

文章编号:1004-4213(2011)10-1452-7

应用于增量式光电编码器的相关自适应滤波方法

母一宁^{1a}, 李平^{1b}, 于林韬^{1c}, 张国玉^{1a}, 申春明²

(1 长春理工大学 a. 光电工程学院; b. 计算机科学技术学院; c. 电子信息工程学院, 长春 130022)

(2 长春汇通光电技术有限责任公司, 长春 130021)

摘要:为了改善增量式光电编码器的莫尔条纹光电信号质量,降低主计数信号中高次谐频的影响,提高信噪比达到输出稳定的正弦波形,本文深入地研究了莫尔条纹光电信号中的高频信号和噪音信号产生的原因及其相关自适应滤除方法.从宏观和微观两个方案分析光栅副的屏函数,研究莫尔条纹光电信号输出波形的不确定原因,并且提出采用相关自适应滤波方法将高频信号滤除保留原有基频信号.从相关自适应滤波的数学模型论证和推导该相关自适应滤波过程并讨论其自适应性.指出在设计该自适应滤波电路时需要重视的几个关键指标及其影响效果,完成相关自适应滤波的有效性分析.相关自适应滤波效果等价于一个中心频率为基频的窄带带通滤波器,当基频随机变化时其通带也会随之改变.通过相关自适应滤波技术较好地滤除计数信号中除基频外所有高频分量和放大电路所引入的加性高斯白噪音.实验证明:莫尔条纹光电信号的失真度被降低 8 倍相关自适应滤波方法能使莫尔条纹光电输出波形趋近于标准正弦波,获得更高的信噪比.

关键词:增量式;自适应滤波;莫尔条纹

中图分类号: TN929.1

文献标识码: A

doi: 10.3788/gzxb20114010.1452

0 引言

在精密测量系统中增量式光电编码器作为角位移传感器被广泛应用,比如球坐标跟踪系统^[1],雷达系统^[2],大视场经纬仪畸变测量系统^[3]等,其准确度直接影响系统的控制与测量准确度虽然增大光栅数目可以提高编码器的固有分辨率,但是不仅在刻划工艺上存在困难,而且在读数系统上也难以实现为了获得更高的分辨率,对增量式光电编码器采用二次细分技术^[4-5].为此当今国内外学者提出了一系列细分方法^[6-8],但是光电编码器光电信号的细分技术是建立在一定的信号波形(通常为正弦波或三角波)基础上根据拟合理论、误差理论与细分理论等提出来的,当波形参量偏离预定参量时,便会产生细分误差^[9].因为机械装调误差、码盘偏心误差^[10]、光栅刻划误差、光电信号放大失真等都会直接影响莫尔条纹光电输出信号质量,因为光电编码器的细分准确度取决于莫尔条纹光电信号质量,所以采取措施保证该信号的质量提高信噪比(Signal Noise Ratio, SNR)是十分必要的^[11].上述误差会引入一系列噪音,可见莫尔条纹输出的电信号既不是理想的正弦

波又不是理想的三角波^[12].当光栅副相对运动时产生一个基频分量和许多高频分量^[13],并且基频与高频分量出现的频率中心点与转轴的转动频率相关,因此没有固定的频点,所以无法采用传统的滤波手段来滤除其中的高频分量.虽然国内有部分学者通过对模拟信号采样可以将问题转移到数字域^[9,11,14],但周期内采样点数的选取是一个难题,采样点数过多时计算速度过慢无法满足现场数据实时处理,采样点数过少又不能真实地反映出原始信号^[14],并且当编码器处于加速状态时其采样结果误差较大.本文提出一种基于自相关模拟滤波的自适应滤波方法,滤除上述高频分量和噪音,保留原始基频分量,使莫尔条纹的电信号输出更趋近标准正弦波.

1 光栅副调制模型分析

1.1 宏观模型分析

从数学宏观模型上讲,一个点光源发出的球面光经过透镜相位调制后生成平行光,可将该平行光看成一个不含有任何空间频率的直流分量,当被光栅副调制后其信号才包含相应的交流分量,即空间

基金项目: 国家科技型中小企业技术创新基金(No. 09C26212200520)资助

第一作者: 母一宁(1985-), 男, 博士研究生, 主要研究方向为仪器光学设计. Email: der0403030420@163.com

通讯作者: 于林韬(1972-), 男, 教授, 博士, 主要研究方向为弱信号检测技术. Email: 231909849@qq.com

导师: 姜会林(1945-), 男, 教授, 主要研究方向为仪器光学设计与激光通信. Email: changchun2477@163.com

收稿日期: 2011-05-04; 修回日期: 2011-06-25

频率分量.一般光栅副是由两个光栅常量相等的黑白型光栅组成,在不考虑刻划误差与安装误差的前提下,每一个光栅的屏函数为 $t(x)=t(x+nw)$,其中 $1/w$ 为光栅的空间频率用傅里叶级数表示为

$$t(x)=\sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n e^{i2\pi nx/w} \quad (1)$$

因为增量式光电编码器光栅副的黑白比通常为 1:1,所以 $2a=2b=w$,其中 a 为透光宽度, b 为遮光宽度, w 为栅距, $1/w$ 为空间频率.其傅里叶频谱为

$$a_n=\frac{1}{d}\int_{-w/2}^{w/2} e^{-i2\pi nx/w} dx=\frac{a\sin(\pi na/w)}{d\pi na/w} \quad (2)$$

其屏函数的傅里叶变换展开式为

$$t(x)=0.5+2/\pi \cdot \cos(2\pi x/w)-2/3\pi \cdot \cos(2\pi \cdot 5x/w)+\dots \quad (3)$$

可见,当平均透光率为 50% 时(黑白比为 1:1),其傅里叶展开式的偶次项缺级.并且式(3)的前两项的功率占总功率的 80% 以上.所以可以忽略二级以上的谐波分量,只需考虑一级分量和直流分量,即可将两个光栅的屏函数近似看成

$$T_1(x)=0.5+2/\pi \cdot \cos(2\pi f_1 x)= [1+4/\pi \cdot \cos(2\pi f_1 x)]/2 \quad (4)$$

$$T_2(x)=0.5+2/\pi \cdot \cos(2\pi f_2 x)= [1+4/\pi \cdot \cos(2\pi f_2 x)]/2 \quad (5)$$

平行光被由两块光栅所组成的光栅副调制,可以把两个光栅的调制过程看成两个光栅系统的传递函数在时域上进行卷积,即在频域直接相乘.

$$T(x)=T_1(x)T_2(x)=[1+4/\pi \cdot \cos(2\pi f_1 x)+4/\pi \cdot \cos(2\pi f_2 x)+16/\pi^2 \cdot \cos(2\pi f_1 x) \cdot \cos(2\pi f_2 x)]/4 \quad (6)$$

经过三角变换后整理得

$$T(x)=\{1+4/\pi \cdot \cos(2\pi f_1 x)+4/\pi \cdot \cos(2\pi f_2 x)+8/\pi^2 \cdot \cos[2\pi(f_1+f_2)x]+8/\pi^2 \cdot \cos[2\pi(f_1-f_2)x]\}/4 \quad (7)$$

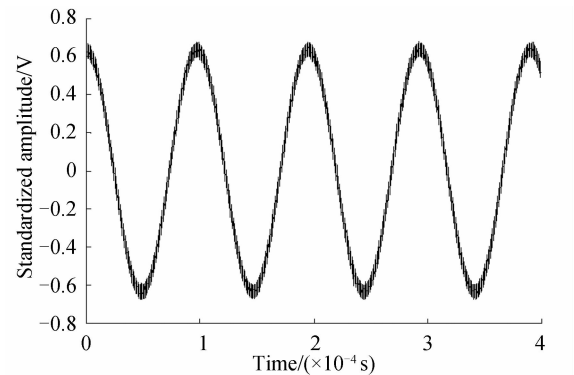
式(7)中:第一项是光栅的均匀透过率;第二、三项是原有两块光栅固有空间频率分量;第四项是两块光栅的合频分量;第五项是两块光栅的差频分量^[15].增量式光电编码器一般光栅副的空间频率相等 $f_1=f_2=1/w$,两光栅中两光栅的相互倾斜角为零,即光栅式莫尔条纹.所以光栅副的调制函数为

$$T(x)=[1+8/\pi^2+8/\pi \cdot \cos(2\pi x/w)+8/\pi^2 \cdot \cos(4\pi x/w)]/4 \quad (8)$$

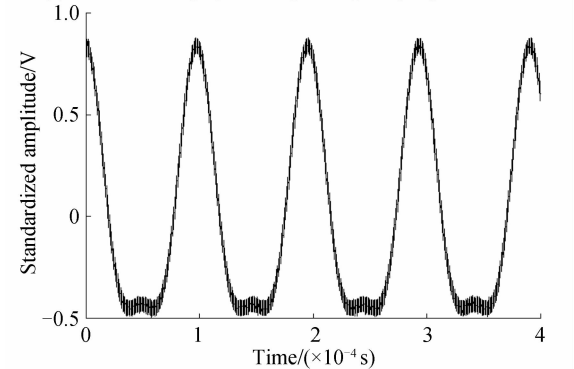
为了简化模型,在此忽略刻划误差与装调误差所引入的噪音,只考虑光电检测与信号放大所引入的加性高斯白噪音(Addition White Gaussian Noise,AWGN)对莫尔条纹电信号的影响,可以将式(8)改写为

$$T_n(x)=[1+8/\pi^2+8/\pi \cdot \cos(2\pi x/w)+8/\pi^2 \cdot \cos(4\pi x/w)]/4+n_0 \quad (9)$$

式(9)中 n_0 为 AWGN 的输出功率可见,上式中的直流分量对角位置测量毫无意义,可将其滤除.光电编码器所获得的角位置信息来源于后面的交流分量,并且噪音 n 对该交流分量会造成影响,即降低了莫尔条纹输出电信号的信噪比,进而降低了细分准确度.式(9)中的全部交流成分适用于三角波细分模型,基频成分适用于正弦波细分模型.两种波形的对比效果如图 1,其中 SNR 设定为 20 dB.在实际应用中宏观数学模型并不能充分的描述莫尔条纹的物理实现过程,还需从光学微观角度考虑衍射、干涉等对莫尔条纹输出信号的影响.



(a)Time-domain graph of single-frequency signals waveform



(b)Time-domain graph of single-frequency signals waveform

图 1 波形对比

Fig. 1 Wave contrast

1.2 微观模型分析

从光学微观角度讲,光栅方程为

$$d(\sin \theta_0 \pm \sin \theta)=j\lambda \quad (10)$$

实际上由于从 0 级到 1 级的光能差别就已经十分巨大并且偶次级的能量缺级,所以 3 级以上的衍射光不予考虑.由于光电编码器体积受限制,光栅间隙远远不能满足远场条件,所以莫尔条纹的反差只由相邻两个通光亮孔的光程差决定.例如设透镜的焦距为 F ,栅距为 $w=a/2=b/2$,中心波长为 λ ,光源有效宽度为 η 光程差: $\Delta=L_1+L_2$.其中 L_1 为光栅前所包含的光程差, L_2 为光栅后的光程差.其光强分布为

$$I = 2I_0 dx \left(1 + \cos \frac{2\pi}{\lambda} \Delta\right) = 2I_0 dx \left[1 + \cos \frac{2\pi}{\lambda} (L_1 + L_2)\right] \quad (11)$$

式中 $L_1 = \theta * w$, 因为 θ 是该平行光的发散角, 其发散角的大小由光源宽度、焦距而定, 其光强为

$$I = 2I_0 \int_{-\eta/2F}^{\eta/2F} \left(1 + \cos \frac{2\pi}{\lambda} (\theta w + L_2)\right) d\theta \quad (12)$$

即

$$I = 2I_0 \left(\frac{\eta}{F} + \frac{\lambda}{\pi w} \sin \frac{\pi \eta w}{\lambda F} \cos \frac{2\pi}{\lambda} L_2\right) \quad (13)$$

由式(13)可知最大光强与最小光强的理论值分别为

$$I_{\max} = 2I_0 \frac{\eta}{F} + 2I_0 \frac{\lambda}{\pi w} \left| \sin \frac{\pi \eta w}{\lambda F} \right| \quad (14)$$

$$I_{\min} = 2I_0 \frac{\eta}{F} - 2I_0 \frac{\lambda}{\pi w} \left| \sin \frac{\pi \eta w}{\lambda F} \right| \quad (15)$$

由式(8)可知, 原始平行光经光栅副调制后会引入一个二次谐波分量, 导致最终的莫尔条纹的反差为

$$K = \frac{\left| \sin \frac{\pi \eta w}{\lambda F} \right|}{\frac{\pi \eta w}{\lambda F}} \cdot \frac{\left| \sin \frac{\pi \eta w}{2\lambda F} \right|}{\frac{\pi \eta w}{2\lambda F}} \quad (16)$$

在实际应用中, 需要考虑大灰尘颗粒对光栅副的影响, 所以光栅间隙一定要大于 $20 \mu\text{m}$. 通常会将会定光栅固定在动光栅的非涅尔第一焦平面处, 即光栅间隙 $d = w^2/\lambda$. 所以在实际应用中的反差公式为

$$K = K_1 K_2 = \frac{\left| \sin \frac{\pi \eta d}{2wF} \right|}{\frac{\pi \eta d}{2wF}} \cdot \frac{\left| \sin \frac{\pi \eta d}{wF} \right|}{\frac{\pi \eta d}{wF}} \quad (17)$$

可见, 莫尔条纹不仅受光栅副结构影响, 而且还与发散角、光栅间隙直接相关. 当光栅间隙增大时, 莫尔条纹的高频分量会由于衍射而被平滑掉. 当光栅间隙较小时莫尔条纹的光电信号近似为准三角波, 当光栅间隙较大时莫尔条纹的光电信号近似为准正弦波. 莫尔条纹与光栅间隙关系如图 2^[16].

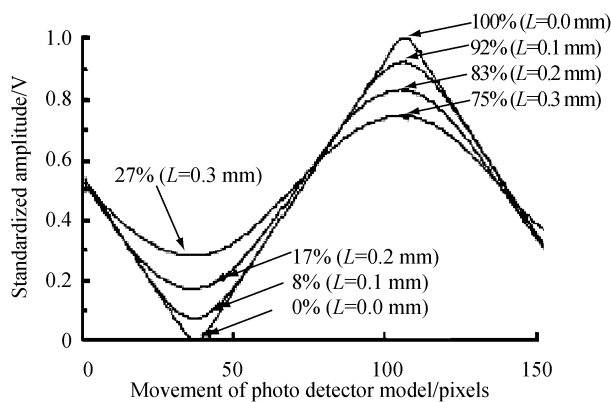


图2 莫尔条纹与光栅间隙关系图

Fig. 2 Moiré fringes and the clearance of grating pair

可见, 三角波所包含的频率成分过多, 随机性较强, 受衍射影响较为明显(随着光栅间隙的增加对其高频成分有平滑效果), 所以无法获得固定形状的输出波形. 因此需要通过自适应滤波方法滤除相应的高频分量, 只保留基频分量使输出信号趋近于标准的正弦波. 综上所述, 为了提高莫尔条纹光电信号信噪比, 需要在两个方面做出改进: 1) 滤除基频以外其它高次谐波分量; 2) 通过一个中心频率为基频的窄带带通滤波器来降低放大电路引入的 AWGN.

2 相关自适应滤波方案与仿真

当转轴的旋转频率为 N , 编码器的码数为 f , 其基频为 Nf , 则二级谐波为 $2Nf$, 二次谐波的频率是基频 2 倍. 但基频的频率受旋转频率控制, 其谐波的频点是随机的. 因为要滤除的高频频点无法确定, 所以无法应用经典的滤波器^[14]实现上述两点要求. 传统滤波器虽然可以对放大电路所引入的噪音加以抑制, 但其通带频点必须是固定的不能是随机的.

莫尔条纹的光电信号较弱, 为了对其检测判决, 需要通过放大电路实现对微弱的莫尔条纹光电信号的放大, 但是光电信号被放大的同时, 放大电路整个通带范围内的噪音也被放大. 图 3 为强噪音环境下的三角波(不考虑衍射的影响). 可见, 直接对这种信号进行细分是不明智的, 无法获得较高的细分准确度但是其输出波形仍然具有基频特征, 即通过门限判决电路仍然可以获得与基频相近的数字方波.

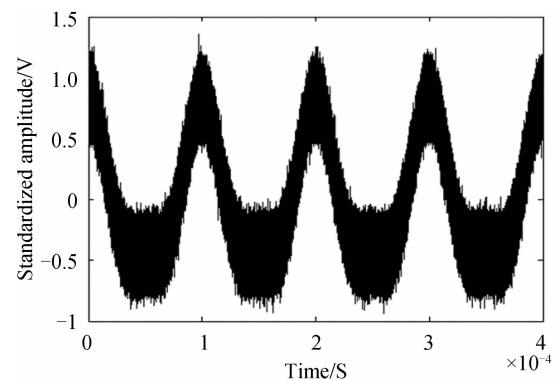


图3 信噪比为 10 dB 的三角波

Fig. 3 Triangle wave when SNR=10 dB

自适应相关滤波方案如图 4 所示. 设定经过放大电路后的交流莫尔条纹光电信号为 $U_a(t)$, $U_b(t)$, 其中 $U_a(t)$ 与 $U_b(t)$ 的表达式分别为

$$U_a(t) = U_m [\cos(2\pi Nft) + \beta \cos(4\pi Nft)/\pi] + n \quad (18)$$

$$U_b(t) = U_m [\sin(2\pi Nft) + \beta \sin(4\pi Nft)/\pi] + n \quad (19)$$

式中 U_m 为归一化振幅, β 为高次谐波的衍射衰减因子, 其取值范围 $(0 \sim 1/\pi)$, n 为放大后的噪音. 门限

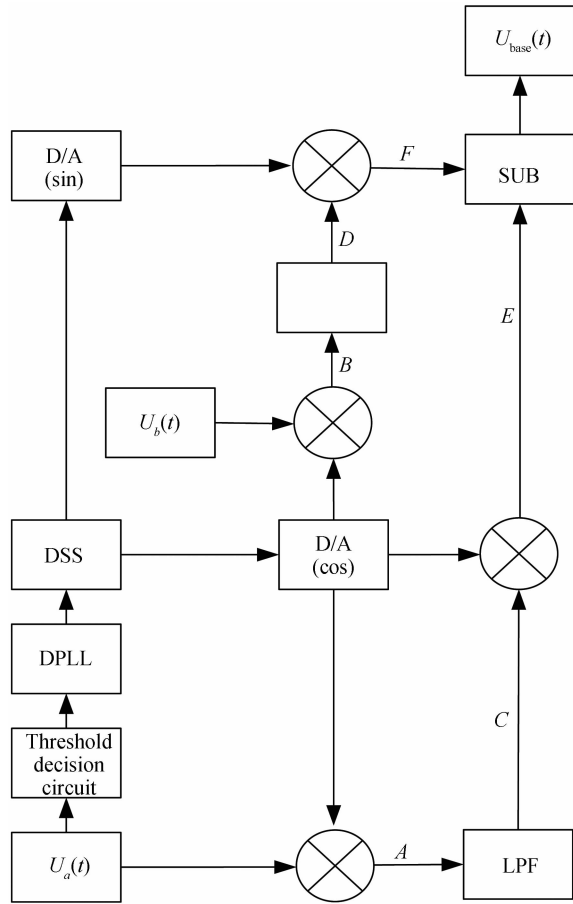


图 4 系统原理图

Fig. 4 Block diagram of system

判决电路对 $U_a(t)$ 进行判决,使其生成占空比位 50% 的数字方波,读入可编程逻辑门阵列(Field Programmable Gate Array, FPGA)内部,在 FPGA 内部实现数字锁相环(Digital Phase Locked Loop, DPLL)功能对该数字方波频率与相位进行跟踪,根据跟踪结果通过直接数字频率合成器^[15](Direct Digital Synthesizer, DSS)生成与基频信号频率、相位相近的数字正弦和余弦波.最终通过 D/A 转换生成与基频相关低噪的反馈信号 $U_c(t)$ 与 $U_s(t)$

$$U_c(t) = U_m \sin(2\pi F_x t + \sigma) \quad (20)$$

$$U_s(t) = U_m \cos(2\pi F_x t + \sigma) \quad (21)$$

式中, $2\pi(Nf - F_x) = \Delta$, Δ 是由于噪音的引起 $U_a(t)$ 中基频信号与反馈信号 $U_c(t)$ 、 $U_s(t)$ 之间的差频量, σ 为 $U_a(t)$ 中基频信号与反馈信号 $U_c(t)$ 之间的相位失真量.使用 $U_c(t)$ 分别与 $U_a(t)$ 、 $U_b(t)$ 进行相干调制,将 $U_a(t)$ 、 $U_b(t)$ 中的基频与高频分量分离开,其调制后的信号波形为 $U_{a_c}(t)$ 、 $U_{b_c}(t)$ (图 4 中 A 点与 B 点信号),其频谱搬移效果如图 5.

图 5 中:设定 $U_a(t)$ 的基频恒定不变 $f_n = 10$ kHz,反馈信号 $U_{a_c}(t)$ 与 $U_a(t)$ 的频率误差 Δ 范围 (+200 Hz ~ -0),图中误差 Δ 取 200 Hz.

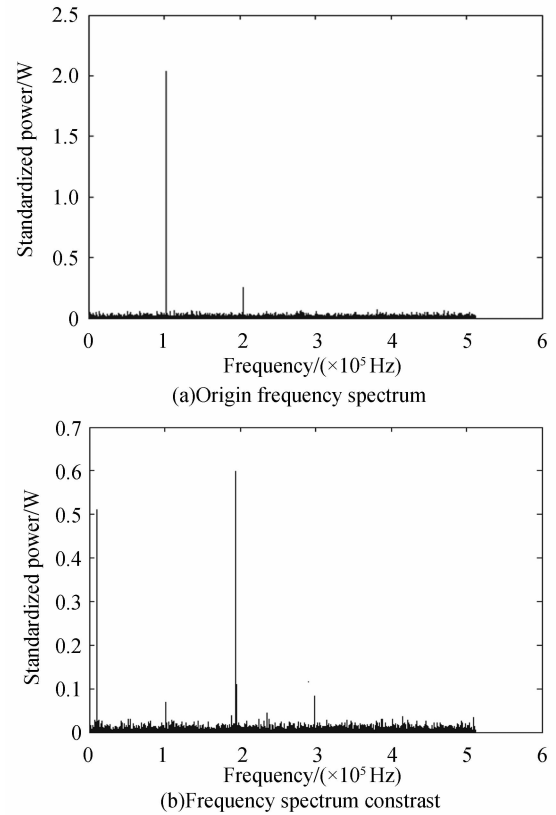


图 5 频谱对比

Fig. 5 Frequency Spectrum contrast

$$U_{a_c}(t) = U_a(t)U_s(t) = [\cos(4\pi Nft - \Delta + \sigma) + \cos(\Delta - \sigma)]/2 + [\cos(6\pi Nft - \Delta + \sigma) + \cos(2\pi Nft + \Delta - \sigma)]/2\pi + n \quad (22)$$

$$U_{b_c}(t) = U_b(t)U_c(t) = [\sin(4\pi Nft - \Delta + \sigma) + \sin(\Delta - \sigma)]/2 + [\sin(6\pi Nft - \Delta + \sigma) + \sin(2\pi Nft + \Delta - \sigma)]/2\pi + n \quad (23)$$

在上式中四个频率分量与图 5 中的四个频率相互对应.可见只有第二项是低频项其余三项都是高频分量,此时只需要通过一个二阶次贝塞尔低通滤波器便将其余三项高频分量滤除(选用贝塞尔结构的滤波器是因为其群延时最小),获得差频信号 $U_{a_\Delta}(t)$ 和 $U_{b_\Delta}(t)$ (图 4 中 C 点与 D 点信号)为

$$U_{a_\Delta}(t) = 0.5 \cos(\Delta - \sigma) + an \quad (24)$$

$$U_{b_\Delta}(t) = 0.5 \sin(\Delta - \sigma) + an \quad (25)$$

式中 α 代表噪音衰减因子, an 等于滤波器通带带宽与噪音功率谱密度的乘积.因为 $U_c(t)$ 是 $U_a(t)$ 的反馈信号,所以两者相差的频率不会太高,一般不会超过 200 Hz,所以只需要保证低通滤波器(Low-Pass Filter, LPF)在 200 Hz 以外拥有 10 dB 的衰减、200 Hz 以内拥有稳定、最小群延时,进而获得差频信号.为了满足上述要求,下面设计了一个贝塞尔滤波器:200 Hz 处衰减为 1 dB,800 Hz 处衰减 10 dB,该贝塞尔滤波器的传递函数为

$$H(s) = \frac{6.317 \times 10^6}{s^2 + 4353 \times s + 6.317 \times 10^6} \quad (26)$$

该贝塞尔滤波器的频域响应如图 6 所示. 可见所有频率分量在通带低频区域的群延时为一个常量并且相位失真极小.

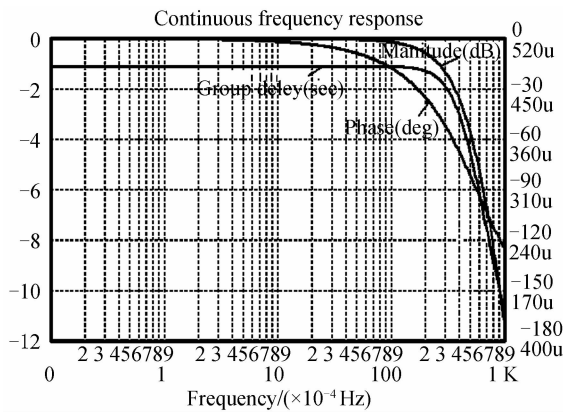


图 6 频域响应曲线
Fig. 6 Frequency Response

经过滤波后只需通过移相复原法便重新将 $U_a(t)$ 信号中的基波信号复原并有效地降低噪音功率. 移相复原法的具体实现是采用 $U_c(t)$ 与 $U_s(t)$ 作为载波对差频信号 $U_{a,\Delta}(t)$ 和 $U_{b,\Delta}(t)$ 分别进行调制, 获得图 4 中 E 点与 F 点上的双边带信号.

$$U_E(t) = 0.5U_m \cos(2\pi F_x t + \sigma) \cos(\Delta - \sigma) + xn \quad (27)$$

$$U_F(t) = 0.5U_m \sin(2\pi F_x t + \sigma) \sin(\Delta - \sigma) + xn \quad (28)$$

将 E、F 两点信号通过一个模拟减法器复原出原始信号的基波信号, 如式(29)

$$\begin{aligned} U_{\text{base}}(t) &= U_m [\cos(2\pi F_x t + \sigma) \cos(\Delta - \sigma) - \\ &\quad \sin(2\pi F_x t + \sigma) \sin(\Delta - \sigma)] = \\ &= U_m \cos(2\pi F_x t + \sigma + \Delta - \sigma) = \\ &= U_m \cos(2\pi N f t) + n_0 \end{aligned} \quad (29)$$

式中 n_0 为滤波后通带内的噪音, 且中 $n_0 \ll n$.

相关自适应滤波的基本思想是采用当前的输出作为反馈信号 ($U_c(t)$) 与输入信号 ($U_a(t)$) 进行相关调制, 将输入信号中基频分量与反馈信号之间的差频分量 ($U_{a,\Delta}(t)$) 搬移到低通滤波器的通带范围内, 并滤除其它频率分量 (高次谐波分量与大部分噪音), 最后通过移相复原电路将 $U_a(t)$ 中的基频分量复原, 其滤波效果等价于一个中心频率为基频的窄带带通滤波器, 当基频随机变化时其通带也会随之改变. 不仅可以滤除 $U_a(t)$ 中的高次谐波, 而且还可以降低放大电路引入的噪音, 最终提高莫尔条纹光电信号的信噪比, 使其输出波形更加趋近于标准的正弦波.

图 3 中信噪比为 10 dB 的输入三角波通过图 6 相关自适应滤波 (式(18~29) 计算) 后其输出信噪比可以提高 13 dB, 其仿真输出波形如图 7.

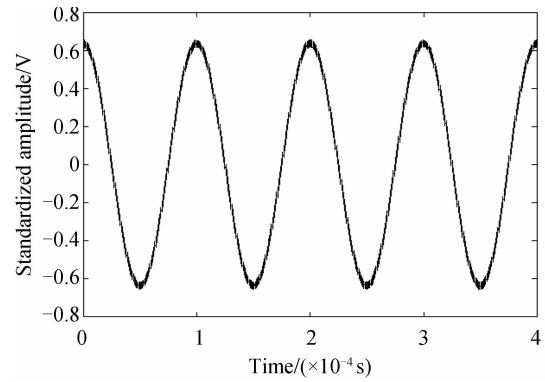


图 7 滤波效果仿真图
Fig. 7 Filter action of simulation figures

3 相关自适应滤波实验与分析

失真度是评价信噪比的重要指标, 即失真度越小信号中频率成分越单一, 波形越趋近于正弦波. 于此, 本文采用失真度作为评价指标来衡量相关自适应滤波效果, 通过比较同一编码器在使用相关自适应滤波前后的失真度变化情况, 来体现其自适应滤波效果. 将光电编码器经放大原始信号的失真度与将其经本文的相关滤波器滤波后的波形失真度进行比较实验. 由文献[15]可知, 两路信号相位相差 90 度, 是移相复原法的前提条件, 所以 A 路中基频信号与 B 路中基频信号相位一定要严格相差 90 度. 本文采用失真度测量仪测量光电编码器在不同转速情况下输出信号的失真度, 其多组测试数据如表 1.

表 1 直接测试数据
Table 1 Direct data

Rotation frequency/Hz	Fundamental frequency/K	Distortion/%
1	4	4.8
10	40	5.1
50	200	3.9

由表 1 可以看出, 在光栅间隙固定后, 衍射的高次谐频的平滑程度基本固定, 即高次谐波功率与放大电路引入噪音的功率基本不变, 这两种的合成率直接影响编码器的信噪比与信号失真量.

通过本文论述的相关自适应滤波系统对该放大信号加以滤波后, 其多组测试数据如表 2.

表 2 滤波测试数据
Table 2 Filter testing data

Rotation frequency/Hz	Fundamental frequency/K	Distortion/%	Transitional band/Hz
1	4	0.2	200~800
10	40	0.2	200~800
50	200	0.5	200~800

由表 2 可以看出,相关自适应滤波不仅可以滤除原有信号中的高次谐波分量而且还对放大电路引入的 AWGN 有较强抑制作用,其抑制效果与图 4 中 LPF 的通频带大小直接相关通频带范围选择过大会引入较大的噪音,影响信噪比.反之通频带选择过小则会在出现,在编码器做高变速运动时误差信号 $U_{a,\Delta}(t)$ 飘逸出低通滤波器的通频带.本文选用的通带截止频率与阻带截止频率如表 2 中过渡带范围所示.当 A 路与 B 路信号中的高次谐波成分与噪音成分被抑制后,其输出波形逼近于两路相位相差 90 度得正弦信号,所以也可以通过李萨如图形来验证其相关自适应滤波效果.滤波后的李萨如图形如图 8.

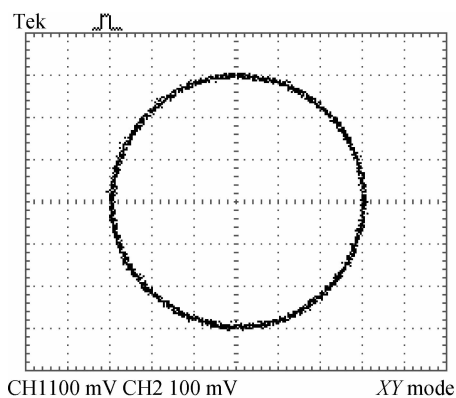


图 8 李萨如图形
Fig. 8 Lissajous figures

通过比较表 1 与表 2 的检测数据,相关自适应滤波方法可以将该编码器的信号失真度降低 8 倍以上.测试效果如图 9.



图 9 滤波测试图
Fig. 9 Filter testing figures

4 结论

采用相关自适应滤波方法,通过自相关频谱搬移,将增量式光电编码器的莫尔条纹输出信号中除基频分量以外的所有频率分量滤除,使之输出波形与衍射无关.而且还降低了放大电路所引入的加性高斯白噪音,进而提高整个系统的信噪比,降低信号的失真度,使滤波后的波形趋近于标准的正弦波.

从理论分析得出的相关滤波输出信号可知,其中仅包含有基频,即正弦信号和被衰减后的噪音信号.通过对同一光电编码器经过放大的原始信号的失真度测试值与将其经过自相关滤波后信号的失真度测试值相比,后者为前者的八分之一.可见从理论与实践都已经证明了采用相关自适应滤波技术可较大的提高增量式光电编码器的信号质量.

参考文献

- [1] CHEN Xiao-rong, CAI Ping, SHI Wen-kang, *et al.* Dynamic measuring the position of a moving object based on laser tracking system [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2004, **25**(6):777-780.
陈晓荣,蔡萍,施文康,等.激光跟踪运动物体空间坐标测量系统研究[J]. *仪器仪表学报*, 2004, **25**(6):777-780.
- [2] 丁鹭飞,耿福路编著雷达原理[M]. 西安:西安电子科技大学出版社,2002,3:111-116.
- [3] ZHUO Si-zhong, YANG Xiao-xu, GUO Zhi-li. Calibration of camera system of TV theodolite [J]. *China Acta Photonica Sinica*, 2007, **36**(7):1369-1372.
周泗忠,杨晓许,郭治理.大视场电视经纬仪摄像系统的标定研究[J]. *光子学报*, 2007, **36**(7):1369-1372.
- [4] 李庆祥,王东生,李玉和.现代精密仪器设计[M].北京:清华大学出版社,2009:269-277.
- [5] XU Zhou, HU Xiao-dong, LUO Chang-zhou, *et al.* The electronic multiplication and interpolation of incremental optical encoder with reference mark [J]. *Acta Photonica Sinica*, 2002, **31**(12):1497-1500.
徐洲,胡晓东,罗长洲,等.增量式轴角编码器的电子细分及零位处理[J]. *光子学报*, 2002, **31**(12):1497-1500.
- [6] CHEN Xiao-rong, CHEN Shu-fen, YANG Pu-qing. Phase encoding method for improving the resolution of rotary encoder [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2007, **28**(1):132-136.
陈晓荣,陈淑芬,杨甫勤增量式编码器的相位编码细分技术研究[J]. *仪器仪表学报*, 2007, **28**(1):132-136.
- [7] HU Xiao-dong, PENG Lang, LEI Ming, *et al.* Realization of a subdividing method for grating signal based on FPGA [J]. *Acta Photonica Sinica*, 2011, **40**(3):407-412.
胡晓东,彭琅,雷明等一种光栅信号细分算法的 FPGA 实现 [J]. *光子学报*, 2011, **40**(3):407-412.
- [8] MAYER J R R. High-resolution of rotary encoder analog quadrature signals [J]. *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, 1994, **43**(3):494-498.
- [9] ZHAO Chang-hai, WAN Qiu-hua, SUN Ying, *et al.* The equiangular disposal algorithm of moirés fringe signal [J]. *China Control & Automation*, 2011, **26**(1):12-14.
赵长海,万秋华,孙莹,等.莫尔条纹非等速运动的等转角处理 [J]. *微计算机信息*, 2011, **26**(1):12-14.
- [10] LUO Chang-zhou, SUN Yan, HU Xiao-dong, *et al.* The effect on phase of mire fringe signal caused by shaft eccentricity [J]. *Acta Photonica Sinica*, 2003, **32**(10):1271-1273.
罗长洲,孙岩,胡晓东,等.码盘偏心对叠栅条纹信号相位的影响 [J]. *光子学报*, 2003, **32**(10):1271-1273.
- [11] SUN Ying, WAN Qiu-hua, WANG Shu-jie, *et al.* Design of signal process system for space borne photoelectric encoder [J]. *China Optics and Precision Engineering*, 2010, **18**(5):1182-1188.
孙莹,万秋华,王树洁,等.航天级光电编码器的信号处理系统设计 [J]. *光学精密工程*, 2010, **18**(5):1182-1188.
- [12] WU Xin-min, CHEN Jin-bang, GAO Zhi-shan, *et al.* Method

- to obtain high quality Moiré fringe signals[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2002, **31**(2): 231-234.
- 吴新民, 陈进榜, 高志山, 等. 提高叠栅条纹信号质量的一种新方法[J]. 光子学报, 2002, **31**(2): 231-234.
- [13] FANG Jing-qiu, QING Shi-qiao, WANG Sheng-shu, *et al.* Frequency domain analysis of small angle measurement with moiré fringe [J]. *Acta Photonica Sinica*, 2010, **39**(4): 709-713.
- 方靖丘, 秦石乔, 王省书, 等. 莫尔条纹法测量微小旋转角度的频域分析[J]. 光子学报, 2010, **39**(4): 709-713.
- [14] ZHAO Chang-hai, WAN Qiu-hua, LONG Ke-hui, *et al.* Self-adaptive sampling system for moira fringe signal[J]. *Journal of Wuhan University of Technology*, 2008, **30**(6): 143-147.
- 赵长海, 万秋华, 龙科慧, 等. 莫尔条纹信号采集的自适应采样系统[J]. 武汉理工大学学报, 2008, **30**(6): 143-147.
- [15] QIAO Nao-sheng, ZHAO Hua-jun, YAO Chun-mei, *et al.* Overlapping caused by fourier transformation profilometry based on two-frequency grating [J]. *Acta Photonica Sinica*, 2009, **38**(2): 356-360.
- 乔闹生, 赵华君, 姚春梅, 等. 双频光栅傅里叶变换轮廓术频谱混叠研究[J]. 光子学报, 2009, **38**(2): 356-360.
- [16] MATSUZOE Y, TSUHI N. Breadboard system and techniques to optimize the optical system of an encoder [J]. *Optical Engineering*, 2001, **40**(2): 184-232.

Relative Self-adaptive Filtering Method Applied to Incremental Optoelectric Encoder

MU Yi-ning^{1a}, LI Ping^{1b}, YU Lin-tao^{1c}, ZHANG Guo-yu^{1a}, SHEN Chun-ming²

(1 a. College of Optoelectric & Engineering; b. College of Computer Science & Technology;

c. College of Electronic & Information, Changchun University of Science and Technology, Changchun 130022, China)

(2 Changchun HuiTong Photoelectric Technology Limited Liability Company, Changchun 130021, China)

Abstract: The reasons of the high-frequency signals and noise signals generated from the Moire fringe optoelectric signal and the relative method of self-adaptive filtering were discussed, in order to improve the quality of Moire fringe optoelectric signals of the incremental optoelectric encoder, decrease the impact of high-order harmonic frequency in the main count signal and increase the SNR for the stable output of sinusoidal waveform. The window function of the grating pair from both macro and micro perspectives, and the uncertain reasons of the Moire fringe optoelectric signal waveform were analyzed. The original fundamental frequency signal was retained by applying a method of self-adaptive filtering which can filter out high frequency signals. Meanwhile, the adaptive filtering process was derived and proved from the perspective of mathematical model of self-adaptive filtering, and its adaptability was discussed. In order to complete the effectiveness analysis of the self-adaptive filtering, several key indicators and their effects needed to be focused in the design of the self-adaptive filtering encoder. The effect of the adaptive filtering was equivalent to a narrowband band pass filter whose center frequency was the fundamental frequency, and the pass band would change with the random variation of the fundamental frequency. Thus, the relevant self-adaptive filtering could filter out all the high frequency component signals in the count signal except the fundamental frequency signals, and amplify the addition white gaussian noise in the circuit to make the output waveform of the moirefringe optoelectric signal approach the standard sinusoidal wave. The experiment results show that distortion degree of the Moire fringe photoelectric signal is reduced by 8 times.

Key words: Incremental; Adaptive filter; Moiré fringe