

抽样测时法实现高精度脉冲测距

叶晓明

(武汉测绘科技大学设备处, 武汉市珞喻路39号, 430070)

摘要 提出一种特别的思路实现高精度脉冲测距, 以解决脉冲式测距仪制造技术的难题。

关键词 抽样; 周期误差

分类号 TM935.4

WILD公司推出的DI3000测距仪采用脉冲方式实现了相位式测距仪相同的精度, 然而它的制造面临较高的难度。本文提出的脉冲抽样测时法仍可望实现高精度的脉冲测距并大大降低其制造难度, 甚至达到比相位式测距仪制造更简单的程度。

1 DI3000的测距原理

脉冲测距的根本原理是直接测定发射光脉冲到接收光脉冲之间的延迟时间。由于要求测距精度达mm数量级, 所以要求测时精度必须达 10^{-11} s数量级。如果用传统的脉冲填充计数测时法, 则要求时钟频率达100GHz以上, 这在电子线路上是不可实现的。

DI3000测距仪采用了内插式测时法, 如图1。 R 为被测脉宽, 它反映了被测距离及电路延迟。 CK 为15MHz的标准时钟, 由 CK 时钟对 R 脉宽进行抽样并延迟形成 R' 脉冲, 由一计数器计得 R' 中所包含的 CK 脉冲的个数 CNT 。由于每一个 CK 脉冲周期所对应的光的行程为10m, 所以计数器计算的 CNT 只是粗测值, 它为10m的整倍数。由 R 与 R' 同时作用将 R 的前沿及后沿不足一个 CK 周期的部分加上一个 CK 周期形成二个窄脉冲 C , 再由 C 脉冲控制一个恒流源对一个电容充电积分形成斜坡电压 AV , 使 C 的脉宽转换成 AV 的模拟电压。再由一个12bit的高精度A/D模数转换器测 AV 电压的精确数值, 然后由程序换算成 C 脉冲的宽度, 于是 R 脉冲宽度 $\Delta T = T_{c1} + \text{粗测值} CNT \cdot T_{c2}$ 。

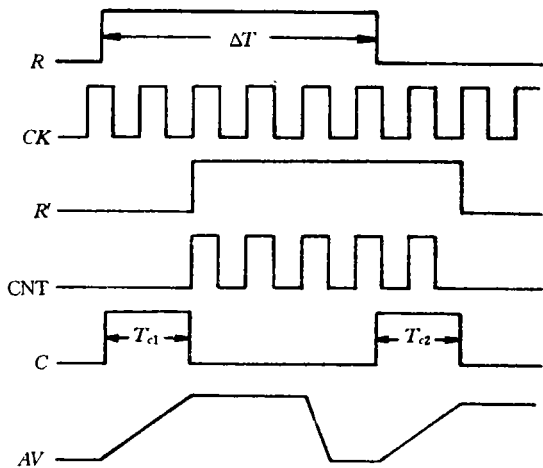


图1 内插式测时法

上述原理看起来并不复杂, 但实现起来问题很多: ① C 脉冲宽度在66~132ns之间, 要求恒流源的开关速度要极快, 过渡过程要极短且稳定, 对器件速度的要求非同一般, 否则恒流源

对电容的充电时间将偏离 C 的宽度,造成 mm 量级的误差。② 恒流源必须有高精度稳定性,电容也要求有良好的线性特性,否则会直接造成积分斜坡的非线性,造成不可容忍的误差;③ AV 信号为模拟量,且又要求高精度测量,所以受干扰的影响特别灵敏。在 DI3000 中,为了减小干扰造成的“节拍效应”,而采用了特别的调整电路,以改变 15MHz 时钟和被测 R 信号的同步关系。

2 抽样测时原理

如图 2, R 为被测脉冲,脉宽 ΔT , 周期为 T , ΔT 为被测量的时间间隔,对应着距离。如前述,

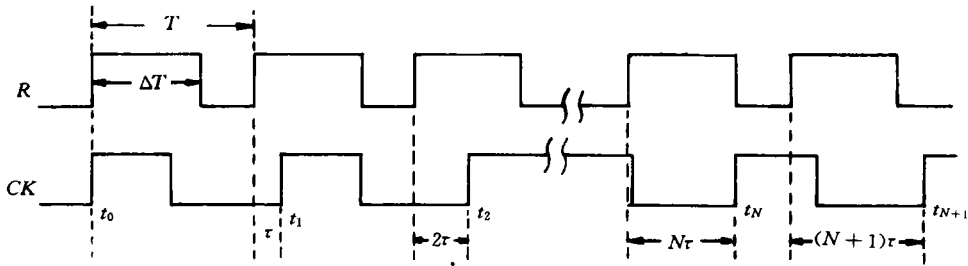


图 2

采用传统的时钟填充法要达到 1mm 的分辨力,则需要一个频率为 150GHz 周期为 6.7×10^{-12} s 的时钟去对 R 进行填充,这显然是不可实现的。在抽样测时法中,时钟 CK 周期选取为 $T + \tau$,如取 $\tau = 6.7 \times 10^{-12}$ s,则 CK 周期比 R 周期多 $\tau = 6.7 \times 10^{-12}$ s,这样用 CK 测得 R 脉冲的精度可达 1mm 量级。

抽样的规则是这样的。由 CK 脉冲的前沿对 R 脉冲进行抽样,抽样值为高电平,则累计数加 τ ;抽样值为低电平,累计数保持。在 t_0 时刻, CK 抽样 R 为低电平,计数器仍为 0 值;在 t_1 时刻, CK 前沿落后 R 前沿 τ ,抽样值为高电平,累计计数加 τ ;在 t_2 时刻, CK 前沿已落后 R 前沿 2τ ,抽样值为高电平,累计计数再加 τ ;在 t_N 时刻, CK 前沿已落后 R 前沿 $N(T + \tau) - NT = N\tau$,抽样值仍为高电平,累计计数再加 τ ,此时计数值也累计至 $N\tau$ 。在 t_{N+1} 时刻, CK 前沿已经在 R 后沿之后了,抽样值已为低电平,故累计计数保持,其值仍为 $N\tau$ 。这样测得 ΔT 宽度即为 $N\tau$ 。由于可以取 $\tau = 6.7 \times 10^{-12}$ s,所以只按电子计数器的 ± 1 原理误差考虑,这时的测时精度可达 $\pm 6.7 \times 10^{-12}$ s,换算成光程精度为 ± 1 mm(以光速 3×10^{11} mm/s)。

将此方法用于脉冲测距,有几个技术问题是需要考虑的:① R 、 CK 二信号必须严格相关,以保证 CK 的周期始终比 R 大 τ (实际上 CK 周期比 R 小 τ 也是可以的),这采用成熟的锁相及频率合成技术是容易实现的;② 由于 R 、 CK 频率相差甚微, CK 与 R 前沿对齐到下一个前沿需要很长时间,故须设计捕捉电路,以保证在每一个测量循环启动时强制 CK 与 R 前沿对齐(如图 2 中的 t_0 时刻),这在数字逻辑电路中是容易实现的;③ 在实际测距中, ΔT 的宽度可能远大于 τ ,在远距离测量时, ΔT 宽度可达 100μ s 数量级,甚至更大,如果按一个一个 τ 进行计数将花去极长的测量时间,这也是不允许的,所以还必须设计快速粗测电路,以实现快速测量;④ 另外,还有些与常规测距仪相同的技术问题也是要考虑的,如设置内光路以消去电路延迟,自动减光控制,提高时间基准(晶振)稳定度至 10^{-6} 量级等。

和内插式测时原理相比, 抽样测时电路避免了采用模拟电路技术。抽样电路只需用一个快速 D 触发器即可实现, 设计制作容易, 一致性、稳定性较内插法好得多。起码, 内插法中因节拍效应所致的非线性误差源没有了, 复杂的窄脉冲积分电路、直流放大电路没有了。和相位式测距法相比, 周期误差源没有了, 而且省去了调整复杂、稳定性差的中频电路。

3 一种相关时钟形成的电路

前面讲述的时钟 CK 要求与被测信号 R 周期恒大于 τ , 由于被测信号 R 与发射信号 TM 的周期是相同的, 所以只要求时钟 CK 的周期比发射信号周期恒大于 τ 即可。下面是一个实现时钟 CK 与发射信号 TM 相关的方案。

20MHz 的温度补偿晶体振荡器的稳定度在 10^{-6} 量级。压控晶体振荡器中心频率调在 20 002 001Hz, 二个晶振信号送到数字混频器产生差频为 2 001Hz, 与由 20MHz 晶振信号经 9 995 分频产生的 2 001Hz 信号进行鉴相。鉴相输出电压经环路滤波, 放大后再去控制压控晶振, 保证压控晶振始终比 20MHz 晶振频率高出 2 001Hz, 为 20 002 001Hz, 然后 20MHz 信号经 10 000 分频产生 2KHz 的时钟 CK ; 20 002 001Hz 信号经 10 001 分频后产生发射信号 TM 。这样 TM 周期为 $4.999\ 999\ 8 \times 10^{-4}s$, CK 周期为 0.5ms, CK 比 TM 周期大约 $2.5 \times 10^{-11}s$, 即 0.025ns, 转换成测距光程为 3.75mm。

在图 3 方案中, 可将 10 000 分频器和 10 001 分频器改由微处理器程控, 通过改变其分频比以调节 τ 的大小和符号。先以较大的 τ 值实现快速粗测, 然后以较小的 τ 值实现精测, 从而实现高速度、高精度测量的统一。

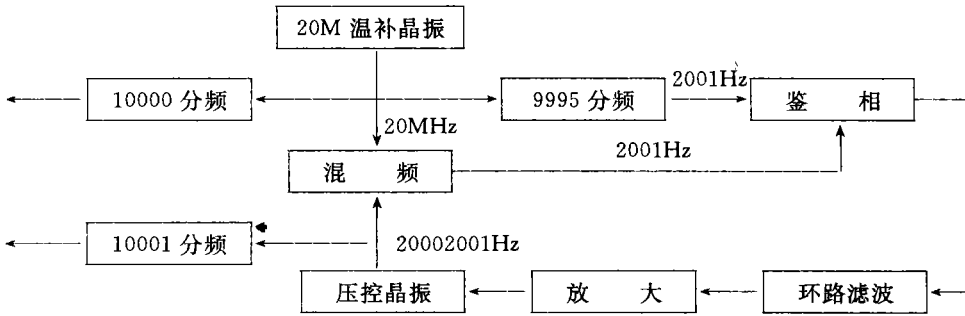


图 3

Implementing High Accuracy Pulse Distance Measurement with the Method of Time Sampling

Ye Xiaoming

(Equipment Office, WTUSM, 39 Luoyu Road, Wuhan, China, 430070)

Abstract This paper provides a particular method for implementing high accuracy pulse distance measurement, as one solution to the technological problems in the manufacturing of pulse EDM.

Key words sample; periodic error