的是在后处理中提取这些信号在不同频段上相位的移动, 从而得知并补偿不同频段 BBC(基带转换器, Base Band Converter)的相位变动, 这在文献[1]中有详细的阐述。从地面单元到天线单元信号传输的延时变化, 将直接影响相位校准信号的准确性, 就有必要对地面单元的电缆相对延迟测量的目的及原理作比较深入的分析。

地面单元的主要功能是测量其自身(通常位于 VLBI 终端)和相位校准信号注入点(通常

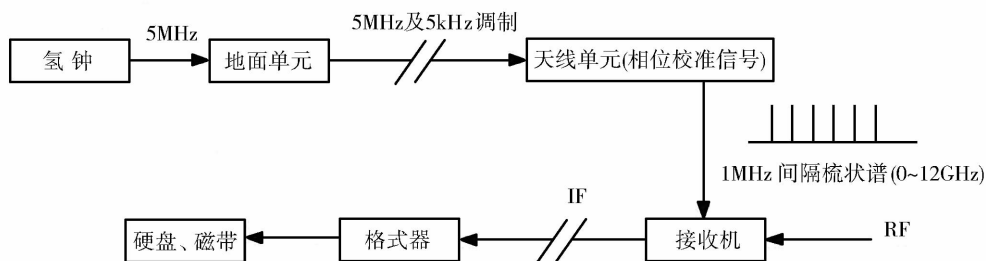


图 1 地面单元和天线单元

Fig. 1 Ground unit and antenna unit

位于接收机)之间电缆传输的延迟变化量(相对测量)^[2]。因为相位校准信号为宽带梳状谱信号(覆盖范围为0~12GHz),它与射频信号耦合并进入接收机的低噪声放大器(见图1),所以在后面的中频信号中已经含有梳状谱信号,对于中频信号到格式器的延迟测量可以通过测量1兆间隔的梳状谱信号的相位变化求出。可见梳状谱的稳定性是极为重要的,而要确保梳状谱的稳定性,就必须保证从终端的地面单元到天线单元之间5MHz信号的稳定性(因为梳状谱是由5MHz分频后触发的)以及延迟变化的可知性,地面单元通过测量电缆的延迟变化就可以得知相位校准信号的延迟变化,所以地面单元可以看成是对相位校准信号的校准。通常情况下VLBI终端和接收机之间的距离比较远,上海的距离大约为15m,乌鲁木齐、昆明的则为100m以上,5MHz信号在经过这么长距离的传输后将引起不同程度的时间延迟,在理想情况下(即恒温恒压等条件下),这个延迟的平均绝对量可以在相关处理后用拟合的手段求出,但是,在温度等因素变化的情况下,这个延迟的平均绝对量和实际绝对量的偏差已经达到数十皮秒,这样的偏差已经影响到相位校准信号的精度,进而影响到后面中频信号中梳状谱的精度。因此,测量获得并记录VLBI终端和接收机之间(也就是地面单元和天线单元之间)5MHz电缆延迟的相对变化量,然后在数据处理时修正这项变化值,对于测地等高精度的天文测量具有十分重要的意义。同时这种基于相位的精确相对测量方法对于相关领域都具有借鉴意义。

电缆延迟变化的测量方法有多种,低成本的方法中常用的有这样两种:第一种方法是使用矢量电压计,测量参考信号和被天线单元反射回来的信号之间的相位差,这种方法简单,但是存在的不足是在接收机和VLBI终端之间电缆上的反射将引入误差(这主要是由电缆连接不好等因素造成的),且该误差具有很大的随机性。第二种方法也就是当前我们采用的测量方法,由地面单元电路进行电缆延迟测量,其基本原理是测量通过电缆后被反射回来的带有5kHz调制的5MHz的相位延迟^[3],这种方法为在线测量方法,现场的测量值可在百兆计数器上直接读出,并可以记录数据供观测后处理。

2 电路原理

延迟校准系统如图2所示,主要由三个部分组成,它们分别是地面单元的电缆测量部分、相位比较部分、天线单元的反射调制部分^[4]。

来自原子钟的5MHz频率信号经缓冲器放大后,通过功分器、多路器,经长电缆发送到天线单元,与此同时由该频率信号分频得到的5kHz信号也通过同样路径发送到天线单元,在天线单元的“反射调制”电路部分调制出上下边带信号(即 $5\text{MHz} \pm 5\text{kHz}$ 信号),该信号又被天线单元的HYBRID反射回来,通过多路传送器返回地面单元,并在地面单元的电缆测量部分解调出5kHz信号,它包含了5MHz通过电缆来回传输而引入的相位延迟信息。让它和本地5kHz比相,并通过相移器把这个相位延迟信息传递到另一路5MHz上,然后又通过这一路带有相位延迟信息的5MHz和另一路本地、无相位延迟的5MHz进行比相,再将相位延迟传递到相位比较部分的25Hz信号上(通过和本振混频实现),并通过计数器测出25Hz相位延迟值。在25Hz上的相位延迟值扩展了 2×10^5 倍,从而大大提高了分辨率。这样对于皮秒量级的测量精度,整个系统的总误差要求不能超过0.2微秒,对于精选器件的延迟误差通常在纳秒级别,而我们采用了百兆计数器HP530BA(误差不超过10纳秒)作为间隔计数器。最后由FS(Field System)计算机通过 GPIB 接口定时读取这个相位延迟值,并写入日志(*.log)文件,必要时可以读出这个值并在FS下画出延迟变化值和温度随时间变化的曲线,当然对于这个变

化值也可以直接在计数器上读出。下文将对三个部分的电路原理做较为深入的分析。

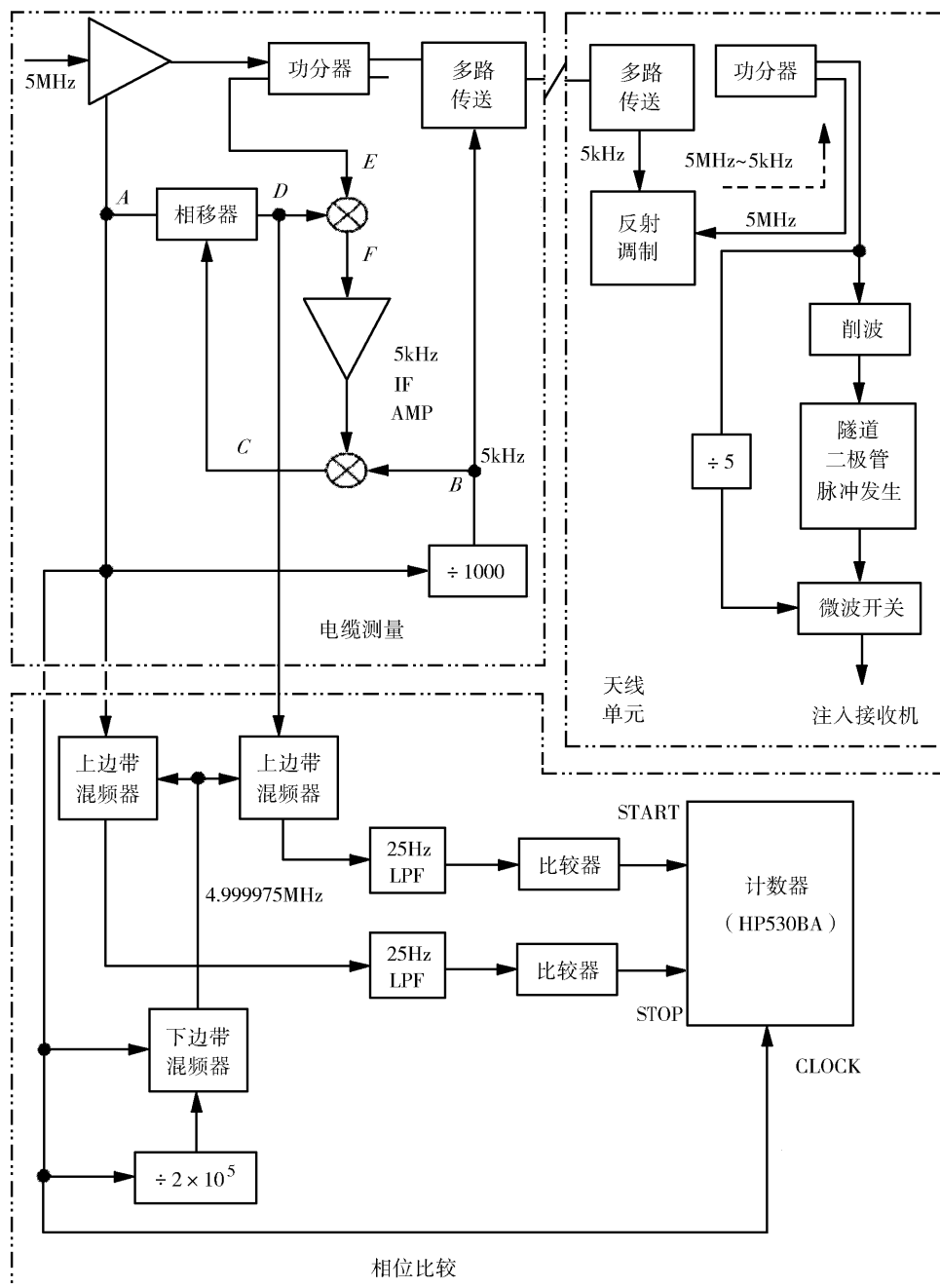


图 2 延迟校准系统框图

Fig. 2 Delay Calibration System Block Diagram

2.1 电缆测量

在图 2 中, E 点处是反射回来携带相位延迟的 $5\text{MHz} \pm 5\text{kHz}$ 边带信号, 这里我们取下边带分析, 设 $\Omega = 5\text{MHz} - 5\text{kHz}$, $\omega = 5\text{MHz}$, P 为单程引起的相位延迟, 电缆测量电路稳定后相移器

的移相角度为 φ , 相移器工作在线性区, 并且所有信号的模都为 1, 即 $|u_A(t)|$ 、 $|u_B(t)|$ 、 \dots 、 $|u_F(t)|$ 都为 1 (这在实际中虽然很难做到, 但是这样假设有利于信号分析, 并且不影响分析结果); 同时假设除了两个多路传送器之间的长电缆, 所有器件都没有延迟变化效应。问题的关键在于建立 φ 和 P 的线性关系, 通过测量 φ 的变化, 就可以得知 P 的变化。

上图中 A 到 F 之间的电路其实就是一个特殊的锁相环, 它的特殊性在于: 输入信号 Ω 是定值, 压控振荡器退化为移相器, 输出频率只有 5MHz, 该环只能跟踪并锁定输入信号 Ω 的相位 (一般的锁相环既可以跟踪锁定频率, 也可以跟踪锁定相位)^[5]。

由上面假设, 可将各量表示为:

$$u_A(t) = \text{Re}(e^{j\omega t}); \quad u_B(t) = \text{Re}(e^{j(\omega-\Omega)t}); \quad u_E(t) = \text{Re}(e^{j\Omega t} \cdot e^{2jP});$$

$$u_D(t) = \text{Re}(e^{j\omega t} \cdot e^{j\varphi}) \quad (\text{设锁相环锁住后, 移相器的移相角度为 } \varphi);$$

$$u_F(t) = u_D(t) \cdot u_E(t) = \text{Re}(e^{j(\omega-\Omega)t} \cdot e^{j(\varphi-2P)}) \quad (\text{第一次混频});$$

$$u_C(t) = u_F(t) \cdot u_B(t) = \text{Re}(e^{j(\varphi-2P)}) = \cos(\varphi - 2P) \quad (\text{第二次混频});$$

这里的第一次混频其实是解调, 而两次混频的最终目的是鉴相, 在实际电路中, B 点和 C 点之间相乘后还有一个积分电路, 在相位跟踪过程中, φ 是随时间变化的物理量, 我们设为 $\varphi(t)$, 积分电路的输入为 $u_C(t)$, 输出电压为:

$$U(T) = \frac{1}{\tau} \int_0^T \cos(\varphi(t) - 2P) dt$$

τ 为积分电路的积分时间常数, 与积分电路的电阻和电容有关。

该积分所得电压提供给移相器作相移, 在一定时间 t_1 后锁相环将锁定, 此时设 $U(t) = U_{\text{LOCK}}$, 这个 U_{LOCK} 为一恒定值, 将保持在移相器的控制端维持相移。则:

$$U(t) = \frac{1}{\tau} \int_0^{t_1} \cos(\varphi(t) - 2P) dt + \frac{1}{\tau} \int_{t_1}^t \cos(\varphi(t) - 2P) dt, \quad (t > t_1),$$

即: $U(t) = U_{\text{LOCK}} + \frac{1}{\tau} \int_{t_1}^t \cos(\varphi(t) - 2P) dt, \quad (t > t_1)$, 由于积分电路在 t_1 后同样在工作, 为

了保持 $U(t) = U_{\text{LOCK}}$, 在 t_1 后的积分项必然为 0, 即: $\frac{1}{\tau} \int_{t_1}^t \cos(\varphi(t) - 2P) dt = 0$, 由此可以确

定, 当环路锁定后 (t_1 后), $\cos(\varphi(t) - 2P) = 0$; 解上述方程可得 $\varphi = 2P + 2\pi(N \pm 1/4)$ (N 为整数常数); 由此就建立了相位锁定后 φ 和 P 的线性关系。

对相移器的电压控制不是简单地在混频后提供电压输出, 而是由积分器提供对时间的积分使电压累积的过程, 这个概念很重要! 这也是锁相环工作的基本原理。

上面从数学角度分析了在理想状态下利用锁相环测量相移 P 的原理, 在实际情况下, 各种器件 (在当前系统中有相移器, 放大器, 混频器) 将引入相位伺服延迟, 相位伺服延迟的指标用其均方根 P_{rms} 表示, 单位是 s。计算公式如下:

$$P_{\text{rms}} = \left(\frac{1}{V} \right) \sqrt{\int \frac{N^2 d\omega}{|1 + j\omega/AaV|^2}}$$

上式中, N 为噪声电压均方值, V 为输入信号电压的均方值 (这与混频器的输入有关), A 为混频器、5kHz 放大器引入的平均电压增益, a 为相移器的灵敏度。在该系统中各个参量估计值如下:

$$N = 10^{-9} V \cdot \text{Hz}^{-1/2}; \quad V = 10^{-3} \text{V}; \quad A = 10^5; \quad a = 1 \text{rad/V}.$$

由此我们得出 P_{rms} 估计值为 0.3 皮秒, 这就是锁相测量系统的自身误差^[4]。图 3 中 1000 分频

器采用数字和模拟相结合的方法来实现。如图 3 所示,5MHz 正弦信号在经过斯密特触发器后的方波信号,经过 1000 分频计数器,产生占空比为 1: 1 的 5kHz 方波信号。再通过低通滤波器输出 5kHz 正弦信号。

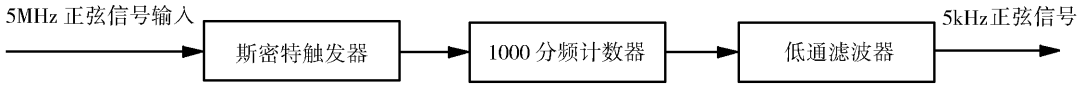


图 3 1000 分频器
Fig.3 1000 divider

由于单周期方波信号 $S(x) = \begin{cases} 1, & 0 < x < \pi \\ 0, & \pi \leq x \leq 2\pi \end{cases}$ ($0 < x < \pi$) 作奇拓展后,可用傅里叶级数表示为^[6]:

$$S(x) \sim \frac{4}{\pi}(\sin x + \frac{1}{3}\sin 3x + \frac{1}{5}\sin 5x + \dots)$$

可见在末端加入适当的低通滤波器就可以提取 $n = 1$ 时的基频信号 $S'(x) = \sin x$ 。

2.2 反射调制

反射调制电路在物理结构上位于天线单元,但是该功能属于地面单元,它实现了用地面单元送来的 5kHz 信号对 5MHz 信号进行幅度调制,并把调制后的边带信号馈送到地面单元进行解调,解调过程在前文电缆测量一节中已经描述。在电路实现上,使用了二极管开关效应进行幅度调制。其电路如图 4 所示。虚线框内的反射调制电路,主要由四个二极管组成,12V 直流电源以及 R_1 和 R_2 为 4 个二极管提供准确的静态工作点偏置电压。地面单元送来的 5MHz 信号通过功分器的 B 端进入反射调制电路,在这里我们把该信号抽象为电压模型 $V_1 = V_{cm}\cos\omega_c t$, 其中 $\omega_c = 2\pi \cdot 5\text{MHz}$, V_{cm} 为 5MHz 的幅度; V_2 为地面单元送来的 5kHz 信号,可以设为 $V_2 = V_{\Omega m}\cos\Omega t$, $V_{\Omega m}$ 为 5kHz 的幅度。在二极管 D_1 上的电流 $i = g_{D_1}\nu_{D_1}S(t)$ ^[5], 其中 g_{D_1} 为二极管 D_1 的跨导, $\nu_{D_1} = V_1 + V_2$, $S(t)$ 为开关函数,定义为: $S(t) = \begin{cases} 1, & \cos\omega_c t \geq 0 \\ 0, & \cos\omega_c t < 0 \end{cases}$, 用傅里叶级数

表示为 $S(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\cos\omega_c t - \frac{2}{3\pi}\cos 3\omega_c t + \frac{2}{5\pi}\cos 5\omega_c t + \dots$; 所以 D_1 上的电流为:

$$i = g_{D_1}\nu_{D_1}S(t) = g_{D_1}(V_{cm}\cos\omega_c t + V_{\Omega m}\cos\Omega t) \times (\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\cos\omega_c t - \frac{2}{3\pi}\cos 3\omega_c t + \frac{2}{5\pi}\cos 5\omega_c t + \dots)$$

该交流信号中含有调制后 $\omega_c \pm \omega_\Omega$ 的边带分量,该信号将沿虚箭头方向经过 5MHz 低通滤波器返回地面单元被解调。

由图 4 可以看到 5MHz 信号从功分器的 Σ 端输入后在 A、B 两端输出,所以当 $\omega_c \pm \omega_\Omega$ 边带信号从 B 端输入时,也必然在 A 端有泄漏信号,由于天线单元只要 5MHz 信号,若其他频率的信号进来,并且幅度足够大则同样将触发相应频率的梳状谱,这将使得梳状谱信号变杂,从而影响相位校准的准确性,因此 $\omega_c \pm \omega_\Omega$ 信号的幅度不能大到足以触发梳状谱发生器(梳状谱发生器原理见参考文献[1]),在安装调试时把调制系数调节得很小(只有 1%),以避免 $\omega_c \pm \omega_\Omega$ 信号对天线单元梳状谱发生器的影响,只要反射后地面单元能够解调就可以了^[3]。

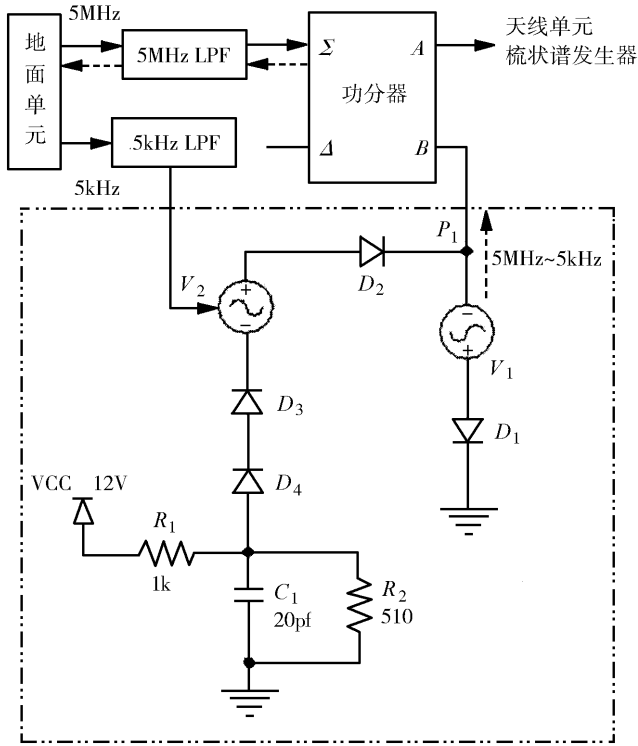


图 4 反射调制

Fig. 4 Reflection Modulator

2.3 相位比较

由图 2 可知 A 点和 D 点信号同时传入了相位比较器部分,相位比较器部分主要由 5 个模块组成,分别是下边带混频器(用于产生 4.999975MHz 信号)、上边带混频器(用于混出 25Hz 信号)、25Hz 低通滤波器、比较器(产生计数器可以识别的开门和关门信号)以及计数器。

该部分的作用是把前面测得的移相角度 P 附加到 25Hz 的信号上,这样同样的相移角度在时间域上的放大倍数就由 5MHz 和 25Hz 的比值决定,这实际上是把时间扩展了 2×10^5 倍,从而提高了分辨率,并且易于测量。它的工作原理是由本地 5MHz 信号产生 4.999975MHz 信号,并由该本振信号分别与 A 点和 D 点信号作上边带混频,从而把两路信号的相位信息加到了两路 25Hz 信号上,最后由比较器产生开门和关门信号触发计数器 HP5308A。甚至使用 10MHz 的计数器即可使分辨率达到 0.5ps(计数器上读数 $1\mu\text{s}$ 相当于 2.5ps 的单程电缆延迟或 0.75mm 的电缆长度变化引起的延迟,计数器上的 $1\mu\text{s}$ 是双程电缆延迟后得到的)。

为了产生 4.999975MHz 的本振信号,在下边带混频模块中使用了 90° 相移混频电路,其框图见图 5。我们假设: A 点信号为 $u_A(t) = \cos(\omega t)$; B 点信号为 $u_B(t) = \cos(\Omega t)$;由此在通过 90° 相移器后, C 点信号为 $u_C(t) = \sin(\omega t)$; D 点信号为 $u_D(t) = \sin(\Omega t)$;经过混频后得到 E 和 F 点的信号:

$$u_E(t) = u_A(t) \cdot u_B(t) = \cos(\omega t) \cdot \cos(\Omega t) = \frac{1}{2} [\cos(\omega - \Omega)t + \cos(\omega + \Omega)t];$$

$$u_F(t) = u_C(t) \cdot u_D(t) = \sin(\omega t) \cdot \sin(\Omega t) = \frac{1}{2} [\cos(\omega - \Omega)t - \cos(\omega + \Omega)t];$$

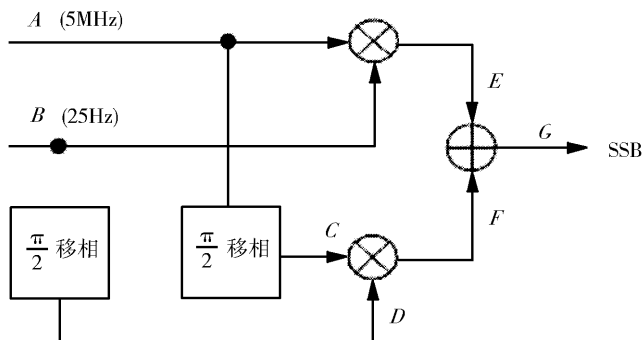


图 5 相移法产生单边带信号

Fig. 5 SSB signal Generated by Phase Shift

G 点信号为 $u_c(t) = u_E(t) + u_F(t) = \cos(\omega - \Omega)t$, 为单边带信号, 适合作为本振信号。当 $\omega = 5\text{MHz}$, $\Omega = 25\text{Hz}$ 时, 可以在 G 点得到 4.999975MHz 本振信号。

90° 移相网络采用最简单的高低通电路组成。比如对 5MHz 进行 90° 移相时, 采用了如图 6 的简单网络。在图 6 中 A 、 B 间是高通电路, 其下限截止频率 $f_L = \frac{1}{2\pi RC} = 5.5\text{MHz}$, 在 B 点的相移为 $\varphi_B = 90^\circ - \text{tg}^{-1}\left(\frac{f}{f_L}\right)$; A 、 C 间是低通电路, 其上限截止频率 $f_H = \frac{1}{2\pi RC} = 5.5\text{MHz}$, 在 C 点的相移为 $\varphi_C = -\text{tg}^{-1}\left(\frac{f}{f_H}\right)$; 于是得出 B 、 C 两点间的相位差为 $\Delta\varphi = \varphi_B - \varphi_C = 90^\circ$, 只要高低通的元件参数足够对称 (电阻、电容元件均使用精选的精密器件, 电阻值误差在 0.5% 以内, 电容值误差在 3% 以内), 就可以得到 $f_H = f_L$, 从而保证 90° 相移。在电路上应当尽量选取阻值和容值一致性比较好的器件。

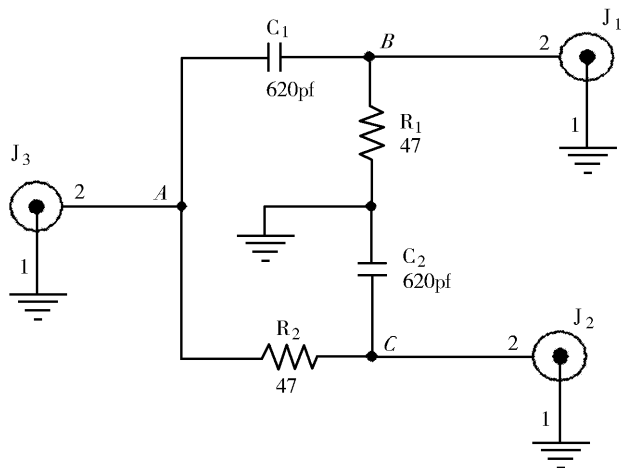


图 6 5MHz 信号的 90° 相移网络

Fig. 6 90° Phase Shifter of Signal 5MHz

3 延迟变化曲线

上文比较详细地叙述了地面单元中电缆延迟相对变化的测量电路。采用上述的测量方法,每隔一段时间记录一个数值到 log 文件,计算机可以实时地读出这些数值并绘出其变化曲线,即可了解延迟变化情况。图 7 中,分别给出昼夜温差变化和与之相对应的电缆延迟变化曲线(通过提取 log 文件中的相关数据绘制而成),采样间隔时间为 20min。可见由于温度变高,使同轴电缆介质的介电常数变小,波长变长,电缆的电长度也就变小,电缆的信号延迟也就变小了。

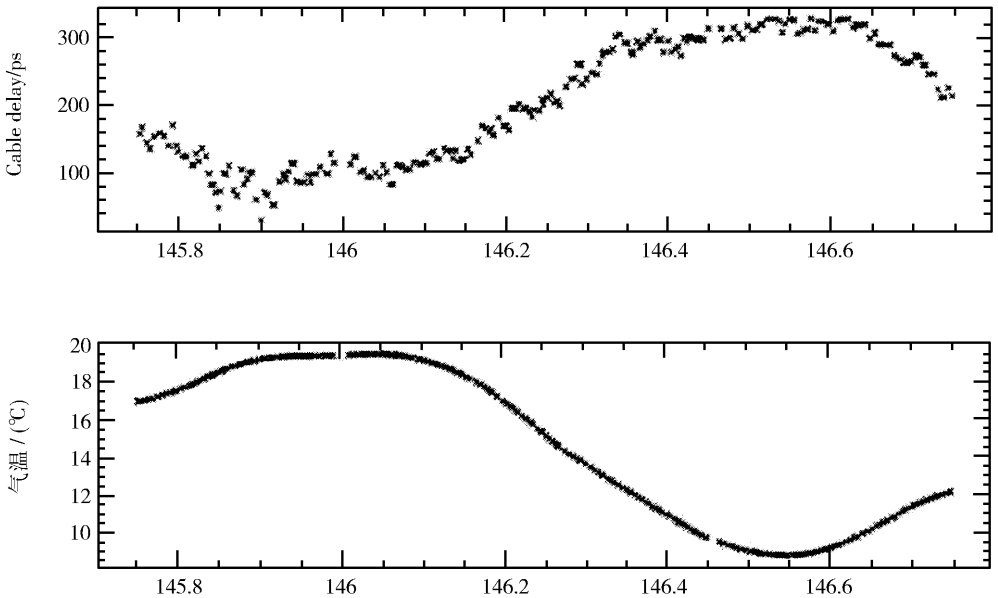


图 7 电缆延迟和温度的关系

Fig. 7 The relationship between cable delay and temperature

4 结束语

当前 VLBI 系统中的天线单元与地面单元距离较远(通常天线单元位于接收机附近,而地面单元位于终端房,接收机离记录终端房距离为十几米到上百米不等),而由于温度等原因会造成电缆传输的相位校准信号延迟的变化。电缆线越长,其延时变化特性所受到的影响就越大,所以地面单元测量电缆延迟的应用还是有长期存在的必要。

地面单元中这种基于相位的相对延迟测量法,对于其他相关行业(比如示波器、频谱仪的标准测试线的校准测量等),提供了一种很好的参考和借鉴。

致谢 本文在写作过程中,受到了各方面的帮助,尤其是 HayStack 天文台 Rogers 教授(地面单元和天线单元设计者)给予了无私而详细的指点,在这里表示由衷的感谢。此外还要感谢薛祝和研究员提供的相关资料,感谢范庆元研究员、赵融冰、李斌等同事给予的有益意见和建议。

参 考 文 献

- [1] 王锦清, 韦文仁. 中国科学院上海天文台年刊, 2006, 27: 83 ~ 91
- [2] 邬林达. 上海天文台 VLBI 记录终端系统(内部资料), 上海: 中国科学院上海天文台, 1988
- [3] Technical Operations Workshop MIT Haystack Observatory, September 22 ~ 25, 2003
- [4] MARK III VLBI, Phase and Group Delay Calibrator, 1982
- [5] 谈文心, 邓建国, 张相臣. 高频电子线路, 西安: 西安交通大学出版社, 2002
- [6] Alan V. Oppenheim 等, 信号与系统, 刘树棠译. 西安: 西安交通大学出版社, 1999

A RELATIVE MEASUREMENT METHOD BASED ON PHASE DELAY

WANG Jin-qing WEI Wen-ren

(Shanghai Astronomical Observatory, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200030)

Abstract

In this paper, the measurement of the cable delay that is within VLBI system's Ground Unit is described in detail. This measurement method gives out a useful reference in related fields of measurement. The theory of cable measurement, reflect modulation and phase comparator are introduced in the circuit theory section. The three parts are deduced and analyzed in mathematics. A sample of the relative cable delay's variation versus temperature is given out at last.

Key words ground unit — phase — measurement — delay variation — phase shift — modulation — phase lock loop