

采用模数转换技术提高脉冲激光测距的测时精度

18

189 192

胡以华 魏庆农[✓] 刘建国 章立民

(中国科学院安徽光学精密机械研究所, 合肥, 230031)

A

摘要: 针对脉冲激光测距中计数量化误差影响测时精度的问题, 本文提出了采用模数转换技术提高测时精度的方法, 并进行了可行性与精度分析, 理论与实践结果均表明, 该方法易于实现, 能够容易地将计数量化误差减少若干个数量级。

关键词: 脉冲激光测距 模数转换 测时精度

TH 744.5

Using A/D converter to improve precision of time interval measurement in pulse laser range finder

Hu Yihua, Wei Qingnong, Liu Jianguo, Zhang Limin

(Anhui Institute of Optics and Fine Mechanics, Academia Sinica, Hefei, 230031)

Abstract: In view of the problem that the count quantization error affects on the precision of time interval measurement in pulse laser range-finding, a method to improve the precision using A/D is put forward and its feasibility and precision is analyzed in this paper. It is proved through theory analysis and test that this method can be easily realized to decrease the count quantization error by several order.

Key words: pulse laser range-finding A/D the precision of time interval measurement

一、引言

脉冲激光测距实际上就是测量回波脉冲与发射脉冲之间的时间延迟 T_r , 再由 T_r 与大气中的光速 c 一起作运算而得到目标斜距 $R = cT_r/2$ 。很明显, T_r 的测量精度亦即测时精度对距离测量有着很大的影响。目前对 T_r 的测量主要采取计数的方法, 由激光主波脉冲前沿让计数器开始计数而由回波脉冲前沿让计数器停止计数, 其计数结果与计数周期相乘被认为是时间 T_r 。由于这里对激光主波和回波利用的是它们的前沿, 而实际激光脉冲在幅度和时间上存在着两种影响测时结果的误差因素。一是由于回波幅度不同而引起的触发不稳, 不同目标所反射的回波强弱不一样, 回波脉冲又不是严格的方波, 其前沿有一定的倾斜, 因而当它与一个固定门限相比较并让过门限脉冲去开启计数器计数时, 就会出现强弱回波脉冲的触发时间不同, 即使后面有非常精确的测时电路也不能改善测时精度, 减少这种误差影响的方法有恒比定时触发技术。另外一种因素是计数量化误差, 由于主波和回波出现的时间都不可能正好与计数时钟同步, 它们与计数时钟之间存在着一个随机的时差, 这就是人们常说的计数量化误差, 这时即使前面提供了准确触发的主、回波也不能提高测时精度, 要减少计数量化误差, 最直接的办法就是提高计数脉冲频率, 但它的提高也受到各种因素的限制, 例如, 若需要计数量化误差所限制的测距精度是 0.1m, 就要求计数脉冲频率达 1500MHz, 这在实现时是很困难的。所以, 只有通过一定的方法实时地测量出每一轮计数过程中的计数量化误差, 再用它对计数结果进行修正即可得到比较精确的测时结果。模拟内插技术在这个方面进行了尝试, 它可以使计数量化误差有较大的降低, 但它通过模拟器件实现时间扩展, 实现起来其本身存在不可忽略

的误差因素。本文提出一种采用模数转换技术减少计数量化误差的方法。

二、模拟内插技术介绍

发射主波、接收回波和计数时钟的关系如图1所示,假设计数时钟的周期为 T_0 ,主波与回波之间的真实时间间隔为 T_x ,主波前沿与第一个有效计数脉冲之间的时间差为 T_1 ,回波前沿与最后一个计数脉冲之间的时间差为 T_2 ,计数结果为 N ,则 T_x 为

$$T_x = NT_0 + T_1 - T_2 \quad (1)$$

式中, $T_1 - T_2$ 值是随机变化的,它的极限情况是 $\pm T_0$,从而引起测距的最大误差为

$$\Delta R_{\max} = \pm cT_0/2 = \pm c/(2f_0) \quad (2)$$

式中, f_0 是计数时钟频率,因为它的有限值,存在测距误差是难免的。

模拟内插技术的核心是用电容充放电的方式将 T_1, T_2 扩展 K 倍,再用同样的 T_0 对扩展后的波门计数,对 T_1, T_2 的计数结果分别为 $N_1 = KT_1/T_0 \pm 1/2$

$$N_2 = KT_2/T_0 \pm 1/2 \quad (4)$$

式中的 $\pm 1/2$ 是计数误差,所以得到 $T_x = T_0 \{N + [(N_1 - N_2) \pm 1]/K\}$

$$\Delta R_{\max} = c/(2Kf_0) \quad (6)$$

可见,测距误差只是原来的 $1/K$,测距精度提高了 K 倍。

但是,这一技术实现的基础是对 T_1, T_2 的扩展,在较 T_1, T_2 长 K 倍的时间内,电容充放电会带来较大的非线性,靠充放电电压形成的波门控制计数器计数总是不准确的,所以 K 值不可能太大,而且实际所实现的扩展倍数的准确值也难以得到,所以,模拟内插技术要将测距精度提高很多的话,实现起来有一定的局限。

三、模数转换技术的基本原理

据图1所示,主波较第一个计数脉冲早到 T_1 时间,为了实时地测量计数量化误差 T_1 ,必须将时间间隔 T_1 变换为电信号。这里,让主波前沿作为起始触发,启动一阶跃恒流源 I 给一电容 C 充电,恒流源内阻为 R ,则电容 C 上的电压将是 $V_C = RI(1 - e^{-t/RC})(t \geq 0)$ (7) 然后,由第一个有效计数脉冲的前沿控制停止对电容充电,电容电压就停止增加,假定此时的电压值是 V_C' ,这一时刻相对于 $V_C=0$ (主波前沿处)时的时延是 T' ,在以下的分析中将以 T' 代表 T_1 或 T_2 ,则

$$V_C' = RI(1 - e^{-T'/RI}) \quad (8)$$

与充电电容相连的是一个性能较好的隔离放大器,它具有很高的输入阻抗,一般有几兆欧,它的作用是隔离后级对充电电容的影响,让电容上的电压保持较长时间,同时,又具有一定的放大作用,但它又不影响恒流源对电容的充电。在第一个计数脉冲前沿让电容停止充电时,电容上的电压 V_C' 通过隔离放大器送到 A/D 电路进行模拟数字转换,而得到一个数字码 N' ,为了分析问题的方便,认为放大器具有单位增益,如果 A/D 的位数为 m ,满量程输入电压是 V'_{Cm} ,则有

$$N' = 2^m (V_C' / V'_{Cm}) \quad (9)$$

从(8),(9)式可知, N' 与 V_C', T' 是一一对应的。联合求解以上二式可得

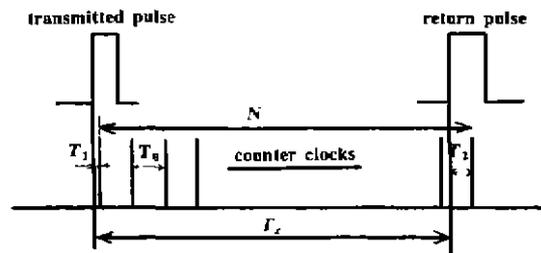


Fig. 1 The relation of transmitted pulse, return pulse and counter clocks

$$T' = -RC \ln[1 - (N'V'_{Cm}) / (2^m \cdot RI)] \quad (10)$$

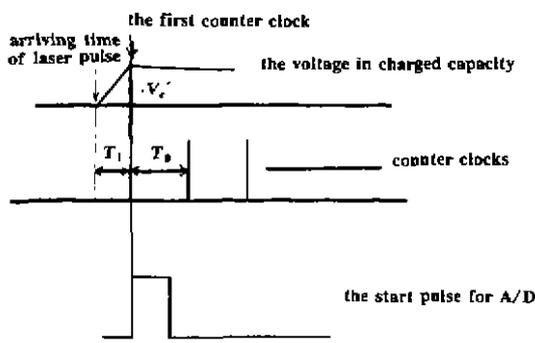


Fig. 2 The sequence for measuring time interval using A/D

(10)式中, R, C, m, V'_{Cm} 在电路设计时已经确定, N' 由 A/D 输出读数给出, 因而, 可以完全确知计数量化误差 T_1, T_2 的测量原理也是如此。采用 A/D 实现时间测量的时序关系如图 2 所示。

以上结论是对 T_1 和 T_2 的精确解, 未忽略电容充电中的非线性的影响, 从而表明, 本方法所求得的结果是非常准确的。如果有 $RC \gg T'$, 通过对(8)式的指数展开并忽略高次项可得到线性解

$$V'_C = (IT')/C \quad (11)$$

从而求得线性近似下的测时结果

$$T' = (C/I) \cdot (V'_{Cm}N'/2^m) \quad (12)$$

实际上在小于 T_0 的时间之内, 通过合理选择充电电容和恒流源可以使电容充电的非线性很小, 当作线性充电处理。在以下分析中, 为了方便, 将针对线性近似情况下的结果(12)式进行讨论。

四、实现可行性和精度分析

通过以上分析可以给出采用模数转换技术实现时间测量的原理框图如图 3 所示。

在进行时间测量时, 一切固定的误差都可在最后的结果中予以消除, 只有那些随机变化的因素才影响测量精度。所以, 在设计实现时, 要选择高稳定的恒流源; 电容等电路参数应尽量保持稳定, 充电电容应该挑选低泄漏的电容器, 还要考虑到电容器的绝缘吸收也会影响电压保持, 具有较好

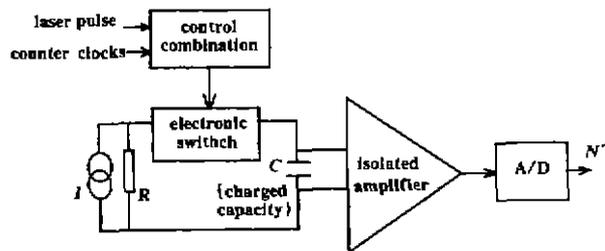


Fig. 3 The block diagram of time interval measurement using A/D

特性的电容器有聚苯乙烯、聚丙烯和聚四氟乙烯, 而云母和聚碳酸脂电容不如聚脂薄膜电容; A/D 的参考源影响到实际中的满量程值 V'_{Cm} , 故参考源应尽量稳定。从(12)式可求出, I, C, V'_{Cm} 每变化一定的比例, 测时结果也会变化相应的比例。

隔离放大器的浮动输入设计完全消除了信号输入端与放大器输出端以及电源端的耦合。这里所运用的是仪用隔离放大器, 对它的主要要求是具有高的输入阻抗、高的共模抑制能力和低的失调电压及温度漂移等, 由于通过它隔离放大的是已经停止充电的电容上的直流电压, 所以对它的频率特性没有什么要求, 因而这种隔离放大器的选择与实现并不困难。

对于 A/D, 其主要性能指标是转换速率和分辨率。A/D 的分辨率(即对应位数 m)的选择在本方法中具有决定性的作用。为了充分利用 A/D 的资源, 一般选择当 $T' \approx T_0$ 时, 使 $V'_C \approx V'_{Cm}$, 又由于线性近似下

$$I/C = dV_c/dt \quad (13)$$

$$\text{这样,通过对(12)式求出的 } \Delta T' = [(V'_{c_m} \cdot C)/(2^m \cdot I)] \cdot \Delta N \quad (14)$$

$$\text{可以得到这种方法的测时误差为 } \delta T \approx T_0/2^m \quad (15)$$

可见,使计数量化误差减少到原来的 $1/2^m$,由于 T_1 的最大值是 T_0 ,也就是说,这种提高精度的方法将脉冲激光测距中的测时精度提高了 2^m 个数量级。

如果隔离放大器的输入电阻为 R_i ,停止充电后电容放电时的常数为 $R_i C$;对于 m 位的 A/D,幅度量间隔为 $V'_{c_m}/2^m$,若电容近似线性放电,则电容电压下降一个幅度量间隔所需的时间近似为

$$T_d = R_i C/2^m \quad (16)$$

这样,为了保证最小的 T' 都能够分辨出来,在选择 A/D 时,就要求在电压下降未达到一个幅度量间隔之前,模数转换完毕,亦即 A/D 的转换速率必须满足

$$f_t \geq 1/T' = 2^m/(R_i C) \quad (17)$$

例如,若计数时钟频率 $f_0 = 15\text{MHz}$,未修正计数测时误差为 66.7ns ,如果运用这种方法选择 $m = 16$ 的 A/D 作模数转换法进行修正,由(15)式得理论上的测时误差减少到近 1ps 。由于 T' 最大值是 T_0 ,在本例中可以选择 $RC = 10\mu\text{s}$,从而具备了 $RC \gg T'$ 的线性化条件,此时如果 $R = 10\text{K}$,可以选择 $C = 1000\text{pF}$,若选 $V'_{c_m} = 10\text{V}$,并且认为在 T_0 之内要将电容电压充到近 10V ,则线性充电速率应达到 $V'_{c_m}/T_0 = 1.5 \cdot 10^8 \text{V/s}$,由(13)式可得到 $I = 150\text{mA}$ 。如果 $R_i = 20\text{M}$,由(17)式得到 A/D 的转换速率

$$f_t \geq 2^{16}/(2 \cdot 10^7 \cdot 10^{-9}) = 3276800\text{Hz} \approx 3.3\text{MHz}$$

可以明显地看出,这种方法的实现对 A/D 速度的要求是不苛刻的,而对测时精度的提高确实具有很好的效果。

五、结 语

通过以上原理分析,可以看到,采用模数转换技术不会出现因电容放电等长时间的作用而带来的测量结果的不准确,能够大大提高脉冲激光测距中的测时精度。采用低成本的、易于实现的 8 位、1MHz 速率 A/D,并按上节的举例选择元器件和电路进行试验,可得到此时的测时误差为 250ps ,与理论分析结果相一致,从而表明这一方法能够将脉冲激光测距的测时误差减少好几个数量级。在需要误差更小的场合,可以选择更高位数、更高速率的 A/D,在电路实现时,要按照要求选择好元器件,再精心设计与制作电路以降低噪声,确保达到所设计的测时精度。

参 考 文 献

- 1 魏余灵,于善智,刘家鸣 *et al* 电子测量与仪器学报,1993;7(1):54~63
- 2 沈兰荪.数据收集技术.合肥:中国科学技术大学出版社,1990



作者简介:胡以华,男,1962年出生。讲师。现在中国科学院安徽光学精密机械研究所光学专业攻读博士学位。主要进行激光束应用的研究。

收稿日期:1996-01-22 收到修改稿日期:1996-05-15