

从噪声中提取弱光信号的采样跟踪滤波器

米宝永

(中国科学院长春光学精密机械研究所 长春 130022)

摘要 作者用采样滤波器制成了用于弱光信号检测的高 Q 值自跟踪采样滤波器。介绍了它的数学基础和实验结果, 以及工程中一些值得注意的实际问题。

关键词 弱光信号检测 自跟踪 采样 滤波器

1 引言

在现代科学技术的若干领域里, 如物理学、化学、光学和生物医学等诸多学科都需要涉及微弱信号检测问题, 但无论对那种非电量的检测, 其灵敏度和精度最终都要受到噪声的限制。因此, 有效地抑制噪声和改善信噪比是提高仪器检测精度的关键。

在对经过调制的弱光信号进行检测时, 人们普遍使用锁相技术。但在有些场合下, 用采样滤波来改善信噪比往往更实际, 也更经济。作者曾在光学膜厚动态监控仪^[1]和等离子发射谱的测量过程中成功地使用了这种电路。所谓自跟踪采样滤波器是以时分多路复用原理为基础的采样滤波器为核心的, 以和信号频率保持一定关系的时钟参考信号控制的一种高 Q 值窄带滤波器。我们只要保持信号和时钟的固定关系, 则信号频率无论怎样变化, 滤波器的中心频率都能实时跟踪信号频率。由于这种电路的等效噪声带宽很窄, 具有很强的噪声抑制能力, 故可在 $\frac{S}{N} \ll 1$ 的场合下复现深埋于噪声中的信号波形。

2 自跟踪采样滤波器的基本原理

很早就有人研究和利用采样滤波器^[2-5], 但用在弱光信号检测中却是最近几年的事^[1]。如图1所示, 将具有一个实数极点的 N 个低通单元 $H(j\omega)$ 由多个开关将与信号频率成 N 倍关系的时钟信号按一定时序依次接入信号通道, 则在信号求和点 处就可得到相当于具有一对复数共轭极点的带通滤波器。为讨论方便, 可令 $H(j\omega)$ 由一节 RC 组成, 对第 n 个支路可简

化为图 2 的形式。当负载无穷大时,可认为 $i_L(t) = 0$, 那么, 根据回路电流法, 流过第 n 个支路电容的电流为

$$i_n(t) = [a_n(t)] \left[\frac{e_1(t) - e_c(t)}{R} \right] \quad (1)$$

根据拉氏变换性质, 可求得 $I_n(s) = I_c(s)$, 将其代入(1)式的拉氏变换式后
可得

$$RCSE_c(s) = \mathcal{L}[a_n(t)e_1(t)] - \mathcal{L}[a_n(t)e_c(t)] \quad (2)$$

$a_n(t)$ 为开关函数, 它等于

$$a_n(t) = \begin{cases} 1 & \left(\frac{n-1}{N} \right) T < t < \left(\frac{n-1}{N} \right) T + \tau \\ 0 & \text{其他} \end{cases}$$

其波形如图3所示。它可被看成由非周期函数 $b_n(t)$ 按 $T, 2T, \dots, nT$ 平移而得。于是可得它的拉氏变换为

$$A_n(S) = e^{-\left(\frac{n-1}{N}\right)Ts} \frac{1 - e^{-\tau S}}{S(1 - e^{-TS})} \quad (3)$$

根据海维赛特定理^[6], 并注意到 $A_n(S)$ 的极点

$$S_k = -j \frac{2\pi k}{T} \quad - < k <$$

则(1)式可写成

$$RCSE_c(S) = \frac{\tau}{T} \left[\sum_k M_k e^{-j\beta_k} E_1(s - j \frac{2\pi k}{T}) - \sum_k M_k e^{-j\beta_k} E_c(S) \right]$$

式中

$$M_k = \frac{\sin \frac{\pi k \tau}{T}}{\frac{\pi k \tau}{T}}, \quad \beta_k = \pi k \left[\frac{2(n-1)}{N} + \frac{\tau}{T} \right]$$

如对输入信号限带(即在 $\omega \gg \frac{\pi}{T}$ 时, $X_c = 0, E_c(\omega) = 0$), 方程(3)右端只包含 $K = 0$ 的那一项, (3)式将变为

$$E_c(S) = \frac{\frac{\tau}{T} \sum_k M_k e^{-j\beta_k} E_1(S - j \frac{2\pi k}{T})}{RCS + 1} \quad (5)$$

输出端的作用相当于一个求和点, 则有

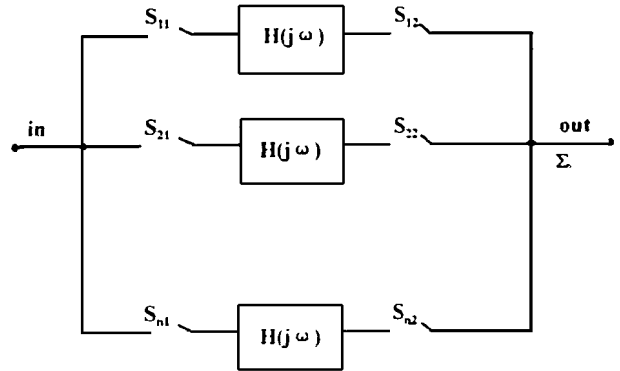


Fig. 1 The sampling filter consist of N switcher and N low-pass network

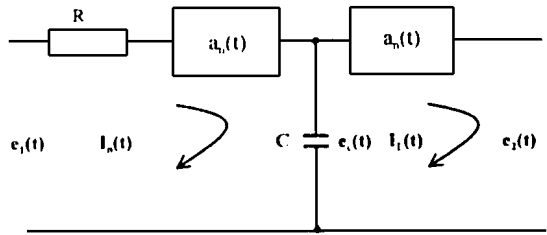


Fig. 2 Equivalent circuit for n-path

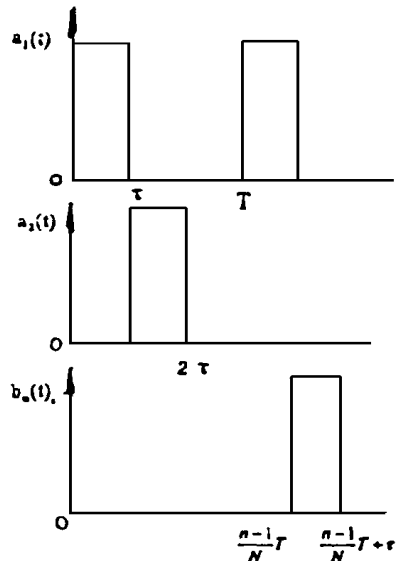


Fig. 3 Switch waveform of $a_n(t)$

$$e_2(t) = \sum_{n=1}^N a_n(t) e_c(t) \quad (6)$$

用和前面同样的方法, 并引入一个新的求和标记 l , 可得

$$E_2(S) = \frac{\tau}{T} \sum_{n=1}^N M_l e^{-j\beta_l} E_c(S - j \frac{2\pi l}{T}) \quad (7)$$

将前面过程进行综合, 并令 $k + l = mN$, m 为整数, 注意到

$$\sum_{n=1}^N e^{-j2\pi(n-1)m} = N$$

以及

$$\tau = \frac{T}{N}, \quad e^{-\frac{j\pi m N \tau}{T}} = (-1)^m$$

则可得

$$G_2(S) = \frac{N\tau}{T} \sum_{l=-l}^{l=l} \frac{E_1(S)}{\frac{T}{\tau} RC(S - j \frac{2\pi l}{T}) + 1} \quad (8)$$

由于 $X^l = X^{-l} = \sin \frac{\pi l \tau}{T} / \frac{\pi l \tau}{T}$, 则如图(1)所示的网络转移函数为

$$E_2(S) = \frac{\sin \frac{\pi l \tau}{T}}{\frac{\pi l \tau}{T}} \frac{1}{NRC(S - j l \omega_0) + 1} \quad (9)$$

可以看出它是由 N 个带通滤波器构成的梳状滤波器。每个带通特性的幅值都受 $\frac{\sin \pi l \tau / T}{\pi l \tau / T}$ 函数的调制。图4是用 FCR-10型扫频仪绘制的具有8个模拟开关和8个RC($R=100k, C=0.1\mu$)网络组成的梳状滤波曲线, 信号频率为800Hz。当 $l = \pm 1$ 时, (9) 式变为

$$G(S) = \frac{1}{N} \left(\frac{\sin \pi l \tau / T}{\pi l \tau / T} \right)^2 \left[\frac{1}{NRC(S - j \omega_0) + 1} + \frac{1}{NRC(S + j \omega_0) + 1} \right] \quad (10)$$

它是具有一对复数共轭极点的典型带通滤波器。因此, 只要将经过调制的信号进行 N 倍频, 用它按一定时序驱动 N 个模拟开关即可构成一种廉价而理想的自跟踪采样滤波器。

3 用于光电信号处理的采样跟踪滤波器

由上述分析可知, 在对经过光斩波器斩切的弱光信号进行波形再现时, 只要将取自斩波器的参考信号进行 N 倍频并按一定时序驱动开关即可构成自跟踪采样滤波器。所以构成跟踪滤波器的关键是采样滤波器的时钟信号获取方法。

1) 用锁相倍频法获取时钟信号

如图5所示, 来自斩波器并经整形后的参考信号经由锁相环(MC14046)和辅助电路组成的锁相倍频器倍频后驱动 SF 的采样开关, 从而保证了 SF 的时钟信号 $U_c = N u_s$, 因此, 无论信号 u_s 频率怎样变化, 滤波器的中心频率始终跟踪信号频率。

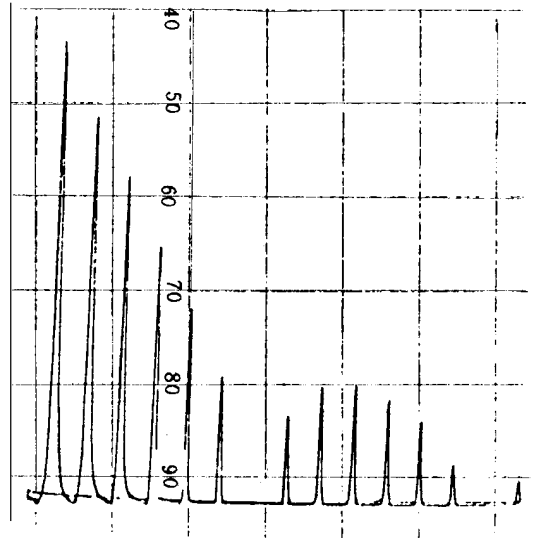


Fig. 4 Spectrum of the sampling filter consist of 8 switcher and 8 RC lowpass network

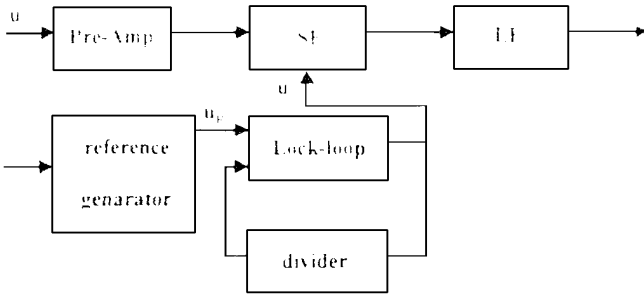


Fig. 5 Block of auto-tracing sampling filter and clock pulse U_c established by lock-loop doubling frequency method

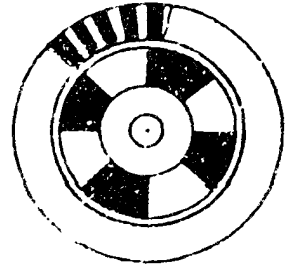


Fig. 6 Chopper disk for clock pulse established

2) 调制倍频法获取时钟信号

调制法亦称机械法,它是将调制斩波器的栅格分成内外两区,外区栅格数为内区栅格数的 N 倍。外栅格为参考信号区,内栅格为信号斩切区,如图6所示。因被测信号 u_s 和参考信号 u_R 都来自斩波器,始终保持固定的 N 倍关系,所以无论 u_s 频率如何改变,滤波器的中心频率都能实时跟踪信号频率。

当 N 较多时,用锁相倍频法为宜,当 N 较少时用机械倍频法或由数字电路倍频均可。

4 自跟踪 SF 在工程应用中的实际问题

1) 限带问题的讨论。在上述讨论中曾设当 $\omega = \frac{\pi}{4}$, $E_c(\omega) = 0$ 时, (4) 式才成立。为此在实际应用中应对输入信号限带,即进入滤波器的信号截止频率为 $\frac{N(\omega)}{2}$ 。例如,信号频率为 800Hz,当 $N = 8$ 时,截止频率应为 3200Hz。可以认为,当投射到斩波器上的光斑尺寸小于斩波器栅格且不是几何点时,其光电信号的输出波形近似为梯形波,它的付氏展开式中的三次谐波分量仅是基波分量的 $\frac{1}{10}$,可认为限带对光电信号功率几乎没影响。

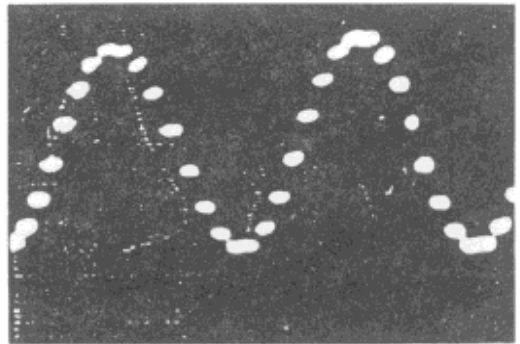


Fig. 7 Sampling waveform of SF using 5G6515

2) 信号基波的恢复。自跟踪采样滤波器

TSF 由于其采样作用,在求各点处得到的是阶梯正弦波,如图7所示。为了恢复信号基波,必须在 TSF 后面接有低通滤波器 LF,最好采用 Butterworth 型^[7] LF;

3) 阻抗。TSF 的后级输入阻抗需大于单个 RC 网络阻抗,一般应大于 5~10 倍为宜;

4) 通道接入时间 T_0 应使单个 RC 通道接入信号通道的时间 $T_0 < \frac{T}{N}$,以防止支路短接。同时应保证 $T_0 \ll RC$;

5) 开关。必须选择漏电小,导通电阻和结电容小的开关器件。令结电容为 C ,导通电阻为 R_{on} 时,每一开关的转移函数为

$$H_{sw}(j\omega) = \frac{R_{on}}{R + R_{on}} \cdot \frac{j\omega + \frac{1}{CR_{on}}}{j\omega + \frac{1}{C(R_{on} + R)}} \quad (10)$$

当 $\omega \rightarrow 0$, $H_{sw}(j\omega) = \frac{R_{on}}{R + R_{on}}$, 从而使开关特性变坏。实践表明, 应取 $R_{on} = \frac{R}{100}$ 。结电容的存在, 使得在开关瞬间产生尖峰电压, 从而确定了 TSF 的残压, 在实际应用中应考虑 TSF 应尽量放在电路的后面。

5 实验结果和噪声抑制能力

根据(9)式和等效噪声带宽^[8]的定义, 可得具有 N 个采样开关的 SF 的等效噪声带宽 Δf_n 为

$$\Delta f_n = \int_0^{\infty} \frac{A_v^2(f)}{A_v^2(f_0)} df = \frac{1}{4NRC} \quad (11)$$

当一个斩切频率为 800Hz 的光电信号, 其等效输入噪声带宽 $[\Delta f_{in} = \frac{\pi}{2}(f_{3db})]$ 为 3700Hz, 当 $N = 8$, $R = 100k$, $C = 0.47\mu$ 时, 信噪比改善了近于 $(\Delta f_{in}/\Delta f_n)^{\frac{1}{2}} = 72$ 倍。

我们用 8 个场效应管和上述 RC 值制成了具有 8 分路的 SF, 后接 Butterworth 型 LF, 用 2CW15 制成了齐纳白噪声发生器。将噪声和由信号源给出的正弦波经 LM318(1·4 放大, 带宽 15MHz) 混合。混合后被噪声淹没的信号送入 SF, 在 SF 前和 LF 后分别测量噪声和信号, 所得数据为

Table 1

	signal(mV)	noise(rms)	S/N
input	35	460	0.076
output	70	15	4.7

可见信噪比改善了 $\frac{(S/N)_o}{(S/N)_i} = 62$ 倍。其结果和由等效噪声带宽概念所确定的值相近。

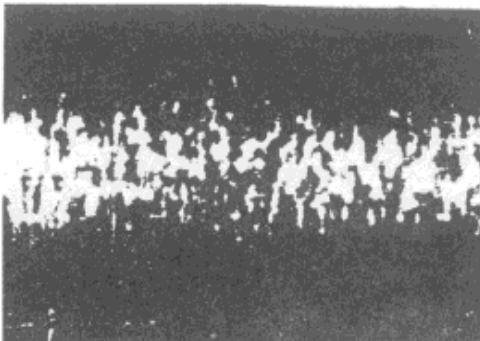


Fig. 8 (1) Combination waveform of signal (20mV pp) with noise (100mV pp), 100mV/div, 100μs/div

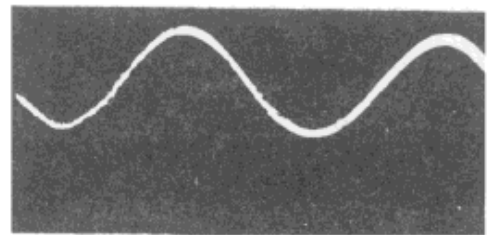


Fig. 8(2) Output waveform of auto-tracing sampling filter(gain of filter = 10)

我们还采用双二次二阶电路5G6515和由锁相环MC14046以及74LS161, 74LS74等电路制成了包括斩波器在内的自跟踪采样滤波器。用和上述同样的方法将噪声和信号相混为如图8(1)所示的波形, 噪声值相当于信号的5倍, 经TSF后得到了如图8(2)所示的原始信号波形, 此时被恢复的信号为200mV, 噪声为2mV, 信噪比改善了54db。

我们曾在我们所研制的几种弱光测量仪器中成功地使用了这种TSF, 均获得了满意的结果。

参 考 文 献

- 1 米宝永. 用于光学膜厚动态监测的弱光测量装置. 第三届全国光电技术与系统学术会论文集, 1988: 16
- 2 Thompson J. RC Digital Filters Microcircuit Bandpass Amplifiers. *Elect Equip Eng*, 1964(3): 45 ~ 50
- 3 Sun Y. Network Functions of Quadrature N-path Filters. *IEEE Trans, Circuit Theory*, 1970, CT-17(4): 594
- 4 Glaser B. Digital Time-division Multiple N-path System. *IEEE Trans*, 1970, CT-17(4): 600
- 5 Harder W R. Digital Filter with Ics Boost Q Without Inductors. *Electronics*, 1967, 24(7): 91 ~ 100
- 6 南京工学院数学教研室. 工程数学积分变换. 北京: 人民教育出版社, 1987
- 7 斯坦利 W D. 数字信号处理(中译本). 1979, 128
- 8 莫特钦巴特尔 C D. 低噪声电子设计(中译本), 1997, 27

Sampling Tracking Filter for Abstraction of Weak Light Signal Submerged in Noise

MI Bao-Yong

(*Changchun Institute of Optics and Fine Mechanics,*
Chinese Academy of Sciences, Changchun 130022)

Abstract

Author designed a high Q value auto-tracking sampling filter for signal detection of weak light level. The mathematics fundamental and experiment results of sampling filter, and practical question on engineering design are presented in this paper.

Key words: Signal detection of weak light level, Auto-tracking, Sampling, Filter

米宝永 男, 副研究员, 硕士生导师, 1964年毕业于北京理工大学。长期从事微弱信号检测和光电测量仪器的研制。曾先后主持了光学薄膜厚度控制仪、高精度光电自动折射仪、等离子刻蚀终点检测仪、短波段光子计数器、非接触式低噪声应力测量头, 并参加了极紫外光栅摄谱仪、太阳紫外光谱监视器等多项仪器的研制工作。先后获中科院科技进步二等奖一项, 三等奖两项, 获1991年机械电子工业部“七五”攻关先进个人奖和优秀成果奖。在国内外有关刊物上发表论文20余篇。