

文章编号: 1000-8349(2012)04-527-14

基于声表面波色散延迟线激励的高精度 时间间隔测量方法的研究

卜朝晖^{1,2,3}, 黄佩诚^{1,2}, 朱人杰^{1,2}, 李冬东³

(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 100039; 3. 上海理工大学, 上海 200093)

摘要: 高精度时间间隔测量技术对国民经济与国防建设意义重大。论述了一种新的高精度时间间隔测量方法, 单次测量可以达到亚皮秒 (<1 ps) 量级的测量精度。该方法利用声表面波色散延迟线作为时间内插器, 时间内插器起到时间拉伸的作用, 从而可以获得多个测量值, 在随后的处理中, 由于互相关运算的平均效果, 总的测量误差将被大大降低。用窄脉冲去激励声表面波色散延迟线, 输出响应为线性调频信号, 通过对两次激励的输出响应作互相关运算, 对运算结果的相频特性作一阶拟合, 便可以精确地得出这两次激励之间的时间间隔。详细推导了测量误差的传播模型, 并着重分析了 3 类主要噪声产生的测量误差, 进而提出了减小测量误差的具体措施。

关键词: 时间间隔测量; 时间内插器; SAWDDL; 互相关; 拟合; 线性调频信号

中图分类号: P145 **文献标识码:** A

1 引言

高精度时间间隔测量技术对国民经济与国防建设意义重大, 它在卫星导航定位定时、航天测控、雷达及激光测距、天文实验、原子物理、通信等领域有着广泛的应用。因此, 研究高精度时间间隔测量方法, 尤其是达到皮秒 ($1 \text{ ps} = 10^{-12} \text{ s}$) 量级的测量技术, 具有十分重要的意义。在时间间隔测量中, 经常使用的方法有: 时间-幅度转换法、游标法、抽头延迟线法等。目前, 使用较多的是抽头延迟线法^[1-4], 该方法可以获得的理论分辨率最高为 20~30 ps, 但实际测量精度却只能达到约 100 ps rms 左右。

本文提出一种新的时间间隔测量方法, 它利用声表面波色散延迟线 (SAWDDL, Surface Acoustic Wave Dispersive Delay Line) 作为时间内插器, 可以获得很高的测量精度。在这里, 时间内插器起到时间拉伸的作用, 可以确保时间间隔测量的高分辨率和高精度, 通过时间内

收稿日期: 2012-01-13; 修回日期: 2012-08-28

资助项目: 国家自然科学基金 (11103066)

插可以获得多个测量值, 由于互相关运算的平均效果, 总的测量误差将会被大大降低。有关时间内插方法的综述, 详见文献 [5] 和 [6]。

该方法利用窄脉冲去激励 SAWDDL, 输出响应为线性调频信号 (Chirp), 它是频率随时间线性变化的有限带宽信号。在这里, 我们用两个窄脉冲分别代表两个事件, 通过用两个窄脉冲分别去激励两个 SAWDDL, 然后对输出同时进行采样, 待响应结束后对两个采样信号作互相关运算, 对运算结果的相频特性作最小二乘一阶拟合, 由拟合出的直线斜率便可得到这两个事件之间的时间间隔^[7]。该测量方法的实现框图如图 1 所示。利用这种测量方法, 在理想条件下, 可以得到接近无限高的理论分辨率, 虽然实际测量受到各种误差的影响, 该方法仍可获得亚皮秒 (<1 ps) 量级的时间测量精度。

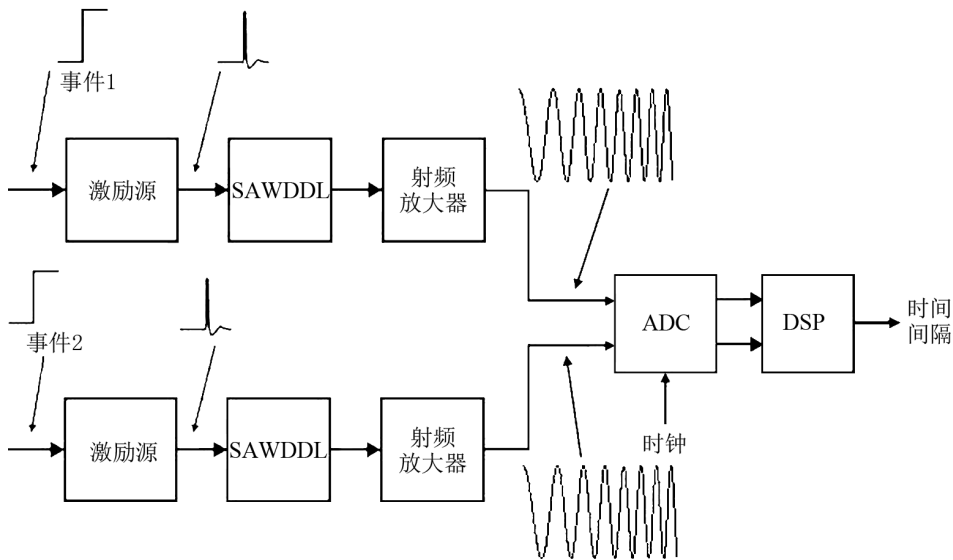


图 1 基于声表面波色散延迟线激励的时间间隔测量方法的实现框图

2 声表面波器件的特点

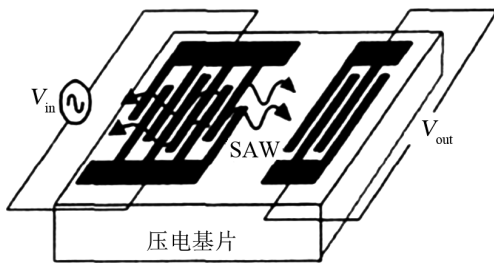


图 2 声表面波器件

声表面波器件由压电单晶基片和制作在其表面上的金属叉指换能器构成, 如图 2 所示。所谓叉指换能器, 就是在压电基片表面上形成形状像两只手的手指交叉状的金属图案, 它的作用是实现声-电换能。声表面波器件的工作原理是, 基片左端的换能器 (输入换能器) 通过逆压电效应将输入的电信号转变成声信号, 此声信号沿基片表面传播, 最终由基片右边的换能器 (输出换能器) 将声信号转变成电信号输出。整个声表面波器件的功能是通过对在压电基片上

传播的声信号进行各种处理, 并利用声-电换能器的特性来完成的; 通过设计出具有不同形状结构的叉指换能器, 就可获得具有各种不同的信号处理功能的声表面波器件。

由于声表面波器件是在单晶材料上用半导体平面光刻工艺制作的, 所以它具有极好的一致性和重复性、极高的温度稳定性、高可靠性以及传播损耗小等特点^[8]。更重要的是, 在单晶材料中声表面波的传播速度是不变化的^[9,10], 所以, 声表面波器件很适合作为时间内插器, 用于时间间隔的测量^[11-14], 器件本身不会引入不确定的延迟误差。

3 基于声表面波色散延迟线 (SAWDDL) 的时间内插

当一个窄脉冲信号输入到 SAWDDL 时, 由于窄脉冲信号中不同频率成分通过 SAWDDL 的延迟时间各不相同, 所以 SAWDDL 的输出就变成一个时宽为 τ 、带宽为 Δf 、中心频率为 f_0 的线性调频信号, 它是频率随时间线性变化的带通扫频信号, 如图 3 所示。

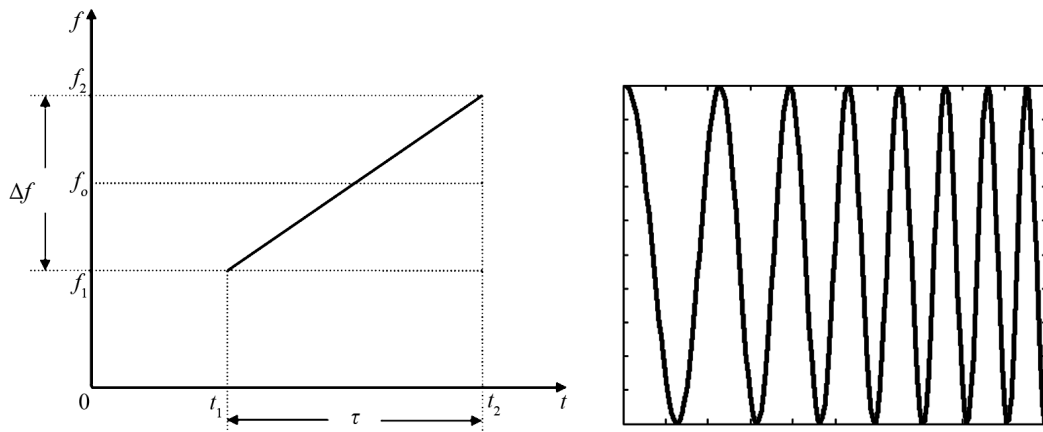


图 3 线性调频信号

其时域表达式为:

$$s(t) = \begin{cases} A \cos(2\pi f_1 t + \mu t^2 / 2), & t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0, & t \text{ 为其它值} \end{cases} \quad (1)$$

这里: $\mu = 2\pi\Delta f/\tau$ 为调频斜率; $\Delta f = f_2 - f_1$ 为调制频偏, 即为信号的带宽; $\tau = t_2 - t_1$ 为信号时宽; A 为信号的幅度。

令线性调频信号的时宽-带宽积为: $D = \tau \cdot \Delta f$, 又称作压缩比; 当 $D \gg 1$ 时, 线性调频信号的幅度谱十分接近矩形, 如图 4 所示, 可近似地表示为^[15]:

$$|S(f)| = \begin{cases} A\sqrt{\tau/\Delta f}, & |f - f_0| \leq \Delta f/2 \\ 0, & |f - f_0| > \Delta f/2 \end{cases} \quad (2)$$

这里 f_0 为中心频率。线性调频信号这种十分接近矩形的幅频特性,使得采样后由频谱混叠引起的误差大大减小。

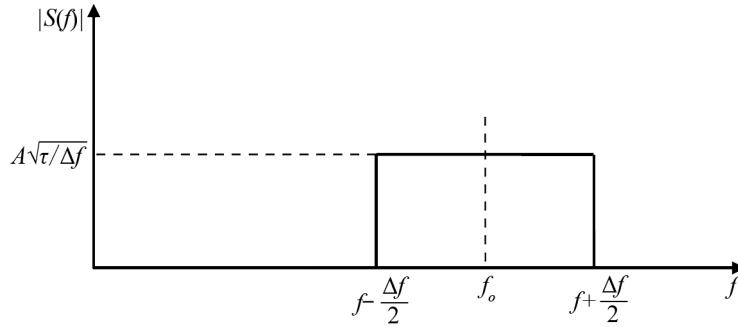


图 4 线性调频信号的幅度谱

我们知道,对线性调频信号作脉冲压缩,可以明显地改善信噪比,提高测量精度;而脉冲压缩的实质就是作相关运算,通过对线性调频信号作自相关运算,信噪比可以提高 D 倍。故当 $D \gg 1$ 时,相关后的信噪比可以得到很大的提高。另外,对于线性调频信号还可以利用分数阶傅里叶变换去除噪声^[16-20],能够有效地提高信噪比,增加测量精度。表 1 列出了声表面波色散延迟线的综合性能参数^[21,22]。

表 1 SAWDDL 的性能参数

SAWDDL 的性能参数	参数值
中心频率	30 MHz~1.5 GHz
相对带宽	1%~65%
色散时间	0.5~100 μ s
插入损耗	20~55 dB
旁瓣抑制	12~50 dB
最大时间带宽积	16 200

4 算法分析

设声表面波色散延迟线 (SAWDDL) 对两个事件的响应信号为:

$$s_1(t) = s(t) \quad , \quad (3)$$

$$s_2(t) = s(t - \theta) \quad , \quad (4)$$

这里, θ 为两个事件之间的时间间隔。对信号 $s_1(t)$ 和 $s_2(t)$ 作相关运算可得:

$$r(\vartheta) = \int_{-\infty}^{\infty} s_1(t)s_2^*(t - \vartheta)dt \quad . \quad (5)$$

对上式两边取傅里叶变换, 由相关定理可知:

$$R(f) = S_1(f)S_2^*(f) = S(f)S^*(f)e^{j2\pi f\theta} = |S(f)|^2 e^{j2\pi f\theta} \quad , \quad (6)$$

这里, $S_1(f)$, $S_2(f)$ 和 $S(f)$ 分别是 $s_1(f)$, $s_2(f)$ 和 $s(t)$ 的频谱。由式 (6) 可知, $R(f)$ 的相角为:

$$\varphi(f) = 2\pi f\theta \quad , \quad (7)$$

故可知相角 $\varphi(f)$ 与频率 f 呈线性关系。由式 (7) 可得到, 两个事件之间的时间间隔为:

$$\theta = \frac{1}{2\pi} \frac{\partial \varphi}{\partial f} \quad . \quad (8)$$

实际测量时, 我们先对信号 $s_1(t)$ 和 $s_2(t)$ 进行采样, 设经采样后的信号为:

$$x_1(nT_s) = s_1(nT_s) + w_1(nT_s) \quad , \quad (9)$$

$$x_2(nT_s) = s_2(nT_s) + w_2(nT_s) \quad , \quad (10)$$

这里, T_s 为采样周期, $w_1(nT_s)$ 和 $w_2(nT_s)$ 为附加的噪声信号。对信号 $x_1(nT_s)$ 和 $x_2(nT_s)$ 作互相关运算, 并取离散傅里叶变换, 则由相关定理可得:

$$R(k) = X_1(k)X_2^*(k) = S_1(k)S_2^*(k) + S_1(k)W_2^*(k) + S_2^*(k)W_1(k) + W_1(k)W_2^*(k) \quad , \quad (11)$$

这里, $X_1(k)$, $X_2(k)$, $W_1(k)$ 和 $W_2(k)$ 分别是 $x_1(nT_s)$, $x_2(nT_s)$, $w_1(nT_s)$ 和 $w_2(nT_s)$ 的频谱。假设噪声 $w_1(nT_s)$ 和 $w_2(nT_s)$ 相互独立且与信号 $x_1(nT_s)$ 和 $x_2(nT_s)$ 无关, 则当采样点的个数 N 足够多时, 式 (11) 可近似地表达为:

$$R(k) \approx S_1(k)S_2^*(k) = |S(k)|^2 W_N^{-k\theta} = |S(k)|^2 \exp\left(j\frac{2\pi}{N}k\theta\right) \quad , \quad (12)$$

这里, $S_1(k)$, $S_2(k)$ 和 $S(k)$ 分别是 $s_1(nT_s)$, $s_2(nT_s)$ 和 $s(nT_s)$ 的频谱。由式 (12) 可知, $R(k)$ 的相角可近似地表达为:

$$\varphi(k) \approx \frac{2\pi}{N}k\theta \quad . \quad (13)$$

故相角 $\varphi(k)$ 与频率 k 呈线性关系, 我们对该相频特性作最小二乘一阶拟合, 则由拟合出的直线斜率便可得到时间间隔 θ 的估计值 $\hat{\theta}$ 。

5 误差分析

为了推导出整个测量系统的误差传播模型, 我们需要对采样后的输入信号 $x_1(nT_s)$ 和 $x_2(nT_s)$ 进行重建, 重建出与之相对应的连续信号的估计值 $\hat{x}_1(t)$ 和 $\hat{x}_2(t)$, 然后再对 $\hat{x}_1(t)$ 和 $\hat{x}_2(t)$ 作互相关运算, 进而得到时间间隔的估计值 $\hat{\theta}$ 。令 $\hat{x}_1(t)$ 、 $\hat{x}_2(t)$ 为能量有限的实信号, 则它们的互相关运算为:

$$\hat{r}(\vartheta) = \int_{-\infty}^{\infty} \hat{x}_1(t)\hat{x}_2(t-\vartheta)dt \quad . \quad (14)$$

从而, 这两个信号之间的时间间隔为:

$$\hat{\theta} = \arg \max \hat{r}(\vartheta) \quad . \quad (15)$$

令 $\hat{\theta}$ 与真实值 θ 之间的测量误差为:

$$\Delta = \hat{\theta} - \theta \quad , \quad (16)$$

由式 (15) 可知, 当 $\vartheta = \hat{\theta}$ 时, $\hat{r}(\vartheta)$ 的一阶导数 $\dot{\hat{r}}(\vartheta)$ 为 0, 即:

$$\dot{\hat{r}}(\vartheta) = 0 \quad . \quad (17)$$

将式 (17) 在真实值 θ 附近进行线性化, 则有

$$\dot{\hat{r}}(\theta) + (\hat{\theta} - \theta)\ddot{\hat{r}}(\theta) = 0 \quad . \quad (18)$$

进而, 测量误差可以表达为:

$$\Delta = -\frac{\dot{\hat{r}}(\theta)}{\ddot{\hat{r}}(\theta)} \quad . \quad (19)$$

又信号 $\hat{x}_1(t)$ 和 $\hat{x}_2(t)$ 的频谱为:

$$\hat{X}_1(f) = \begin{cases} S(f) + T_s \sum_n w_1(nT_s) e^{-j2\pi f n T_s} \quad , & |f| < \frac{f_s}{2} \\ 0 \quad , & |f| \geq \frac{f_s}{2} \end{cases} \quad , \quad (20)$$

$$\hat{X}_2(f) = \begin{cases} S(f) e^{-j2\pi f \theta} + T_s \sum_n w_2(nT_s) e^{-j2\pi f n T_s} \quad , & |f| < \frac{f_s}{2} \\ 0 \quad , & |f| \geq \frac{f_s}{2} \end{cases} \quad . \quad (21)$$

这里, $S(f)$ 为 $s(t)$ 的频谱。根据维纳-辛钦定理, 将上面的频谱代入 $\dot{\hat{r}}(\theta)$ 中, 可以得到:

$$\dot{\hat{r}}(\theta) = j2\pi \int_{-\infty}^{\infty} f \hat{X}_1^*(f) \hat{X}_2^*(f) e^{-j2\pi f \theta} df \quad . \quad (22)$$

考虑到噪声信号 $w_1(nT_s)$ 和 $w_2(nT_s)$ 较小, 将式 (22) 在真实采样值附近进行线性化, 则有:

$$\dot{\hat{r}}(\theta) \approx j2\pi T_s \sum_n \left[w_2(nT_s) \left(\int_{-\infty}^{\infty} f S(f) e^{j2\pi f (nT_s - \theta)} df \right)^* + w_1(nT_s) \int_{-\infty}^{\infty} f S(f) e^{j2\pi f n T_s} df \right] \quad . \quad (23)$$

将上式中的积分用傅里叶反变换来表达, 则式 (23) 进而可以写成:

$$\dot{\hat{r}}(\theta) \approx T_s \sum_n [w_2(nT_s) \dot{s}_2(nT_s) + w_1(nT_s) \dot{s}_1(nT_s)] \quad . \quad (24)$$

这里, $\dot{s}_1(t)$ 和 $\dot{s}_2(t)$ 分别是 $s_1(t)$ 和 $s_2(t)$ 的一阶导数。类似地, 我们还可以得到

$$\ddot{r}(\theta) \approx -4\pi^2 \int_{-\infty}^{\infty} f^2 |S(f)|^2 df = -E_{\dot{s}} = -E_{\dot{s}_1} = -E_{\dot{s}_2} \quad , \quad (25)$$

这里, $E_{\dot{s}_1}$ 和 $E_{\dot{s}_2}$ 分别是 $\dot{s}_1(t)$ 和 $\dot{s}_2(t)$ 的能量。

将式 (24)、(25) 代入到式 (19) 中, 则测量误差可以表达为^[12]:

$$\Delta \approx T_s \left[\frac{\sum_n w_1(nT_s) \dot{s}_1(nT_s)}{E_{\dot{s}_1}} + \frac{\sum_n w_2(nT_s) \dot{s}_2(nT_s)}{E_{\dot{s}_2}} \right] \quad . \quad (26)$$

式 (26) 即为测量误差的数学模型, 鉴于它是线性的, 下面我们利用这个模型, 着重分析整个测量系统的热噪声、时钟和采样的抖动 (jitter)、量化噪声三者分别产生的测量误差。

5.1 系统热噪声产生的测量误差

假设式 (9)、(10) 中的 $w_1(nT_s)$ 、 $w_2(nT_s)$ 是系统的热噪声, 它主要包括激励源的附加噪声、射频放大器的附加噪声以及采样系统的附加噪声。令它们是均值为 0、方差为 σ_w^2 的高斯白噪声。对式 (26) 求方差有^[14]:

$$\text{Var}[\Delta] = \frac{\sigma_w^2 T_s^2 \sum_n [\dot{s}_1^2(nT_s) + \dot{s}_2^2(nT_s)]}{E_{\dot{s}}^2} \quad , \quad (27)$$

又有

$$T_s \sum_n \dot{s}^2(nT_s) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{s}^2(t) dt = E_{\dot{s}} \quad , \quad (28)$$

则有

$$\text{Var}[\Delta] = \frac{2\sigma_w^2}{f_s E_{\dot{s}}} \quad . \quad (29)$$

假设 SAWDDL 的输出响应 $s(t)$ 为窄带信号, 则

$$E_{\dot{s}} \approx 4\pi^2 f_o^2 E_s \quad , \quad (30)$$

这里, E_s 为输出响应 $s(t)$ 的能量, f_o 为信号 $s(t)$ 的中心频率。将式 (30) 代入式 (29) 有:

$$\text{Var}[\Delta] = \frac{\sigma_w^2}{2\pi^2 f_s f_o^2 E_s} \quad . \quad (31)$$

又输出响应信号 $s(t)$ 的平均功率为: $P_s = E_s/\tau$, 这里 τ 为 $s(t)$ 的时宽。令信噪比为 $SNR = \frac{P_s}{\sigma_w^2}$, 则式 (31) 可写成:

$$\text{Var}[\Delta] = \frac{1}{2\pi^2 f_o^2 f_s \tau \times SNR} = \frac{1}{2\pi^2 f_o^2 N \times SNR} \quad , \quad (32)$$

这里, $N = f_s \tau = \tau/T_s$ 为信号 $s(t)$ 在时宽 τ 内的采样点个数。又由式 (2) 可知

$$E_s = A^2 \tau \quad , \quad (33)$$

故有

$$SNR = \frac{P_s}{\sigma_w^2} = \frac{A^2}{\sigma_w^2} \quad . \quad (34)$$

则式 (32) 又可以写成:

$$Var[\Delta] = \frac{1}{2\pi^2 f_o^2 N \times SNR} = \frac{1}{2\pi^2 f_o^2 N \times A^2 / \sigma_w^2} \quad . \quad (35)$$

由式 (35) 可知, 若要减小测量系统的热噪声产生的测量误差, 则需要:

(1) 提高采样频率 f_s 。

(2) 采用能够使输出响应信号 $s(t)$ 具有更大时宽 τ 的 SAWDDL 器件。

(3) 采用能够使输出响应信号 $s(t)$ 具有更高中心频率 f_o 的 SAWDDL 器件。

(4) 提高信噪比 $SNR = \frac{P_s}{\sigma_w^2} = \frac{A^2}{\sigma_w^2}$, 具体措施是: 1) 采用插入损耗更低的 SAWDDL 器件; 2) 增大激励脉冲的能量; 3) 由于 SAWDDL 的输出响应为线性调频信号, 从而可以利用分数阶傅里叶变换去除噪声, 能够使信噪比得到很大的提高。

5.2 时钟和采样的抖动 (jitter) 产生的测量误差

假设时钟和采样的抖动 (jitter) 是一个广义平稳的白随机过程 $w_j(nT_s)$, 方差为 σ_j^2 。将采样值在 nT_s 附近线性化, 时钟和采样的 jitter 产生的误差可以被转化成下面的形式:

$$w_1(nT_s) = w_j(nT_s) \dot{s}_1(nT_s) \quad , \quad (36)$$

$$w_2(nT_s) = w_j(nT_s) \dot{s}_2(nT_s) \quad . \quad (37)$$

将式 (36)、(37) 代入式 (26), 再求方差可得:

$$Var[\Delta] = \frac{\sigma_j^2 T_s^2 \sum_n [\dot{s}_1^4(nT_s) + \dot{s}_2^4(nT_s)]}{E_s^2} \quad , \quad (38)$$

又有

$$T_s \sum_n \dot{s}^4(nT_s) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{s}^4(t) dt = E_{\dot{s}^2} \quad , \quad (39)$$

则有

$$Var[\Delta] = \frac{2\sigma_j^2 E_{\dot{s}^2}}{f_s E_s^2} \quad , \quad (40)$$

这里, $E_{\dot{s}^2}$ 是响应信号 $s(t)$ 一阶微分的平方的能量。

对于窄带信号 $s(t)$, 可以得到:

$$E_{\dot{s}^2} \approx 16\pi^4 f_o^4 E_{s^2} \quad , \quad (41)$$

这里, E_{s^2} 是响应信号平方的能量。将式 (30)、(41) 代入式 (40) 有:

$$\text{Var}[\Delta] = \frac{2\sigma_j^2 E_{s^2}}{f_s E_s^2} \quad (42)$$

又由式 (1)、(2) 可以求得:

$$E_{s^2} = \frac{A^4 \tau}{2} \quad (43)$$

将式 (43)、(33) 代入式 (42) 可得:

$$\text{Var}[\Delta] = \frac{\sigma_j^2}{f_s \tau} = \frac{\sigma_j^2}{N} \quad (44)$$

这里, $N = f_s \tau = \tau/T_s$ 为信号 $s(t)$ 在时宽 τ 内的采样点个数。

从式 (44) 也可以看出采样频率的偏差是不会影响测量精度的。故由式 (41) 可知, 若要减小时钟和采样的抖动 (jitter) 产生的测量误差, 则需要:

- (1) 提高采样频率 f_s 。
- (2) 采用能够使输出响应信号 $s(t)$ 具有更大时宽 τ 的 SAWDDL 器件。

5.3 量化噪声产生的测量误差

由式 (33) 可知, 信号 $s(t)$ 的幅度为:

$$A = \sqrt{\frac{E_s}{\tau}} \quad (45)$$

假设 A/D 转换器的位数为 B 位, 则其量化阶的大小为:

$$q = \frac{2A}{2^B} = \sqrt{\frac{4E_s}{\tau \cdot 2^{2B}}} \quad (46)$$

故量化噪声的方差为:

$$\sigma_q^2 = \frac{q^2}{12} = \sqrt{\frac{E_s}{3\tau \cdot 2^{2B}}} \quad (47)$$

将上式代入式 (29), 由式 (30) 可以得到:

$$\text{Var}[\Delta] = \frac{1}{6\pi^2 \tau \cdot 2^{2B} f_s f_o^2} = \frac{1}{6\pi^2 \cdot 2^{2B} N f_o^2} \quad (48)$$

由于实际测量时, A/D 转换器的位数不可能完全被充分利用, 所以实际测量误差会稍大于式 (48) 得出的值。由式 (48) 可知, 若要减小量化噪声产生的测量误差, 则需要:

- (1) 提高采样频率 f_s 。
- (2) 采用能够使输出响应信号 $s(t)$ 具有更大时宽 τ 的 SAWDDL 器件。
- (3) 采用能够使输出响应信号 $s(t)$ 具有更高中心频率 f_o 的 SAWDDL 器件。

6 仿真结果

为了验证上面式 (35)、(44)、(48) 的正确性和有效性, 我们对系统热噪声产生的误差、时钟和采样的抖动 (jitter) 产生的误差以及量化噪声产生的误差, 利用 Monte-Carlo 方法进行仿真实验, 将仿真结果作曲线拟合, 并与由式 (35)、(44)、(48) 得到的理论值进行比较。对于系统热噪声产生的误差, 分别用 4 个不同的中心频率 ($f_o = 100$ MHz、200 MHz、300 MHz、400 MHz) 进行仿真, 结果如图 5 所示; 对于时钟和采样的抖动 (jitter) 产生的误差, 分别用在时宽 τ 内 4 组不同的采样点个数 ($N = 500$ 、1000、2000、5000) 进行仿真, 结果如图 6 所示; 对于量化噪声产生的误差, 分别用 2 个不同的中心频率 ($f_o = 100$ MHz、200 MHz) 下的 2 组不同的采样点个数 ($N = 2000$ 、5000) 进行仿真, 结果如图 7 所示。

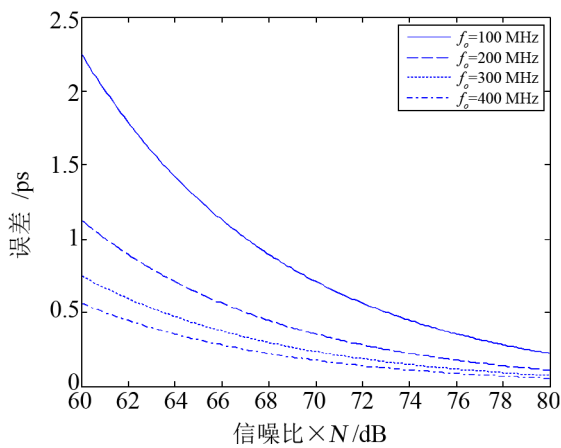


图 5 系统热噪声产生的测量误差

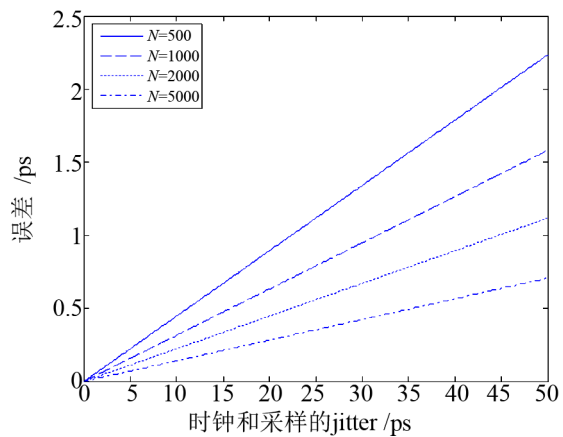


图 6 时钟和采样的抖动 (jitter) 产生的测量误差

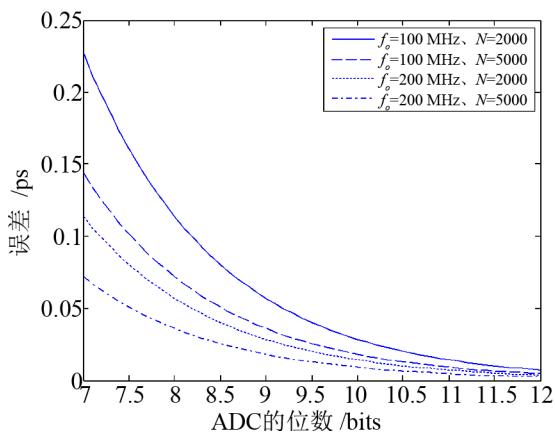


图 7 量化噪声产生的测量误差

表 2 三类噪声分别引起的测量误差的大小

噪声类别	相应的测量误差/ps
系统的热噪声	0.377 38
时钟和采样的抖动 (jitter)	0.070 711
量化噪声	0.047 858
总的测量误差	0.386 92

将仿真结果与由式 (35)、(44)、(48) 得到的理论值进行比较, 发现两者之间具有很好的 consistency。采用制作工艺上可得到的一组参数, 通过仿真可知, 若 SAWDDL 的输出响应为一个中心频率 $f_o = 150$ MHz、带宽 $\Delta f = 40$ MHz、时宽 $\tau = 5$ μ s、 $SNR = 35$ dB 的线性调频信号, 则当采样频率 $f_s = 1$ GHz, 采样位数为 8 bits, 时钟和采样的 $jitter = 5$ ps 时, 可以获得时间间隔的测量精度约为 0.38 ps, 表 2 列出了其中 3 类噪声分别引起的测量误差的大小。

7 实验结果

为了便于对这种高精度时间间隔测量方法进行系统的分析与验证, 在实验中采用了 ANALOG DEVICES 公司的 AD9910 芯片来生成实验所需要的各种不同参数的线性调频信号。AD9910 是一款内置 14 bit DAC 的直接数字频率合成器 (DDS), 支持高达 1 GSPS 的采样速率, 能够在高达 400 MHz 的频率下生成频率捷变正弦波形, 可以在外部控制信号的作用下产生各种不同参数的线性调频信号。实验系统的组成框图如图 8 所示。图中 FPGA 用来产生相应的控制信号, 用以控制 AD9910 生成实验所需要的各种不同参数的线性调频信号。在实验中, 线性调频信号通过长度不同的延迟线 L1 和 L2, 形成一个固定的传输延迟时间差, 经过采样和信号处理算法, 可得出这个传输延迟时间差的值。

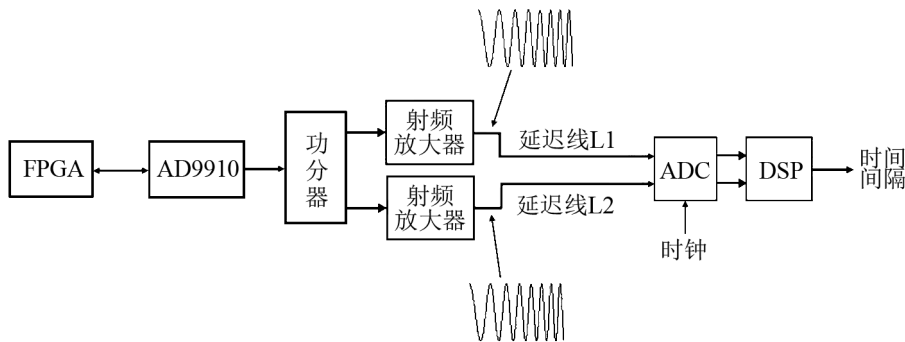


图 8 实验系统的组成框图

为了事先对延迟线的单位长度传输延迟时间有一个合理的估计, 我们用网络分析仪对一段固定长度延迟线的传输延迟时间进行了测量, 如图 9 所示。其中, 被测延迟线的长度约为 41.5 cm, 在 150 MHz 频率上进行测量, 测得传输延迟时间约为 2.0559 ns, 进而可推得 1 cm 长度延迟线的传输延迟时间约为 49.54 ps。在实验中, 延迟线 L1 比延迟线 L2 稍短些, 两者之间长度差约为 9.2 cm, 从而, 两者之间的传输延迟时间差约为 455 ps。

在实验中, 通过控制 AD9910 生成多个不同参数的线性调频信号, 分别进行测试, 求得相应的传输延迟时间差, 将结果与由式 (35)、(44)、(48) 得出的综合误差相比较, 从而验证这种新的高精度时间间隔测量方法的可靠性与实用性。为了使将来的工程实现更为容易, 我们将线性调频信号的频率控制在 200 MHz 以下, 分别取中心频率为 100 MHz 和 150 MHz 的

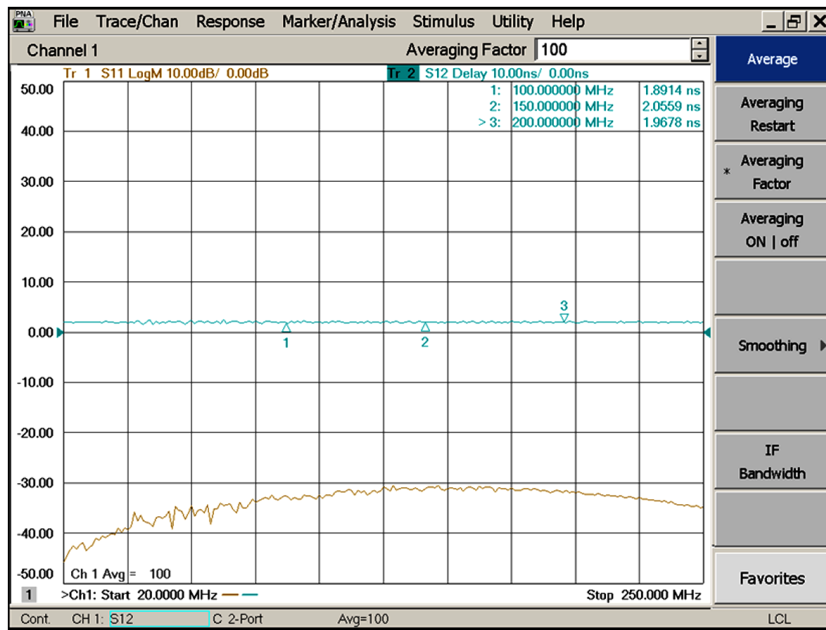


图 9 网络分析仪对延迟线传输延迟时间的测量结果

两组不同参数的线性调频信号进行测试, 实验结果如表 3 所示。表中, f_o 为中心频率、 Δf 为带宽、 τ 为时宽、 f_s 为采样频率。表中的每个实测均值是由 10 次实测数据得到的样本均值, 实测精度值则是样本标准差。

表 3 采用不同参数的线性调频信号进行测试的实验结果

延迟 时间差	信号 参数	$f_o = 100 \text{ MHz}$ $\Delta f = 40 \text{ MHz}$ $f_s = 1 \text{ GHz}$		$f_o = 100 \text{ MHz}$ $\Delta f = 40 \text{ MHz}$ $f_s = 2 \text{ GHz}$		$f_o = 150 \text{ MHz}$ $\Delta f = 40 \text{ MHz}$ $f_s = 1 \text{ GHz}$	
		$\tau = 2 \mu\text{s}$	$\tau = 5 \mu\text{s}$	$\tau = 2 \mu\text{s}$	$\tau = 5 \mu\text{s}$	$\tau = 2 \mu\text{s}$	$\tau = 5 \mu\text{s}$
实测均值/ps		452.33	451.98	451.75	451.84	451.67	451.77
实测精度值/ps		1.280 40	0.721 03	0.810 52	0.523 14	0.775 62	0.487 11
理论精度值/ps		0.930 12	0.588 26	0.657 69	0.415 96	0.625 65	0.395 70
均值的置信水平为 0.99 的置信区间		(450.6452, 454.0148)	(451.4457, 452.5143)	(451.0749, 452.4251)	(451.5588, 452.1212)	(451.0518, 452.2882)	(451.5262, 452.0138)

由表 3 可知, 所有置信区间存在一个交集区间 (451.5588, 452.0138), 则该区间包含均值的真值的可信度为 99%。从实验数据可以看出, 实测精度要比理论精度差 0.1 ps 左右, 这主要是由于实际测量时 ADC 的分辨率位数无法得到充分利用以及系统的非线性误差引起的。实验结果进一步验证了这种高精度时间间隔测量方法的可靠性与实用性, 它可以获得亚皮秒量级的高测量精度。

8 结 论

本文提出一种新的时间间隔测量方法, 它利用声表面波色散延迟线作为时间内插器, 可以获得很高的测量精度。文中详细分析了该方法的误差传播模型, 由于该模型是通过线性化得出的, 故只适用于较小误差的情况。利用误差传播模型, 着重分析了 3 类主要噪声引起的测量误差, 并且得到了相应的误差关系式 (35)、(44)、(48), 实验结果、仿真结果与理论值之间具有很好的一致性, 符合理论预期。

通过对式 (35)、(44)、(48) 的分析可知, 为了减小测量误差, 提高测量精度, 可以采取以下措施。

- (1) 提高采样频率 f_s 。
- (2) 采用能够使输出响应信号 $s(t)$ 具有更高中心频率 f_o 的 SAWDDL 器件。
- (3) 采用能够使输出响应信号 $s(t)$ 具有更大时宽 τ 的 SAWDDL 器件。
- (4) 提高信噪比 $SNR = \frac{P_s}{\sigma_w^2} = \frac{A^2}{\sigma_w^2}$, 具体措施是: 1) 采用插入损耗更低的 SAWDDL 器件; 2) 增大激励脉冲的能量; 3) 由于 SAWDDL 的输出响应为线性调频信号, 从而可以利用分数阶傅里叶变换去除噪声, 能够使信噪比得到很大的提高。

值得注意的是, 以上提出的减小测量误差的措施, 同时适用于前面讨论的 3 类测量误差, 它们之间并不存在相互制约的条件, 这是一个很好的情况。理论分析、仿真结果和实验结果均表明该方法单次测量能够达到亚皮秒 (< 1 ps) 量级的时间测量精度, 是一种可靠、稳定、实用的高精度时间间隔测量方法。

参考文献:

- [1] Rahkonen T E, Kostamovaara J T. Solid-State Circuits, 1993, 28: 887.
- [2] Raisanen-Ruotsalainen E, Rahkonen T E, Kostamovaara J T. Solid-State Circuits, 1995, 30: 984.
- [3] Mota M, Christiansen J. Solid-State Circuits, 1999, 34: 1360.
- [4] Szplet R, Kalisz J, Szymanowski R. Instrumentation and Measurement, 2000, 49: 879.
- [5] Porat D I. Nuclear Science, 1973, 20: 36.
- [6] Kalisz J. Metrologia, 2004, 4: 17.
- [7] Fujinobu Takahashi, Tetsuro Kondo, Yukio Takahashi, Yasuhiro Koyama. Wave Summit Course: Very Long Baseline Interferometer. 5796-G Burke Centre Parkway Burke: IOS Press, 2000: 45.
- [8] 武以立. 声表面波原理及其在电子技术中的应用. 北京: 国防工业出版社, 1983: 3.
- [9] 日本电子材料工业会. 声表面波器件及其应用. 北京: 科学出版社, 1984: 92.
- [10] Hirano H. 1st Meeting on Ferroelectric Materials and their Applications. kyoto: Gordon and Breach Science Press, 1977: 81.
- [11] Pánek P. Instrumentation and Measurement, 2008, 57(11): 2582
- [12] Pánek P. signal processing, 2007, 55(7): 1.
- [13] Pánek P, Proch á zka I. Rev. Sci. Instrum, 2007, 78(9): 1.
- [14] Pánek P. Instrumentation and Measurement, 2008, 57(6): 12.
- [15] Mensa D L. High Resolution Radar Imaging. London: Artech House, 1981: 211.

- [16] Namias V. J Inst Math Appl, 1980, 25: 241.
[17] McBride A C, Kerr F H. IMA J Appl Math, 1987, 39: 159.
[18] Mendlovic D, Ozaktas H M. J Opt Soc AM A, 1993, 10(10): 1875.
[19] Ozaktas H M, Mendlovic D. J Opt Soc AM A, 1993, 10(12): 2522.
[20] Ozaktas H M, Kutay M A, Zalevsky Z. The Fractional Fourier Transform with Applications in Optics and Signal Processing. New York: John Wiley & Sons, 2000: 56.
[21] Owens J M. Microwave System News, 1996, 16(7): 349.
[22] 母开明. 压电与声光, 1985, 7(1): 108.

Research on High Precision Time Interval Measurement Based on Surface Acoustic Wave Dispersive Delay Line Excitation

BU Zhao-hui^{1,2,3}, HUANG Pei-cheng^{1,2}, ZHU Ren-jie^{1,2}, LI Dong-dong³

(1. Shanghai Astronomical Observatory, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200030, China; 2. Graduate University of the Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China; 3. University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai 200093, China)

Abstract: High-precision time interval measurement techniques play a significant role in the economy and the military. The paper deals with a novel high-precision time interval measurement method up to subpicosecond (< 1 ps) precision. The method utilizes a surface acoustic wave dispersive delay line as a time interpolator. The time interpolator can have the form of a time stretcher, so as to get many observations. Thanks to possible averaging, the overall error can be greatly reduced. The method is based on the fact that a surface acoustic wave dispersive delay line excited by a short pulse can generate a linear frequency-modulated signal. By means of cross correlation between the responses to two excitations and then first-order fitting of the phase-frequency characteristic of the result of cross correlation, the time interval between the two excitations can be precisely estimated eventually. The paper details the derivations of the measurement error propagation model and focus on analysis of the measurement error from three types of main noises, and then provides the specific measures to reduce the measurement error.

Key words: time interval measurement; time interpolator; SAWDDL ;cross correlation; fitting; Chirp