

新一代 VLBI 数字终端 相位校正单元的原理与设计*

李 炜^{1,2} 王锦清¹ 薛祝和¹

(1. 中国科学院上海天文台, 上海 200030; 2. 中国科学院研究生院, 北京 100049)

提 要

该文重点介绍了新一代甚长基线测量终端设备——相位校准单元(又称天线单元)的原理与设计方法,同时给出了基本的测试方法。首先介绍了超宽带窄脉冲的应用和超窄脉冲的传统产生方法,对周期脉冲的宽度、周期、幅度和特定频率的功率之间的关系做出了详细的数学推导。然后提出了一种基于高速数字芯片的设计方案,并将其应用到相位校准单元的设计中。最后介绍了信号指标的测试方法。

关键词: 超宽带极窄脉冲 — 数字电路 — 傅里叶变换 — 相位校准单元

分类号: P228.6, TN78

1 超宽带极窄脉冲信号的应用

超宽带极窄脉冲信号广泛地使用在各种电子、通信系统中,在雷达、道路评估、地理勘探^[1]等方面都有广泛应用。

在雷达系统中,通过发射和接收超宽带极窄脉冲,可以大幅度提高雷达的距离分辨率。并因其非常宽的频带范围,从而具有“反隐身”功能。在 UWB(超宽带 Ultra Wideband)通信系统中,超宽带极窄脉冲信号也有着非常重要的作用。在发射机中,数据调制到极窄脉冲上,经驱动后直接激励超宽带天线辐射数据信息。在接收机中,使用相关处理便可以得到相应的数据信息,从而可以省去了传统通信系统中的混频器和功率放大器等器件,大大降低了发射机的功率和面积。UWB 信号还具有频带宽,功率和噪声信号的功率可比的优点,因而可以和已有的无线系统共存。此外,它抗多径效应的能力强、截获概率低,非常适合于室内短距离的设备通信和多种系统互连,可大大提高数据传输速率^[2]。同时,在医疗中还可用于医疗监视器的精确定位和检测、获取高分辨率医疗图像以及控制神经细胞生长等^[3]。

本文介绍的新一代相位校准单元用于对经过接收系统的信号的相位做出矫正,扣除电子系统带来的时延值。它的主体部分是一个梳状谱发生器,以氢原子钟产生的相位极其稳定的 5 MHz 频标信号(经过地面单元)作为参考,产生出脉冲的重复频率为 5 MHz,脉宽小于 50 ps,

并在 12GHz 上有一定的功率。将其注入到接收机低噪声放大器的输入端,最终和射电信号一起记录到硬盘上,在相关处理时再将他们检测出来,从而得知了这些信号在不同频段上相位的移动,最后就可以测定并校准系统的相位延迟^[4]。此外,相位校准信号还具有以下作用^[5]:a) 修正本振的相位变动进而改善条纹相位的一致性;b) 检测导致降低条纹相位一致性和 VLBI 灵敏度的本振的旁瓣调制;c) 测试基带转换器中的上/下边带是否得到了足够的抑制;d) 为每个频率通道提供对系统温度的逐秒的估测值。

通过检测相位校正信号,可以辅助检验从接收机到终端系统工作是否正常,从这个意义上讲,相位校准单元是监测 VLBI 测站系统的有效手段。

2 超窄脉冲的产生方法

历史上,已经有许多的文献阐述了窄脉冲的产生方法。具体设计时,应根据输出的峰值功率、带宽要求和发射器件(如天线)来设计符合不同要求的脉冲发生器^[5]。

核心问题是怎样产生出时域上宽度很窄的脉冲序列信号。从目前的研究来看,超宽带窄脉冲信号的产生方法主要有两种:一种是将各种高速器件等效成开关,从而利用储能元件充放电得到短持续时间的信号,再经过脉冲成形网络整形成满足要求的波形和电压足够高的脉冲。这类器件包括隧道二极管、阶跃恢复二极管、雪崩晶体三极管等。该方法产生的脉冲各有特点,可以用在不同的场合。例如隧道二极管是利用其特殊的能带结构产生隧道电流,可以使脉冲上升时间非常短(可达几十皮秒),但峰值电压和谷底电压值差别不大,导致输出的脉冲幅度比较小(通常为几百毫伏);阶跃二极管是利用其正反向电容不同的特性,在电压反向时,并不立即截止,继续有很大的反向电流流通,直到某一时刻才迅速跳变至截止,形成一个很陡峭的阶跃,与电感构成振荡回路后可以生成振幅为几伏到十几伏的纳秒和亚纳秒脉冲;雪崩晶体管和俘越二极管是利用晶体管的雪崩击穿特性,生成脉冲幅度很大。但要求很高的反偏压,用于通信系统时脉冲的幅度太大,宽度过宽。目前这些电路存在触发频率低和波形不稳定等问题,其重复工作频率都不高。另一种方法是通过数字逻辑电路来产生脉冲信号。这类方法使用数字逻辑芯片,包括比较器、延时器、高速与或非门芯片、宽带放大器等,通过将信号本身与其延时后的信号进行逻辑操作,达到产生窄脉冲的目的。

本文采用的是数字电路的设计方法,但和以往的数字电路有很多不同。首先,从信号源和脉冲信号的特点来看,以往数字电路大多采用高频的晶振作为信号源,其产生的脉冲在频域上的间隔较大,不能满足接收系统中有限记录带宽的要求。而本文产生的是频域间隔为 5MHz 的脉冲,满足记录带宽对信号的要求。其次,脉冲产生的思路不同。本文更多关注的是信号跳变的时间,通过超高速的比较器和与或非逻辑芯片,得到上升时间非常小的信号,然后通过微分电路取出上升沿,最终得到脉宽极小(小于 50ps)的周期脉冲信号。与过去使用隧道二极管的相位校正单元相比较,新一代的相位校正单元产生的脉冲信号频率覆盖范围更宽,在高频处的功率更大。此外还具有电路体积小、功能划分清晰、结构紧凑、便于集成和系列化生产、使用方便和可维护性好等优点。随着数字电路速度不断提高,数字电路将成为今后产生超窄脉冲的主要的方法。

3 理论推导

由于对相位校正信号有指标要求,如要求相位校正信号在 10GHz 上有 -80dBm 的功率,因此,本文先要推导一下在理想状况下,信号在一定频率上满足幅度的要求时,脉冲在时间域上有多宽以及输出信号幅度在频域上有多高。下面以周期矩形脉冲信号来模拟相位校正信号,分别讨论其幅频和相位两方面的特性。

3.1. 幅频特性分析

定义原始信号 $x_T(t)$ 为 $t \geq 0$ 时的周期性矩形信号。

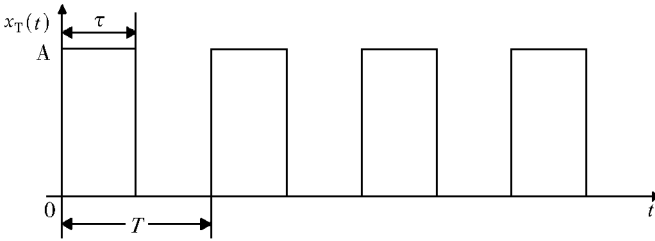


图 1 理想周期矩形信号

Fig. 1 Ideal Periodical Rectangular Signal

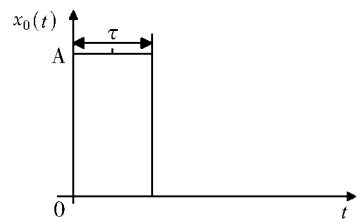


图 2 理想矩形信号

Fig. 2 Ideal Rectangular Signal

定义 $x_0(t)$ 为 $x_T(t)$ 的第一个周期内的矩形信号: $x_0(t) = \begin{cases} A & 0 < t < \tau \\ 0 & \tau < t < T \end{cases}$, 则其傅里叶

变换为:

$$X_0(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x_0(t) e^{-j\omega t} dt = A \cdot \tau \cdot \text{Sa}\left(\frac{\omega\tau}{2}\right) e^{-j\frac{\omega\tau}{2}} = \frac{2A \sin\left(\frac{\omega\tau}{2}\right)}{\omega} e^{-j\frac{\omega\tau}{2}}. \quad (1)$$

傅里叶变换与傅里叶级数系数之间的关系^[9]如下:

$$X_n = \frac{1}{T} \cdot X_0(j\omega) \Big|_{\omega = n\omega_0} = \frac{2A}{n\omega_0} \cdot \frac{1}{T} \cdot \sin\left(\frac{n\omega_0\tau}{2}\right) e^{-j\frac{n\omega_0\tau}{2}} = \frac{A}{n\pi} \cdot \sin\left(\frac{n\omega_0\tau}{2}\right) \cdot e^{-j\frac{n\omega_0\tau}{2}}. \quad (2)$$

其中, $\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$ 。而 $X_T(j\omega)$ 和 X_n 的关系为:

$$X_T(j\omega) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} 2\pi X_n \delta(\omega - n\omega_0). \quad (3)$$

所以 $X_T(t)$ 的傅里叶变换为:

$$X_T(j\omega) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{2A}{n} \sin\left(\frac{n\pi\tau}{T}\right) e^{-j\frac{n\omega_0\tau}{2}} \delta(\omega - n\omega_0). \quad (4)$$

图 3 为 $|X_T(j\omega)|$ 的示意图,纵坐标为幅度,横坐标为频率。为了表明包络的形状和突出第一零点的位置,图中只画出了信号在 1GHz 整数倍处的分量,频率分量的细节未画出。

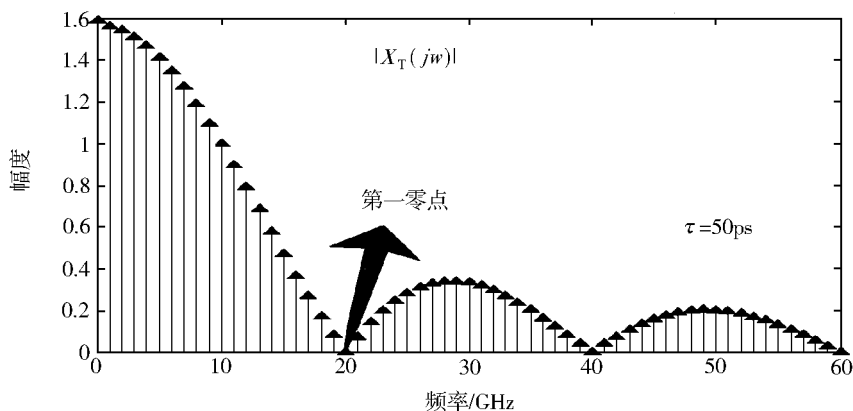


图 3 周期理想矩形信号的幅度谱

Fig. 3 The amp spectrum of ideal periodical rectangular signal

设 k 为周期性矩形信号 $X_T(t)$ 的占空比, 即 $k = \frac{\tau}{T}$ 。在第一个零点处, 需 $\sin \frac{n\pi\tau}{T} = 0$, 即 $\pi \cdot n \cdot k = \pi$, 得 $n \cdot k = 1$ 。

相应的指标是对 10GHz 上的频谱分量的幅度有一定的要求, 所以重点讨论该频率分量。因为产生的相位校正信号的频率为 5MHz, 所以 10GHz 对应的谐波次数 $N = \frac{10\text{GHz}}{5\text{MHz}} = 2000$ 。因此在 $n \cdot k = 1$ 中的 n 值一定要大于 2000 (若小于 2000, 则 N 次谐波分量落在了第一主瓣之外, 第一个零点位于 N 之前, 不满足我们对在很宽频率范围之内都能检测到相位校正信号的要求)。即 $\frac{\tau}{T} < 5 \times 10^{-4}$ 。 T 为相位校正信号的周期, 若 $T = 0.2\mu\text{s}$, 则要求 $\tau < 10^{-10}\text{s}$, 即 $\tau < 100\text{ps}$ 。这样就得到了在相应的指标要求下脉宽的取值范围。此外, 我们发现对于给定的要求, $\frac{T}{N}$ 为一个定值, 所以不同重复频率的周期矩形信号其脉宽的取值范围是一样的, 与重复频率无关。下面我们进一步推导脉宽与给定频率信噪比的关系。

设在 10GHz 上对信噪比 SNR 的要求为 $x\text{dB}$, 噪声功率为 0dBm (理想情况), 则 10GHz 上的谐波分量的功率为 $x\text{dBm}$ 。假设信号输出到 50Ω 的负载上, 则有 $10\lg \frac{u^2}{R} = x\text{dBm}$, 其中 u 为该频谱分量对应的正弦波的时域幅度值 (此处为有效值)。解出有效值电压幅值为 $u = \sqrt{50 \cdot 10^{\frac{x-30}{10}}}$, 则峰值电压的幅值为 $u_m = \sqrt{2}u = \sqrt{10^{\frac{x-30}{10}}}$ 。

令 $|X_T(jN\omega_0)| = u_m$, 则 $|\frac{2A}{N}\sin(k\pi N)| = \sqrt{10^{\frac{x-30}{10}}}$, 脉宽 τ 的单位是 ps, 当重复频率为 5MHz 时, $T = 0.2\mu\text{s}$, $N = \frac{10\text{GHz}}{5\text{MHz}} = 2000$, 进而得出 x 和 τ 的关系为:

$$x = 20\lg A + 10\lg\left(1 - \cos \frac{\pi\tau}{50}\right) - 53\text{dBm}. \tag{5}$$

同样的幅度情况下, 重复频率为 1Hz 时有:

$$x = 20\lg A + 10\lg\left(1 - \cos\frac{\pi\tau}{50}\right) - 67\text{dBm} \quad (6)$$

由此可看出,周期短的信号其谐波分量的幅度更高,频域间隔 5MHz 的幅度比 1MHz 的幅度高出了 14 dBm。

由于 $\sin\phi$ 在 $\phi \in \left[0, \frac{\pi}{2}\right]$ 时为单调递增函数,在 $\phi \in \left[\frac{\pi}{2}, \pi\right]$ 时为单调递减函数,因此(5)式整个函数 x 关于 $\tau = 50\text{ps}$ 对称,当 $0\text{ps} < \tau < 50\text{ps}$ 时, x 随 τ 增大而增大;当 $50\text{ps} < \tau < 100\text{ps}$, x 随 τ 增大而减小。当 $\tau = 50\text{ps}$ 时, x 有最大值, $x_{\max} = -49.98\text{ dBm}$ 。

此外,也可以由指定频率上的功率和脉宽的要求得出需要的信号的幅度值 A ,

$$A = \frac{2000\sqrt{10^{\frac{x}{10}-1}}}{\left|\sin\left(\frac{\pi\tau}{100}\right)\right|}V \quad (7)$$

表 1 $A = 1\text{V}$ 时,由(6)式得出的计算结果

Table1 Results From Formula (6) when $A = 1\text{ V}$

τ/ps	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50
x/dBm	-66.09	-60.18	-56.84	-54.60	-52.82	-51.82	-50.98	-50.42	-50.09	-49.98

3.2 相位特性分析

用一个初始相位为 φ_0 的点频信号 $u(t) = e^{j\omega_0 t + \varphi_0}$ 作为基准信号,将它分别与 $x_T(t)$ 频谱中的不同频率处的脉冲分量相乘,观察各个输出信号相位差的差别。

这里,取 $X_T(j\omega)$ 的基波分量和二次、三次、四次谐波分量(即分别取 $n = 1, 2, 3, 4$)作为研究对象:

$$\begin{aligned} X(\omega_0) &= 2A\sin\left(\frac{\pi\tau}{T}\right)e^{-j\frac{\omega_0\tau}{2}}\delta(\omega - \omega_0), & X(2\omega_0) &= A\sin\left(\frac{2\pi\tau}{T}\right)e^{-j\omega_0\tau}\delta(\omega - 2\omega_0), \\ X(3\omega_0) &= \frac{2A}{3}\sin\left(\frac{3\pi\tau}{T}\right)e^{-j\frac{3\omega_0\tau}{2}}\delta(\omega - 3\omega_0), & X(4\omega_0) &= \frac{A}{2}\sin\left(\frac{4\pi\tau}{T}\right)e^{-j2\omega_0\tau}\delta(\omega - 4\omega_0), \end{aligned}$$

输出信号的频域表达式为

$$\begin{aligned} Y(\omega_0) &= 2A\sin\left(\frac{\pi\tau}{T}\right)e^{-j\frac{\omega_0\tau}{2}}\delta(\omega - 2\omega_0), & Y(2\omega_0) &= A\sin\left(\frac{2\pi\tau}{T}\right)e^{-j\omega_0\tau}\delta(\omega - 3\omega_0), \\ Y(3\omega_0) &= \frac{2A}{3}\sin\left(\frac{3\pi\tau}{T}\right)e^{-j\frac{3\omega_0\tau}{2}}\delta(\omega - 4\omega_0), & Y(4\omega_0) &= \frac{A}{2}\sin\left(\frac{4\pi\tau}{T}\right)e^{-j2\omega_0\tau}\delta(\omega - 5\omega_0). \end{aligned}$$

由此可以看出,相邻频率的输出之间的相位差 $\Delta\varphi$ 均为 $\frac{\omega_0\tau}{2}$ 。在基频为 5MHz、脉宽为 50ps 的情况下,相邻相位差为 $25 \times 10^{-5}\pi$ 。

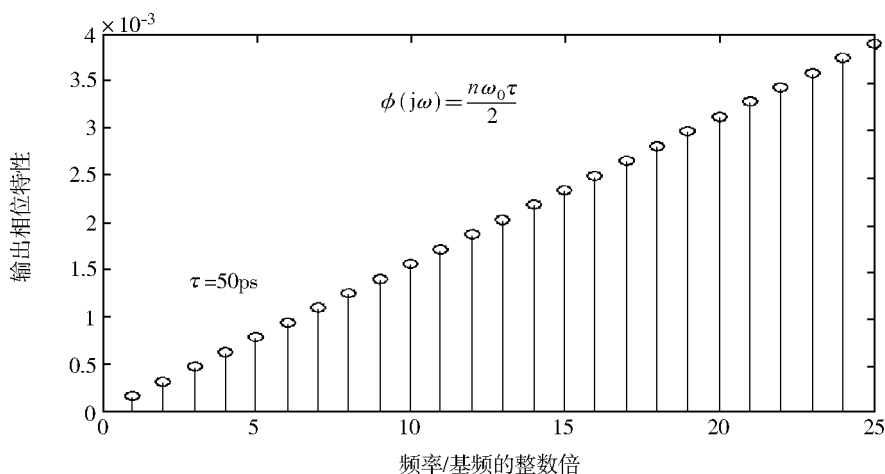


图 4 输出信号的相频特性

Fig. 4 Phase Frequency Characteristic of the Output Signal

4 系统设计

表 2 列出了对 VLBI 数字终端相位校正单元的设计指标。据此,相位校正单元(即天线单元)的设计如图 5 所示。其中,粗线表示主要信号的路径,细线表示解调后的输入信号,虚线表示控制信号。

表 2 系统要求的设计指标

Table 2 Required Design Index of System

脉冲周期	0.2 μs
脉冲频率覆盖到 12GHz,且在 10GHz 的频谱分量不小于 -100dBm	

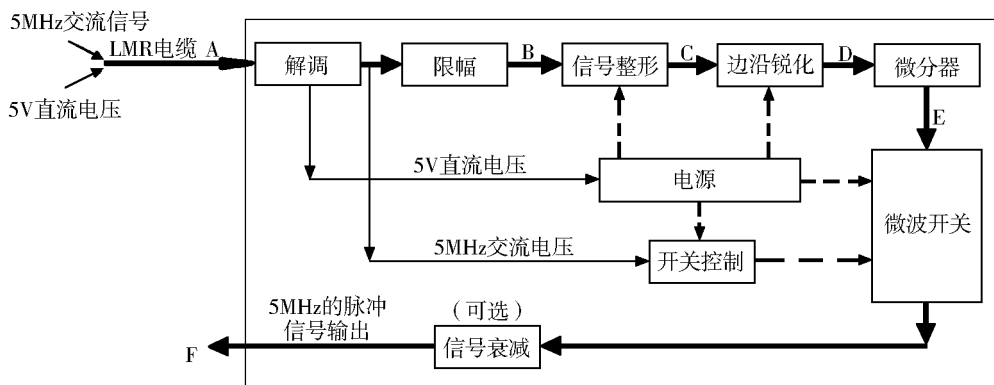


图 5 相位校正单元原理框图

Fig. 5 The Schematic of phase calibration unit

天线单元的输入为 5MHz 交流频标信号和 5V 直流电压,它们均来自地面单元,两信号经过调制通过 LMR 低温度系数同轴电缆送到天线单元。输出信号为重复频率为 5MHz 的梳状谱信号。

5V 直流电压为整个天线单元供电。部分芯片要求电源电压为 3.3V,因此使用了电源线性调压器以产生 3.3V 直流电压,为整个电路板提供稳定的参考电压。

5MHz 的频标输入信号,首先送到限幅电路中,为的是使信号幅度满足此后比较器电路中芯片的要求,防止烧毁芯片。设计中使用了肖特基表贴二极管,其内部包含一对背靠背的二极管,PN 结电压约为 0.3V。从而把输入信号限制在正负 0.3V 的范围内。

由于要产生出上升沿极陡的信号,所以有必要对限幅后的信号进行整形。信号整形使用了超高速比较器,把限幅后的信号输入比较器中,令它与零电平进行比较,使得 5MHz 交流信号变为极性为正的 5MHz 方波信号。输出采用 CML 电平标准,高电平为 $V_{\text{cco}} = -0.05\text{V}$,低电平为 $V_{\text{cco}} = -0.45\text{V}$,应用中将 V_{cco} 连在 +3.3V 的电源上,因而其输出幅度为 (2.85 ~ 3.25V),而且上升时间和下降时间非常短,只有 35ps (20% ~ 80%)。

比较器的输出信号经过耦合,变为幅度在 $\pm 0.5\text{V}$ 之内的双极性类矩形信号,输出到边沿锐化电路中,这里我们用的是超高速与非门芯片。它的上升/下降时间更短,分别为 24ps 和 22ps。令输入信号和高电平进行“与”逻辑运算,从而既保持了信号的相对极性,又使输出信号的边沿更加陡峭。

此后信号输入到 RC 微分电路中,此电路使用了 0.3pF 的电容器和电阻 51Ω ,时间常数 $\tau = RC = 1.53 \times 10^{-11}\text{s}$,远远小于与非门芯片输出的矩形信号的宽度 t_s ($t_s = 0.5T = 0.1\mu\text{s} = 10^{-7}\text{s}$)。电容器的充放电时间远远小于 t_s 。从而得到脉冲宽度极小(约 24ps 左右)的双极性脉冲,重复频率为 5MHz。

上述产生的双极性脉冲输入到微波开关中。该微波开关的各项指标要求很高,工作频率为 0Hz ~ 20GHz,所以不会对 12GHz 处的指标要求有影响。限幅后的信号通过一个参考电压为零的比较器,得到正极性的周期矩形信号,用它来控制微波开关,从而使微波开关在输入信号的正半周期开启,负半周期关断,使输出端仅有正脉冲。

最后经过衰减器来控制输出信号的幅度,并保证电路的匹配。

5 测试方法

脉冲产生后,是否达到指标,必须经过测试。指标中对脉冲的宽度、频谱覆盖以及相位稳定性都提出了要求,应该从时域和频域两方面来测试。同时,研究相位校正信号的相位变化对消除仪器自身的时延值也非常重要,所以还要给出其相位的测量方法。由于新型相位校准单元还在设计当中,下面的图 6 是对老的频域间隔 1MHz 的相位校准单元的测量结果,但新的相位校正单元与其在测试方法上应是没有区别的。

5.1 测量脉冲宽度

脉冲宽度的测量属于时域范围,一般要用示波器来测量。假设示波器是一个线性级联系统,那么,不考虑其他不良因素(如不良的接地自感)的影响,最后呈现出的信号的上升时间应该是各部分上升时间的平方和的平方根值。通常用探针和垂直放大器的 3dB 带宽来代替上

升时间。厂家大都规定^[6] $t_r = \frac{0.338}{f_{3dB}}$ 。假设我们得到的相位校准信号的脉宽为 30 ps, 上升时间为 10 ps, 那么由上式推算出的 3dB 带宽大约为 33 GHz。因此如果想要测出真实的信号脉宽来, 需要非常高带宽的实时示波器。又由于被测信号是周期信号, 因此也可以借助高端的取样示波器来测量。通过调研, 世界几大示波器厂商的一些高端示波器可以满足要求, 如 LeCroy SDA830Zi 的实时示波器、Tektronix 的 DSA8200 取样示波器(带宽 70GHz)、安捷伦的 86100C Infiniium DCA-J 宽带取样示波器(带宽超过 80GHz)等。

5.2 测量脉冲的频域指标

对于脉冲是否满足频域上的要求, 我们只能用频谱分析仪来测量。由于指标要求在 12GHz 上有一定的幅度, 因此选择的频谱仪的带宽至少是 12GHz, 而且应有一些余量。市场上有很多型号的频谱分析仪能满足此要求。

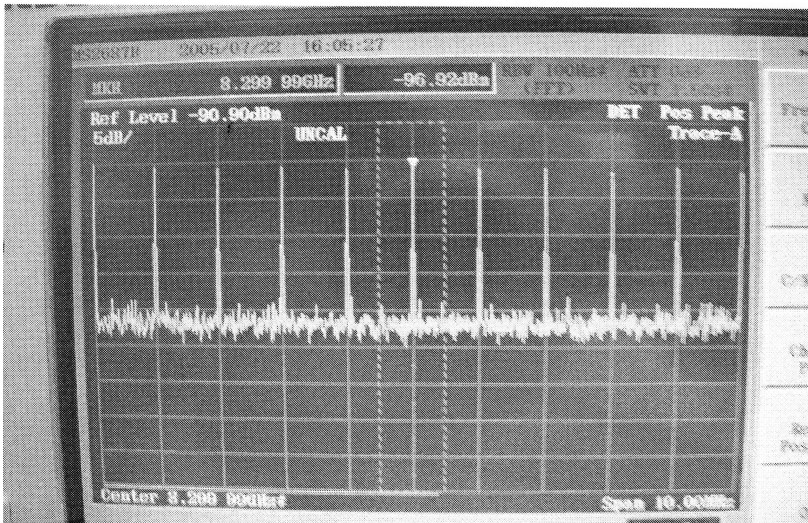


图 6 实测脉冲的频谱

Fig.6 Spectrum of the Measured Impulse

5.3 测量脉冲通过系统后的相位变化

把上述脉冲信号从接收机前端注入, 让其随接收信号一起历经低噪放、射频混频器、电缆传输、中频放大器、基带转换器(BBC), 最终记录到 MARK5 bank 里面^[7](见次页图 7)。相位校正信号经过不同基带转换器后的相位间存在差异。

相位校正信号既可以从模拟基带信号中获取, 也可以从数字比特流中获取。此处, 我们选择后者, 即从磁盘的数据中, 利用软件的方法将通过接收系统后的相位校正信号的相位提取出来。由于相位校正信号在频域上是频率为 5MHz 的梳状谱, 由前面的叙述可以知道, 各个谐波分量的相位与频率是呈线性关系的, 因此可以选择不同的频率窗口及其带宽, 解析出某一个或某几个不同频率的脉冲的相位。下面以研究某一个特定频率点的 Pcal 信号为例, 算法如下:

该 Pcal 信号在时域上为一个余弦波, 设其频率为 w , 则该信号为 $\cos(wt + \varphi_0)$, 它经过接收系统后得到的信号记为 $y(t)$, 其幅度为 $A(t)$, 并增加了附加相位延迟 $\varphi(t)$, 则有:

$$y(t) = A(t) \cos[wt + \varphi(t) + \varphi_0]. \quad (8)$$

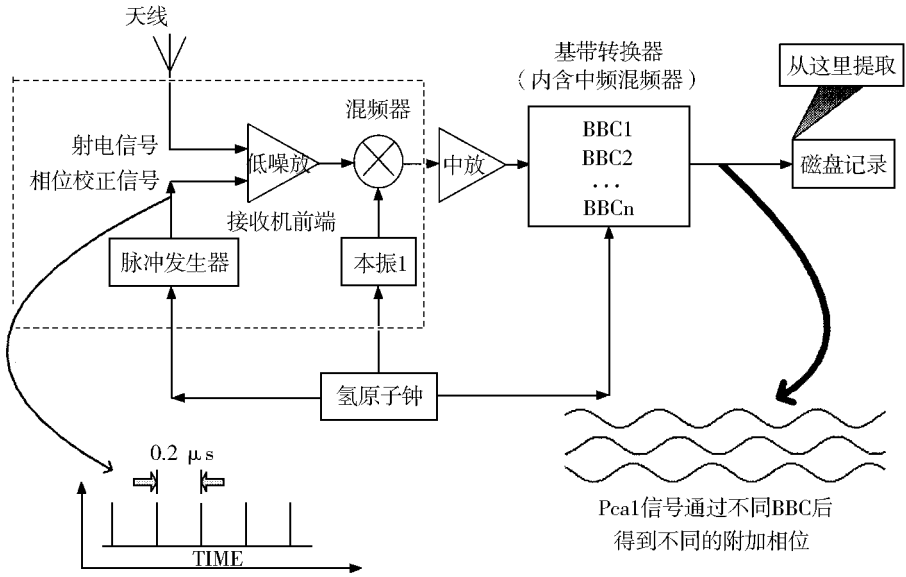


图7 系统流程图

Fig. 7 The schematic of the System

与信号的变化相比, $A(t)$ 和 $\varphi(t)$ 的变化非常缓慢, 在较短时间内, 可以认为它们是常数^[8], 记为 A 和 φ 。经过接收系统的射电信号为 $x(t)$, 则记到 Mark5 硬盘上的信号 $z(t) = x(t) + y(t)$ 。假设相位校正参考信号为 $u(t) = e^{j\omega t + \varphi_0}$ 。将它与 $z(t)$ 做互相关。则有:

$$r_{uz}(\tau) = \frac{1}{T} \int_T u^*(t) z(t + \tau) dt. \quad (9)$$

当 $\tau=0$ 时有:

$$r_{uz}(0) = \frac{1}{T} \int_T x^*(t) e^{-j\omega t + \varphi_0} dt + \frac{A}{2T} \int_T (e^{j\varphi(t)} + e^{-j(2\omega t + \varphi(t) + 2\varphi_0)}) dt. \quad (10)$$

积分时间上下限应为 $(-\infty, +\infty)$, 但由于计算机只能处理有限长的数据, 所以只要保证一定的积分时间 T 使其能累加全部噪声即可, 一般可取几百毫秒到若干秒。射电源信号本身非常弱, 低于噪声信号, 因此(10)式中的第一项积分后趋于零, 可忽略。又因积分时间 T 远大于信号周期 $\frac{2\pi}{\omega}$, 所以(10)式中第二部分中的高频项积分后也趋于零, 最终可得到:

$$r_{uz}(0) = \frac{A}{2} e^{j\varphi}. \quad (11)$$

得到 $r_{uz}(0)$ 后, 可取出其幅度和相位, 于是就得到了 Pcal 信号的幅度 A 和附加相位延迟 φ 。实际程序不能处理连续时间变量而是处理离散时间序列, (10)式中的积分改为求和即可。

图8、图9是分别用设置在不同频率的两个 BBC 的实验数据处理后得到的 Pcal 信号的幅度和相位的结果。我们可以看出同一个 Pcal 信号在同一时间经过不同通道会产生不同的附加相位。图8中的 BBC 本振为 652.99 MHz, 图9中的 BBC 本振为 612.99 MHz。

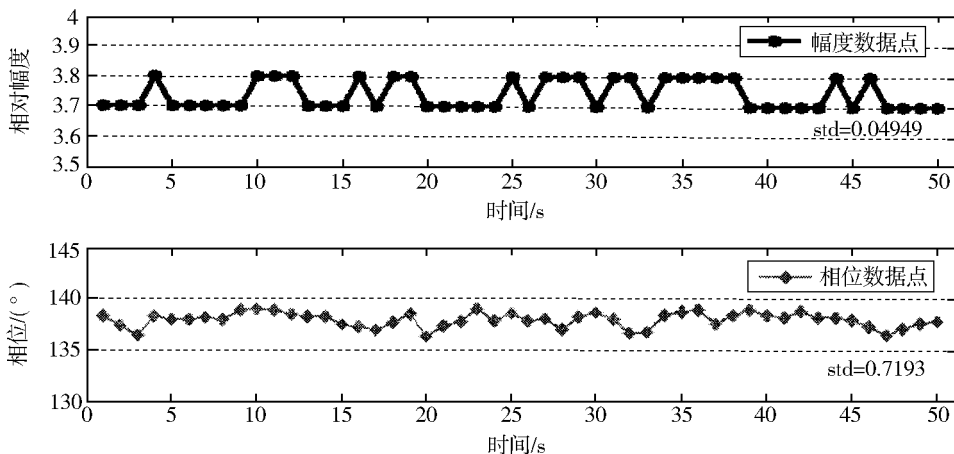


图 8 BBC 频率为 652.99 MHz 的数据处理结果

Fig. 8 The processed results of the Experiment Data When frequency of BBC01 is 652.99MHz

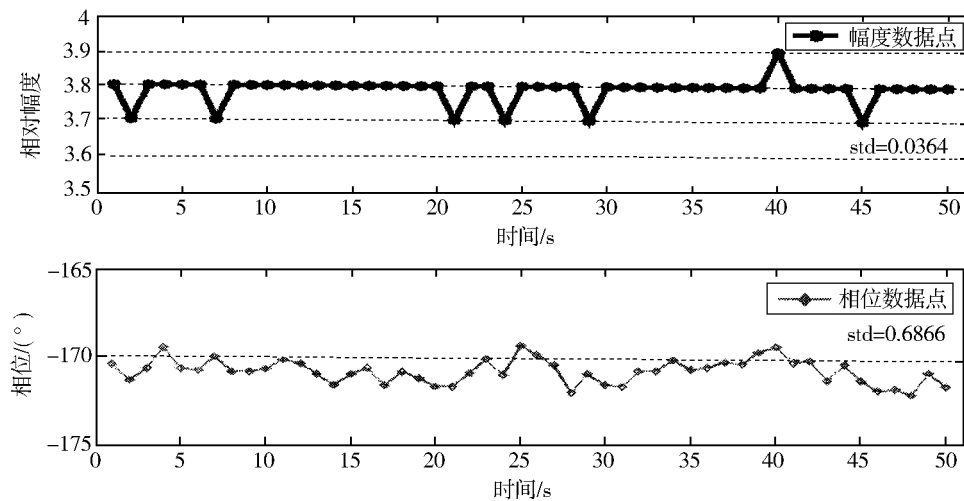


图 9 BBC 频率为 612.99 MHz 的数据处理结果

Fig. 9 The processed results of the Experiment Data When frequency of BBC02 is 612.99MHz

致谢 感谢上海天文台韦文仁研究员在系统总体方面的指导,感谢佘山站夏博、苟伟等人在测试观测中给予的帮助。

参 考 文 献

[1] Jeongwoo Han, Cam Nguyen. IEEE Transactions on microwave theory and techniques, 2006, 285 ~ 293
 [2] Tsang T K K, El-Gamal M N. IEEE - NEWCAS Conference The 3rd International, 2005. 381 ~ 386
 [3] Xu Yong, Lu Yinghua *et al.* IEEE/ICME International Conference on Complex Medical Engineering, 2007, 408 ~ 411
 [4] 王锦清. 中国科学院上海天文台年刊, 2006, 27: 83 ~ 91

- [5] Technical Operations Workshop MIT Haystack Observatory Sep, 2003, 22 ~ 25,
- [6] Tim Williams 著, 周玉坤等译. 电路设计技术与技巧, 北京: 电子工业出版社, 2006
- [7] 钱志瀚, 邬林达. 甚长基线射电干涉测量. 北京: 测绘出版社, 1983
- [8] 杨艳, 郑为民. 中国科学院上海天文台年刊, 2006. 27: 107 ~ 117
- [9] Alan V. Oppenheim 等著, 刘树棠译. 信号与系统, 西安: 西安交通大学出版社, 1999

PRINCIPLE AND DESIGN OF NEW PHASE-CALIBRATION UNIT IN VLBI DIGITAL BACKEND

LI Wei^{1,2} WANG Jin-qing¹ XUE Zhu-he¹

- (1. Shanghai Astronomical Observatory, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200030;
2. Graduate School of the Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049)

Abstract

The paper introduces the principle and design methods of a new generation of VLBI phase-calibration unit, which is also called as antenna unit, and provides the basic test methods. At first, this paper introduces different applications and traditional generating methods of ultra-wideband narrow pulse, and gives a detailed mathematical derivation to tell find the relationship among pulse width, period, amplitude, and the specific frequency's power of the periodical rectangular pulses. Then a design scheme based on ultra-high speed digital chips is put forward, which is used for phase-calibration unit's designation. Finally, the test methods of the signal targets are provided.

Key words UWB super narrow pulse — digital circuit — Fourier transform — phase calibration unit