

文章编号 1004-924X(2009)01-0213-07

机载设备 IRIG-B(AC)码的滤波及其数字相位补偿

张学明¹, 张振娅², 戴明¹, 孙敬辉¹

(1. 中国科学院 长春光学精密机械与物理研究所, 吉林 长春 130033;

2. 长春工业大学 计算机科学与工程学院, 吉林 长春 130012)

摘要:为了解决机载环境下交流 B 码信号中的噪声和畸变问题, 提高解码的精度和稳定性, 设计了中心频率在 1 kHz 的带通滤波器对 IRIG-B 码信号进行滤波; 然后, 针对滤波后所引入的相位差设计了一个数字补偿电路, 对 1 PPS 信号进行相位校准, 消除相位误差。实验结果表明: 滤波有效地抑制了信号中的噪声, 还将失真的信号还原成真实的信号, 无用的频率信号以 -34 dB/十倍频率的水平得到抑制; 经过数字相位补偿后, 不仅消除了由于滤波所引入的相位差, 而且消除了由于过零器的过零精度等所引入的相位差, 1 PPS 准时点的精度由文献[1]的优于 10 μ s 提高到了优于 3 μ s。该设计满足机载环境下交流时间码的解码要求, 消除了噪声的干扰和信号的失真, 提高了解码的精度和稳定性。

关键词:机载设备; IRIG-B(AC)码; 滤波; 相位补偿

中图分类号:V557 **文献标识码:**A

Filtering and digital phase compensation of IRIG-B (AC) code in airborne equipment

ZHANG Xue-ming¹, ZHANG Zhen-ya², DAI Ming¹, SUN Jing-hui¹

(1. *Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China;*

2. *College of Computer Science and Engineering, Changchun Industry University, Changchun 130012, China*)

Abstract: In order to eliminate the interference of airborne environment and to improve the precision of decode and the EMC ability, the filtering of IRIG-B (AC) and the compensation of phase hysteresis caused by the filter are studied. A band-pass filter with a 1 kHz center frequency is designed, then the digital compensation is used for the phase hysteresis caused by filter. The results show that the ability of anti-jamming, anti-distortion and the decoding stability of the decoder are improved, and the useless frequency signals are depressed by -34 dB/10 octave. The digital compensation strategy can eliminate not only the phase hysteresis, but also the error caused by zero-crossing detector. The timing precision of 1 PPS is enhanced from better than 10 μ s to better than 3 μ s. The airborne system satisfies the decoding requirement of IRIG-B (AC), eliminates the noise interference and signal distortion, and enhances the decoding precision and stability.

Key words: airborne equipment; IRIG-B (AC) code; filtering; phase compensation

收稿日期: 2008-06-23; 修订日期: 2008-07-23.

基金项目: 国家 863 高技术研究发展计划资助项目 (No. 2002AA2Z9999, No. 2004AA99)

1 引言

IRIG-B 码广泛应用于靶场的时间同步,机载成像设备也使用 IRIG-B(AC)时间格式码来同步系统工作,交流码的时间信息是成像设备的数据同步依据,1 PPS 准时点是成像系统所需同步脉冲的参考点,可靠解出交流码时间信息和 1 PPS 准时点对机载成像系统能否可靠工作尤其重要。

机载环境不同于地面环境,其电磁环境复杂,交流时间码经常会受到机载环境中的设备(如电源、发动机、无线发射设备)及其它电子设备的干扰,这种干扰,一方面会造成时间的误码,另一方面会影响 1 PPS 准时点提取和精度,从而造成机载成像系统工作不稳定。此外,交流码的畸变也会影响 1 PPS 准时点的提取精度。

B 码的解码方法多种多样^[1-4],且比较成熟,在此不再陈述。在机载环境中,如何做好交流码的抗干扰和抗畸变工作尤为重要。以 1 kHz 为中心频率,通过对交流码进行窄带滤波,可以有效地消除机载环境下复杂的电磁干扰,还可以有效地消除交流信号的失真,恢复交流信号的本来面目,再配合文献[1]的纠错方法,可以实现高可靠性的解码工作。

交流信号经过滤波器后,会引入相位差,1 PPS 准时点会产生滞后,影响准时点的精度,一旦滤波器的参数选定后,这个滞后时间是个常数,通过数字相位补偿方法可以对这一误差进行补偿。此外利用 GPS 的 1 PPS 信号作为标准参考信号可以进行精确的校准工作,这样就可以将过零器等引入的相位差也加入到滤波产生的相位差中进行统一的修正,使得 1 PPS 准时点更加准确,精度得到提高,而且稳定性也高。

2 带通滤波器和数字相位补偿的设计原理

2.1 带通滤波器的设计原理

时间交流 B 码是一个 1 kHz 的正弦信号,如图 1 所示,滤波器的设计是要将正弦信号从噪声中提取出来,并剔除由于交流信号的失真所产生的除 1 kHz 正弦信号以外的多余的交流分量,所以设计一个带通滤波器对信号进行滤波能满足任务要求。

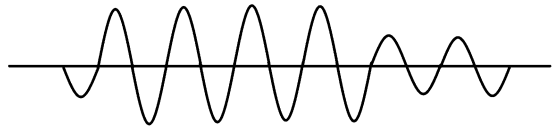


图 1 1 kHz 正弦信号示意图

Fig. 1 1 kHz sine signal diagram

2.1.1 带通滤波器的电路图

图 2 所示是带通滤波器的典型电路图,比例运算放大器起隔离放大作用, R_1 和 C_1 组成低通滤波级, R_2 和 C_2 组成高通滤波级,三者组合起来实现了二阶带通滤波的作用,正反馈电阻 R_3 的接入是为了改善滤波特性。

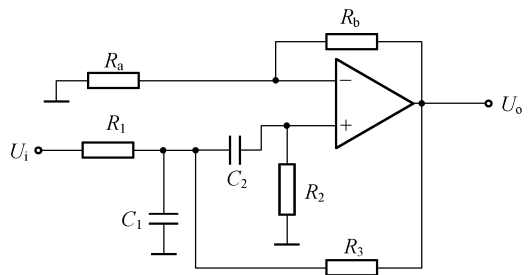


图 2 带通滤波器电路图

Fig. 2 Band-pass filter circuit

2.1.2 带通滤波器的电压传输函数

由图 1 可推导出带通滤波器的电压传输函数为

$$H(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{\frac{H_0 \omega_0}{Q}}{s^2 + \frac{1}{Q}s + \omega_0^2} = \frac{\frac{H_0 \omega_0 s}{Q}}{(s - \omega_1)(s - \omega_2)}, \quad (1)$$

式中

$$H_0 = \frac{1 + \frac{R_b}{R_a}}{R_1 C_1 \left(\frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} + \frac{1}{R_1 C_1} - \frac{R_b}{R_3 R_a C_1} \right)}, \quad (2)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_1 + R_3}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}}, \quad (3)$$

$$Q = \frac{\sqrt{R_1 + R_3} \sqrt{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}}{R_1 R_3 (C_1 + C_2) + R_2 C_2 \left(R_3 - \frac{R_1 R_b}{R_a} \right)}, \quad (4)$$

$$\omega_1 = -\frac{\omega_0}{2Q} + \frac{\omega_0}{2\sqrt{4 + \frac{1}{Q^2}}}, \quad (5)$$

$$\omega_2 = \frac{\omega_0}{2Q} + \frac{\omega_0}{2} \sqrt{4 + \frac{1}{Q^2}} \quad (6)$$

其中, ω_0 为中心频率, H_0 为中心频率在 ω_0 处的增益, Q 为品质因数, ω_2 和 ω_1 分别为滤波器的上、下截止频率, 因此滤波器的带宽 B 可以由式 (7) 表示。

$$B = \omega_2 - \omega_1 = \frac{\omega_0}{Q} \quad (7)$$

2.1.3 带通滤波器的幅频特性

由式 (1) 可得出带通滤波器的幅频特性为

$$|H(j\omega)| = \frac{H_0}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2}} \quad (8)$$

2.1.4 带通滤波器的相频特性

由式 (1) 可得出带通滤波器的相频特性为

$$\varphi(\omega) = 90^\circ + \arctan\left(\frac{\omega}{\omega_1}\right) + \arctan\left(\frac{\omega}{\omega_2}\right) \quad (9)$$

2.2 数字相位补偿的设计原理

2.2.1 数字相位补偿的电路原理

由式 (9) 可知, 正弦信号经过二阶带通滤波后, 其输出信号会产生延迟, 也就是 1 PPS 准时点相应地滞后, 滤波带来了相位差。当滤波器参数确定后, 在中心频率 ω_0 处相位差为一常数 $\varphi(\omega_0)$, 相应地延时了一时间常数 τ_0 。

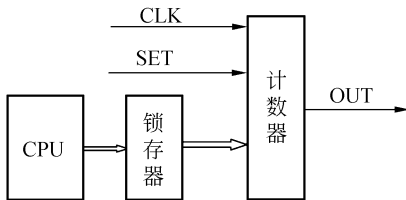


图 3 数字相位补偿电原理框图

Fig. 3 Block diagram of digital phase compensation

1 PPS 信号是 B 码解码后的重要信号。事实上, 1 PPS 准时点的延时, 除了一方面由于滤波引入的延时 τ_0 外, 另一方面还有过零器等其他因素引入的延时 τ_1 , 总的延时 $\tau = \tau_0 + \tau_1$ 。可以采用数字补偿方法来消除这一时间常数, 如图 3 所示是数字相位补偿电路的原理框图。

图 3 中, 数字相位补偿电路由硬件电路 CPU、锁存器和可预置二进制计数器组成。

CLK 是高精度和高稳定性的 1 MHz 计数器时钟信号, SET 是经滤波后解码器输出的滞后了时间的 1 PPS 同步信号, OUT 是得到相位补偿

后消除了相位差的与准时点一致的 1 PPS 信号。

2.2.2 数字相位补偿的工作原理

数字相位补偿方法是利用可预置计数初值的计数器对脉冲信号具有延时特性来实现的, 如图 4 所示是相位补偿的时序图, 信号 A 是 GPS 接收机输出的标准的 1 PPS 信号, 这个信号可以认为是没有延时的标准的参考信号, SET 信号是经过滤波解码后相对于信号 A 延时了时间 τ 的信号, OUT 是经过相位补偿后与信号 A 无相位差的信号。

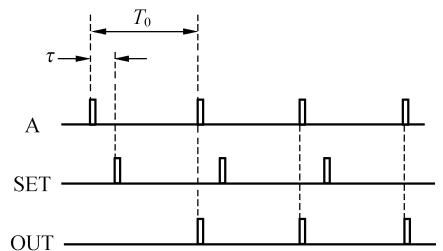


图 4 数字相位补偿时序

Fig. 4 Digital phase compensation timing

GPS 的 1 PPS 标准参考信号和具有相位差的信号同时输入双通道输入的示波器, 标准信号作为同步信号, 用示波器精确测量出这两个信号之间的时间差 τ , 再用式 (10) 换算成计数器的预置数 t , 计数器被反复预置相同的精确初值进行计数, 最终使输出信号相对于标准 1 PPS 信号的相位满足 360° 的延时。

对于周期性脉冲信号 SET 来说, 相对于 A 延时了时间, 如果将 SET 超前时间得到 OUT 有困难, 但是将 SET 延时 ($T_0 - \tau$), 使得输出的 OUT 信号与标准 A 信号延时时间相差完整周期 T_0 是可以实现的, 这时可以认为 OUT 与 A 的相位除了 A 的第一个脉冲之外, 之后的所有脉冲的相位是一致的。从图 4 的时序可以看出, A 的第一个脉冲与 OUT 第一个脉冲相差时间 T_0 , 如果不看这个脉冲, A 剩下的所有脉冲序列与 OUT 信号的相位是一致的, 这里 T_0 为 1 PPS 信号的周期。

t 是图 3 中 CPU 需要给锁存器预置的时间, 计数器是可预置初值的二进制计数器, 计数器以 t 为初值开始计数, 计数器的总计数长度 T_L 应满足周期 T_0 范围内任意时间的补偿要求, 当 SET 信号每次到来时用锁存器的初值 t 预置计数器, 计数器以 t 为初值开始计数, 当计满 $(T_0 - \tau)$ 个数

后,计数器输出计满溢出信号 OUT,输出的 OUT 信号就是将 SET 延时了时间 $(T_0 - \tau)$ 得到的。

锁存器的预置时间 t 由式(10)给出, $T_0 = 10^6 \mu\text{s}$ 。

$$t = T_L - (T_0 - \tau). \quad (10)$$

3 带通滤波器和相位补偿的参数设计

3.1 带通滤波器的参数设计

3.1.1 带宽滤波器的参数选择

为了设计方便,取 $R_1 = R_2 = R_a = R$, $R_b = K_1 R$, 又由于 R_3 的接入是改善滤波性能的,所以取 $R_3 = K_2 R$, 式(2)、(3)、(4)可以分别化简为:

$$H_0 = \frac{K_2(1+K_1)}{2K_2 - K_1}, \quad (11)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC\sqrt{K_2}}, \quad (12)$$

$$Q = \frac{\sqrt{K_2^2 + K_2}}{-K_1 K_2 + K_2 + 2}. \quad (13)$$

由此可见,对于滤波器的设计,关键是确定参数 K_1 和 K_2 。

由式(7)、(8)可知, Q 值越高、带宽越窄,通带与阻带之间的过渡越陡峭,选择性就越好,因此需要选择合适的 Q 值,这里取 $Q = 5$, 带宽 $B = 0.2\omega_0$, 截止频率 ω_1 和 ω_2 分别为:

$$\omega_1 = 0.9\omega_0, \quad (14)$$

$$\omega_2 = 1.1\omega_0. \quad (15)$$

实际应用中,正弦信号的电压输入范围为 $0.5V_{P-P} \sim 10V_{P-P}$, 通常为了设计方便,放大器电源为 $\pm 5V$, 因此,滤波器的在中心频率的增益 H_0 不能大于 1, 这里取 $H_0 = 1$, 输入信号经过隔离变压器后由 $0.5 \sim 10V_{P-P}$ 变换为 $0.4 \sim 8V_{P-P}$, 实现放大器工作在线性区域。

把 $H_0 = 1$ 和 $Q = 5$ 代入(11)和(13)式解方程组,得出的 K_1 和 K_2 值如下,负值没有物理意义,舍去。

$$K_1 = 0.9, K_2 = 9.51$$

由此可得到

$$R_b = 0.9R, \quad (16)$$

$$R_3 = 9.51R. \quad (17)$$

式(12)也可改为

$$\omega_0 = 0.324 \frac{1}{RC}. \quad (18)$$

3.1.2 解算准时点延时时间 τ_0

由式(9)、(14)、(15)解出中心频率处的相位差:

$$\varphi(\omega_0) = 179.7^\circ,$$

此外

$$\varphi(\omega_0) = 2\pi f_0 \tau_0, \quad (19)$$

式中, $f_0 = 1 \text{ kHz}$, 并将 $\varphi(\omega_0)$ 的值一起代入式(19)可得

$$\tau_0 = 499 \mu\text{s}.$$

3.2 数字相位补偿的参数选择

由于 $T_0 = 10^6 \mu\text{s}$, 计数器的时钟为 1 MHz , 计数器的长度应大于 10^6 , 二进制表示为 F4240H, 因此计数器的长度可选为 2^{20} 。

计数器预置计数长度 t 的表达式(10)可以表示为

$$t = 2^{20} - (10^6 - \tau). \quad (20)$$

4 实验与测量结果

4.1 滤波器的幅频特性

根据滤波器的传递函数可以绘制出如图 5 所示的幅频特性曲线,从曲线中可以看出,噪声和多余频率分量得到抑制。在中心频率处增益下降 3 dB, 幅频特性在阻带内以 -34 dB/十倍频率 下降,无用的频率分量得到了很好地抑制,在文献 [1, 4, 5, 7] 基础上信号质量得到了改善。

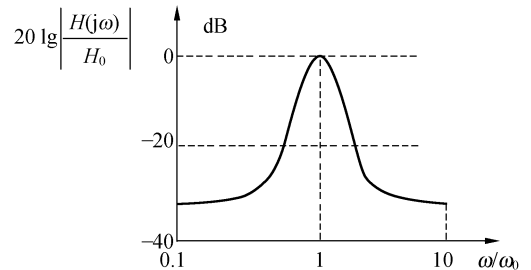


图 5 幅频特性曲线

Fig. 5 Breadth frequency characteristic curve

由于信号的质量得到了改善,所以经过滤波后的信号可送入可控增益放大器进行闭环控制将信号放大,无论输入端是多大范围的信号,放大器输出端的信号总能保持在 $3.5V$ 左右,这样有利于避免过零器因信号过小所带来的相位误差增大。

4.2 相位测量及补偿

4.2.1 相位误差测量

AC信号经过滤波和过零后解码输出的1PPS信号的相位误差可以直接测量,将所测量的相位误差换算成计数器预置计数初值 t ,利用图3电路实现相位补偿。

这里是将GPS接收机所输出的1PPS信号作为标准的无误差的参考信号A(如图4所示),其误差可以忽略不计,将A信号和SET信号(有相位误差的1PPS信号)输入有双通道信号输入的示波器中进行测量,信号A选择为同步触发信号,那么SET信号与A之间的时间差就可直观地用示波器测量得到,从而精确测量延时时间 τ 。

由于AC信号的输入是 $0.5\sim 10 V_{P-P}$,测量时可选取不同的有代表性的边界输入信号进行测量,如表1所示,列出了所测量的3个特定的相位误差。

表1 1 PPS 相位差

Tab.1 Phase error of 1 PPS

序号	输入信号/ V_{P-P}	相位差 $\tau/\mu\text{s}$
1	0.5	507.8
2	5	506.7
3	10	505.2

上述所测得的相位误差 τ 是系统总的相位误差,是滤波引入的相位差 τ_0 与过零器等其它因素引入的相位差 τ_1 之和,根据前文理论分析可知,若滤波引入的相位差 $\tau_0=499\mu\text{s}$,那么 $(\tau-\tau_0)$ 就是过零器等其它因素引入的相位差,测量结果与理论分析的结果相符,如果不考虑滤波引入的相位差,输入信号为 $0.5 V_{P-P}$ 时的相位差 $(\tau-\tau_0=8.8\mu\text{s})$ 最大,符合文献[1]的优于 $10\mu\text{s}$ 的误差。

4.2.2 相位误差补偿

相位补偿是根据表1的数据,选取一个适当的补偿数据,这里选取 $\tau=506\mu\text{s}$ (中间值)。

用式(20)计算锁存器需要预置的时间初值 t 为

$$t=2^{20}-(10^6-506)=49\ 082\ \mu\text{s}$$

将这个时间数据 t 输入锁存器,计数器反复以此初值开始计数,可以精确地对系统的1PPS的SET信号的相位误差进行补偿。

事实上测量时间 τ 很难用示波器方法一次性完成,这是由于示波器的档位分辨率有限,一次性测量 $506\mu\text{s}$ 的误差要想读数精确到 $1\mu\text{s}$ 很难实现,这里采用的方法是,由粗测量——粗补偿,到精测量——精补偿,一般重复3次,就可以达到精确测量优于 $1\mu\text{s}$ 的误差水平。补偿后的1PPS相位差如表2所示。

表2 补偿后1 PPS 相位差

Tab.2 Phase error of 1 PPS after digital phase compensation

序号	输入信号/ V_{P-P}	相位差 $\Delta\tau/\mu\text{s}$
1	0.5	1.8
2	5	0.7
3	10	-0.8

4.3 误差分析

4.3.1 最大误差

输入信号在 $0.5\sim 10 V_{P-P}$ 范围内,如果锁存器以输入信号为 $0.5 V_{P-P}$ 时的初值 $508\mu\text{s}$ 进行预置,可得到补偿后的1PPS信号的误差 $\Delta\tau$ 近似曲线如图6所示,1PPS准时点在整个输入范围内的补偿精度优于 $3\mu\text{s}$ 。

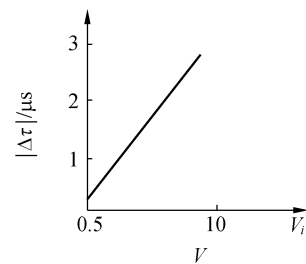


图6 误差曲线

Fig.6 Error curve

经过补偿后,系统最大误差 $\Delta\tau_{\max}$ 从表2中可以得到

$$\Delta\tau_{\max}=1.8-(-0.8)=2.6\ \mu\text{s}<3\ \mu\text{s}.$$

由此可见,1PPS准时点的系统精度由文献[1]的优于 $10\mu\text{s}$ 提高到了优于 $3\mu\text{s}$,信号由于滤波提高了可靠性,由于补偿提高了1PPS信号相对于准时点精度。

4.3.2 影响相位补偿精度的因素

影响相位补偿精度的因素有以下3个:

(1) 量化误差: 由于计数时钟为 1 MHz, 补偿时存在量化误差, 补偿的结果不能实现误差为 0 μs 的补偿, 这部分误差可以控制在 1 μs 之内。

(2) 测量读数误差: 经过粗测量——粗补偿, 精测量——精补偿, 多次测量补偿, 可以实现示波器高分辨率档位读数, 读数误差可控制在 0.1 μs 之内。

(3) 元件温度系数引起误差: 选取电阻和电容温度系数高(温度系数为 $10^{-6}/^{\circ}\text{C}$)的元件, 可避免由于温度的变化带来的时间常数变化引起的相位差变化, 这部分误差在全工作温度范围内(如 $-40^{\circ}\text{C} \sim +55^{\circ}\text{C}$)可以控制在 0.1 μs 之内。

量化误差是影响相位补偿精度的主要因素, 只要选取合适的量化因子即可。由此可见, 上述因素均不足以影响相位补偿的精度, 这种数字补偿方法, 可以对 1 PPS 信号的相位实现高精度补偿。

参考文献:

- [1] 陈涛, 曹永刚. IRIG-B 码数字解调技术[J]. 光学精密工程, 1999, 7(2): 73-75.
CHEN T, CAO Y G. IRIG-B code digital demodulation technology[J]. *Opt. Precision Eng.*, 1999, 7(2): 91-95. (in Chinese)
- [2] 高昕, 王建立, 吉桐伯, 等. 光电跟踪传递函数的测试及其相位补偿[J]. 光学精密工程, 2005, 13(增): 42-45.
GAO X, WANG J L, JI T B, *et al.*. Photoelectric transfer function of tracking and testing phase compensation [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2005, 13(Supp.): 42-45. (in Chinese)
- [3] 张智永, 范大鹏, 范世珣. 光电稳定跟踪装置的控制系统设计[J]. 光学精密工程, 2006, 14(4): 681-688.
ZHANG ZH Y, FAN D P, FAN SH X. Optoelectronic devices to track the stability control system design[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2006, 14(4): 681-688. (in Chinese)
- [4] 张辉. 新一代的 IRIG-B 码时统终端的设计[J]. 微处理器, 2004, 25(5): 49-51, 54.
ZHANG H. A new generation of IRIG-B code EC terminal design [J]. *Microprocessors*, 2004, 25(5): 49-51, 54. (in Chinese)
- [5] 马红皎, 胡永辉. GPS&IRIG-B 码时间系统分析

5 结 论

文中所叙述的带通滤波和数字相位补偿技术能很好地解决机载环境中交流 B 码信号的噪声和信号的失真问题, 滤波器的幅频特性在阻带内以 -34 dB/十倍频率 下降, 无用的频率分量得到了很好地抑制。通过数字相位补偿不仅能补偿滤波引入的相位差, 还能补偿由于过零器的精度等引起的相位差, 1 PPS 信号相对于准时点的精度可由文献[1]的优于 10 μs 提高到优于 3 μs 的水平, 文中所采取的方法已经成功应用到某机载设备中。

所采用的滤波和数字补偿方法也完全适用于由地面交流 B 码远距离传输带来的信号失真严重等应用场所。

- [J]. 电子科技, 2005(7): 21-25.
MAO H J, HU Y H. GPS & IRIG-B time code analysis [J]. *Electronic Technology*, 2005(7): 21-25. (in Chinese)
- [6] 王建立, 吉桐伯, 高昕, 等. 加速度滞后补偿提高光电跟踪系统精度的方法[J]. 光学精密工程, 2006, 13(6): 681-685.
WANG J L, JI T B, GAO X, *et al.*. Acceleration delay compensation tracking system to improve the accuracy of the photoelectric method [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2006, 13(6): 681-685. (in Chinese)
- [7] 马建华, 王欣奎. IRIG-B 码时统终端设计[J]. 北华大学学报(自然科学版), 2005, 6(5): 463-465.
MA J H, WANG X K. IRIG-B code EC terminal design [J]. *North China University Journal (Natural Science)*, 2005, 6(5): 463-465. (in Chinese)
- [8] 刘同怀, 杨基海, 李东林. 模拟电子线路[M]. 合肥: 中国科技大学出版社, 1999.
LIU T H, YANG J H, LI D L. *Analog Electronic Circuits* [M]. Hefei: Chinese Scientific and Technical University Press, 1999. (in Chinese)
- [9] 王成华, 潘双来, 江爱华. 电路与模拟电子学[M]. 北京: 科学出版社, 2003.
WANG CH H, PAN SH L, JIANG A H. *Circuits and Analog Electronics* [M]. Beijing: Science Press, 2003. (in Chinese)

作者简介:



张学明(1964—),男,湖北蕲春人,工学学士,研究员,主要从事航空光电成像技术的研究;E-mail:zxm5399520@sina.com

张振娅(1983—),女,河南南阳人,硕士研究生,主要从事信号与信息处理方面的研究。

戴明(1964—),男,湖北潜江人,工学硕士,研究员,博士生导师,主要从事航空光电成像技术方面的研究;E-mail:daim@vip.sina.com



孙敬辉(1976—),男,吉林乾安人,工学学士,助研,主要从事航空成像电控技术方面的研究。E-mail:sjinghui@163.com

●下期预告

旋转型压电惯性冲击马达的工作特性

姜楠,刘俊标

(中国科学院电工研究所,北京100190)

为了研究惯性冲击机构中的旋转运动,设计了一台可调节预压力的旋转型压电惯性冲击马达。分析了该马达的运动原理及过程,研究了驱动信号、结构参数、压电元件等对马达运动特性的影响及规律。实验结果表明,该马达的转动速度与驱动信号的频率、电压成正比,与主体和配重的比值(M/m)成反比,转动速度随压电元件充放电时间增加而减小。另外,研究表明旋转型惯性冲击马达的机械特性和正反转特性不同于电磁马达,该马达的转动速度-转矩特性为一折线,马达的正向转动速度始终大于反向速度。当驱动信号频率为1100 Hz、电压为50 V、充电时间为70 μs 、 $M/m=8.9$ 时,该马达的转动速度为1.75 $^\circ/\text{s}$,最大扭矩为0.13 $\text{N}\cdot\text{m}$ 。旋转型惯性冲击马达是一个多变量系统,其运动性能受到多种因素的影响。