

# 红外分光计中串音误差的处理 和信噪比的计算

王 模 昌

(中国科学院上海技术物理研究所)

**摘要**——本文推导了红外分光计串音误差的解析表达式；提出了双积分处理方法，并进行串音误差计算，其结果比美国 VTPR 提出的箝位积分方法，有更好的性能。为计算信噪比，本文还提出一种计算时分网络输出噪声功率谱的方法。

## 一、引 言

在气象卫星上红外分光计是用一路模拟通道来处理不同光学通道的辐射信号，由于红外探测器与模拟电路合成的通频带不是理想的，这样，不同光学通道之间的信息有一定的耦合，因此就存在着串音误差或记忆误差。

文献[1]、[2]，报道了美国 VTPR 模拟电路设计，他们认为，串音误差的处理对模拟电路的设计有很大的影响。

本文分析了红外分光计串音误差，推导了串音误差解析表达式，提出了双积分处理方法，使串音误差减小，并使系统低频段从 0.8 Hz 提高到 3 Hz。

在计算电路信噪比中，本文提出一种计算时分网络输出噪声功率谱的方法，并应用在积分器和箝位电路中。

## 二、串 音 误 差

### 1. 输出信号

图 1 中， $E_0$ 、 $E_1$ 、 $E_2$  等为各光学通道信号幅值，其正、负值可随机变化。  
输入信号的表达式为

$$f_{\lambda}(t) = \sum_{j=0}^{\infty} E_j f(t-jT) u(t-jT) \quad (1)$$

式中  $u(t)$  为阶跃函数，

---

本文 1985 年 3 月 21 日收到。

$$f(t) = \frac{1}{t_0} [tu(t) - (t-t_0)u(t-t_0) - (t-t_m)u(t-t_m) + (t-t_m-t_0)u(t-t_m-t_0)]。$$

由位移定理,可求得图1中输入波形的拉氏变换式为

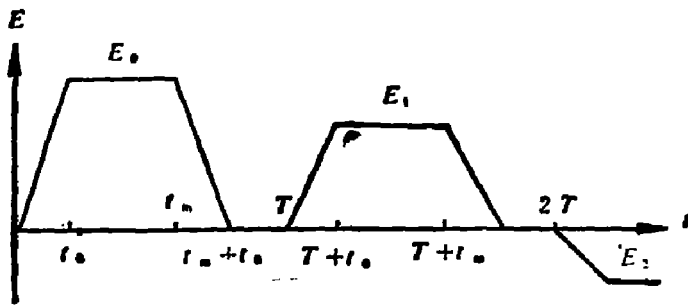


图1 输入信号波形

Fig. 1 The waveform of the input signal

$$F_{\lambda}(s) = \frac{(1-e^{-t_0 s})(1-e^{-t_m s})}{s^2 t_0} \times \left( \sum_{j=0}^{\infty} E_j e^{-jTs} \right)。$$

热释电器件,前置放大器及校正放大器合成频带为  $\Delta f$ , 相应的高、低频限为  $f_2, f_1$ , 则传输函数可简单表示为

$$H(s) = \frac{\tau_1 s}{(1+\tau_1 s)(1+\tau_2 s)}；$$

式中

$$\tau_1 = \frac{1}{2\pi f_1}, \quad \tau_2 = \frac{1}{2\pi f_2}；$$

所以,校正放大器输出信号为

$$F_{\lambda}(s) \cdot H(s) = \frac{\tau_1(1-e^{-t_0 s})(1-e^{-t_m s})}{(1+\tau_1 s)(1+\tau_2 s)t_0 s} \cdot \left( \sum_{j=0}^{\infty} E_j e^{-jTs} \right)。$$

反演得输出波形为

$$F_{\text{R}}(t) = \sum_{j=0}^{\infty} F_j(t-jT)u(t-jT)； \quad (2)$$

式中,

$$\begin{aligned} F_j(t-jT) = & E_j \frac{\tau_1}{t_0} \left\{ \left[ \frac{a}{\tau_1} e^{-\frac{t-jT}{\tau_1}} + \frac{b}{\tau_2} e^{-\frac{t-jT}{\tau_2}} + 1 \right] u(t-jT) \right. \\ & - \left[ \frac{a}{\tau_1} e^{-\frac{t-jT-t_0}{\tau_1}} + \frac{b}{\tau_2} e^{-\frac{t-jT-t_0}{\tau_2}} + 1 \right] u(t-jT-t_0) \\ & - \left[ \frac{a}{\tau_1} e^{-\frac{t-t_m-jT}{\tau_1}} + \frac{b}{\tau_2} e^{-\frac{t-jT-t_m}{\tau_2}} + 1 \right] u(t-jT-t_m) \\ & \left. + \left[ \frac{a}{\tau_1} e^{-\frac{t-jT-(t_m+t_0)}{\tau_1}} + \frac{b}{\tau_2} e^{-\frac{t-jT-(t_m+t_0)}{\tau_2}} + 1 \right] u(t-jT-t_m-t_0) \right\}； \end{aligned}$$

而

$$a = \frac{-\tau_1^2}{\tau_1 - \tau_2}, \quad b = \frac{\tau_2^2}{\tau_1 - \tau_2}。$$

我们所关心的是,在第  $n$  个周期  $t_0 \rightarrow t_m$  期间的输出  $F_{1n}(t)$  及在  $t_m + t_0 \rightarrow T$  期间的输出  $F_{2n}(t)$ , 可分别推导得:

$$F_{1n}(t) = E_n \left( x_1 e^{-\frac{t}{\tau_1}} + y_1 e^{-\frac{t}{\tau_2}} \right) + \sum_{j=n-1}^0 E_j \left( x e^{-\frac{t}{\tau_1}} \cdot e^{-\frac{n-j}{\tau_1} T} + y e^{-\frac{t}{\tau_2}} \cdot e^{-\frac{n-j}{\tau_2} T} \right) \quad (3)$$

$$F_{2n}(t) = \sum_{j=n}^0 E_j \left( x e^{-\frac{t}{\tau_1}} \cdot e^{-\frac{n-j}{\tau_1} T} + y e^{-\frac{t}{\tau_2}} \cdot e^{-\frac{n-j}{\tau_2} T} \right) \quad (4)$$

其中,

$$x_1 = \frac{a}{t_0} \left( 1 - e^{-\frac{t_0}{\tau_1}} \right),$$

$$y_1 = \frac{\tau_1 b}{t_0 \tau_2} \left( 1 - e^{-\frac{t_0}{\tau_2}} \right),$$

$$x = \frac{a}{t_0} \left( 1 - e^{-\frac{t_0}{\tau_1}} - e^{-\frac{t_m}{\tau_1}} + e^{-\frac{t_m+t_0}{\tau_1}} \right),$$

$$y = \frac{\tau_1 b}{t_0 \tau_2} \left( 1 - e^{-\frac{t_0}{\tau_2}} - e^{-\frac{t_m}{\tau_2}} + e^{-\frac{t_m+t_0}{\tau_2}} \right)。$$

式(3)、(4)中,  $t$  以第  $n$  个周期的起点为参考点。由式(3)和式(4)可清楚地看出, 输出信号  $F_{1n}(t)$  或  $F_{2n}(t)$  不但与  $E_n$  有关, 而且与  $E_{n-1}, E_{n-2} \dots$  有关。

## 2. 串音误差

美国 VTPR 上采取的箝位积分方法如图 2 所示, 它是在观察调制盘参考点  $t_4$  时进行箝位和建立参考点; 然后, 在观察大气背景  $t_1 \rightarrow t_2$  时进行积分, 并输出积分信号, 获得数字化。

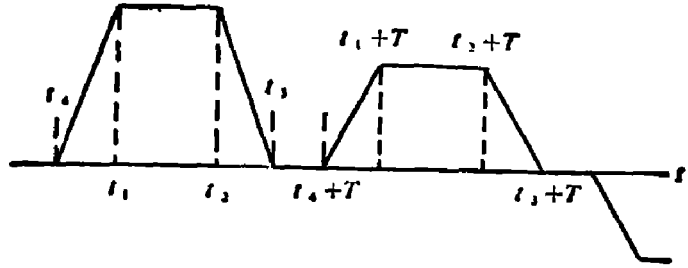


图 2 处理方法示意图

Fig. 2 Schematic diagram of the processing

输出积分信号为

$$V_{sn} = \int_{t_1}^{t_2} [F_{1n}(t) - F_{2(n-1)}(t_4)] dt$$

$$= b_1 E_n + b_2 E_n + \sum_{j=1}^n E_{n-j} b_3 e^{-\frac{jT}{\tau_1}} + \sum_{j=1}^n E_{n-j} b_4 e^{-\frac{jT}{\tau_2}}$$

式中,

$$b_1 = x_1 \tau_1 (e^{-\frac{t_1}{\tau_1}} - e^{-\frac{t_2}{\tau_1}});$$

$$b_2 = y_1 \tau_2 (e^{-\frac{t_1}{\tau_2}} - e^{-\frac{t_2}{\tau_2}});$$

$$b_3 = x [\tau_1 (e^{-\frac{t_1}{\tau_1}} - e^{-\frac{t_2}{\tau_1}}) - e^{-\frac{t_4}{\tau_1}} (t_2 - t_1) e^{\frac{T}{\tau_1}}];$$

$$b_4 = y [\tau_2 (e^{-\frac{t_1}{\tau_2}} - e^{-\frac{t_2}{\tau_2}}) - e^{-\frac{t_4}{\tau_2}} (t_2 - t_1) e^{\frac{T}{\tau_2}}].$$

双积分方法是在第  $n$  个周期的  $t_1 \rightarrow t_2$  期间, 对  $F_{1n}(t)$  积分, 然后与在第  $n$  个周期内  $t_3 \rightarrow t_4$  期间对  $F_{2n}(t)$  积分之值相减。我们将第二个积分信号乘上一个因子  $Z$ , 并适当取  $Z$  值, 可提高系统性能效果。

输出信号为

$$|V_{sn} = \int_{t_1}^{t_2} F_{1n}(t) dt - Z \int_{t_3}^{t_4} F_{2n}(t) dt$$

$$= a_1 E_n + a_2 E_n + \sum_{j=1}^n E_{n-j} a_3 e^{-\frac{jT}{\tau_1}} + \sum_{j=1}^n E_{n-j} a_4 e^{-\frac{jT}{\tau_2}}$$

式中,

$$a_1 = \tau_1 [x_1 (e^{-\frac{t_1}{\tau_1}} - e^{-\frac{t_2}{\tau_1}}) - Z \cdot x (e^{-\frac{t_3}{\tau_1}} - e^{-\frac{t_4}{\tau_1}})];$$

$$a_2 = \tau_2 [y_1 (e^{-\frac{t_1}{\tau_2}} - e^{-\frac{t_2}{\tau_2}}) - Z \cdot y (e^{-\frac{t_3}{\tau_2}} - e^{-\frac{t_4}{\tau_2}})];$$

$$a_3 = \tau_1 x (e^{-\frac{t_1}{\tau_1}} - e^{-\frac{t_2}{\tau_1}} - Z e^{-\frac{t_3}{\tau_1}} + Z e^{-\frac{t_4}{\tau_1}});$$

$$a_4 = \tau_2 y (e^{-\frac{t_1}{\tau_2}} - e^{-\frac{t_2}{\tau_2}} - Z e^{-\frac{t_3}{\tau_2}} + Z e^{-\frac{t_4}{\tau_2}}).$$

从以上公式, 可清楚地看到,  $b_3, a_3$  反映了由于低频限不为零而引起的串音,  $b_4, a_4$  反映了由于高频限不是无穷大而引起的串音。在双积分处理方法中, 如果  $\tau_2$  很小(这是容易做到的), 使  $a_4$  极小, 同时, 选取  $Z$  值使  $a_3 = 0$ , 则双积分的串音误差将明显减小, 这是双积分处理方法的出发点。我们的模拟实验完全证实了以上的分析。

从串音误差考虑, 要求系统响应  $V_{sn}/E_n$  与前通道幅度  $E_{n-1}, E_{n-2}$  等无关; 或者,  $E_{n-1}, E_{n-2}$  等的影响在允许的误差范围之内。

设  $K_1 = a_1 + a_2$  (对双积分处理) 或  $K_1 = b_1 + b_2$  (对箝位积分处理),

$$K_2 = a_1 + a_2 + \left[ \frac{a_3}{(1 - e^{-\frac{T}{\tau_1}})} + \frac{a_4}{(1 - e^{-\frac{T}{\tau_1}})} \right] \times 10, \text{ (双积分处理)}$$

$$K_2 = b_1 + b_2 + \left[ \frac{b_3}{1 - e^{-\frac{T}{\tau_1}}} + \frac{b_4}{1 - e^{-\frac{T}{\tau_1}}} \right] \times 10, \text{ (箝位积分处理)}$$

则, 要求  $\frac{|K_1 - K_2|}{K_1}$  减小到允许的误差范围即可。

为便于两种方法的比较, 计算  $K_2$  时, 假定  $E_{n-1} = E_{n-2} = \dots = 10 E_n$  (这是串音误差比较大的情况)。

根据上述公式进行理论计算, 其计算值见表 1。其中取  $T = 50 \text{ ms}$ ,  $t_1 = 5 \text{ ms}$ ,  $t_2 = 24 \text{ ms}$ ,  $t_3 = 29.5 \text{ ms}$ ,  $t_4 = 49.5 \text{ ms}$ ,  $t_m = 24.5 \text{ ms}$ , 低频限相同时,  $Z$  值不变。

从表 1 清楚地看到, 双积分方法比箝位积分方法串音误差小得多, 而用箝位积分方法处理串音误差高达 100% 以上, 大大超过允许值范围。

表 1 不同处理方法的串音误差  $|K_1 - K_2|/K_1$   
Table 1  $|K_1 - K_2|/K_1$  with two different processing methods

频 带 (Hz)	串音误差 (%)		频 带 (Hz)	串音误差 (%)	
	双积分法	箝位积分法		双积分法	箝位积分法
0.1~10	488	222	3.1~10	315	60.7
0.1~20	21	56	3.1~20	16.4	101
0.1~30	1.9	9.8	3.1~30	1.5	136
0.1~40	0.2	1.4	3.1~40	0.18	138
0.1~50	0.03	4.0	3.1~50	$2.3 \times 10^{-2}$	135
0.1~60	0.004	4.6	3.1~60	$3 \times 10^{-3}$	132
0.1~70	$6 \times 10^{-4}$	4.6	3.1~70	$4.8 \times 10^{-4}$	129
0.1~80	$9 \times 10^{-5}$	4.6	3.1~80	$7 \times 10^{-5}$	128
0.1~100	$2.3 \times 10^{-6}$	4.6	3.1~100	$1.8 \times 10^{-6}$	126
0.1~150	$5.3 \times 10^{-10}$	4.6	3.1~150	0	124
0.1~200	0	4.6	3.1~200	0	123

### 三、信 噪 比

#### 1. 时分网络输出噪声功率谱的计算方法

以上两种处理方法中都使用了时分网络, 即网络只是工作在从  $0 \rightarrow T$  一段时间内, 且  $T$  与网络的时间常数是可以比拟的。文献 [3] 用相关函数积分方法讨论积分器的输出噪声功率谱。本文则提出一种计算时分网络输出噪声功率谱的方法, 并应用于时分的  $RC$  滤波器和实际的积分器。

基本思想是从网络的传输函数  $H(\omega)$  经傅氏反变换, 得到时间域的表达式  $h(t)$ , 对它时分, 得到  $h_T(t)$ , 最后将  $h_T(t)$  傅氏变换, 得到时分网络的传输函数  $H_T(\omega)$ , 输出噪声功率谱为

$$|I(\omega)|^2 \cdot |H_T(\omega)|^2$$

式中,  $I(\omega)$  为输入噪声功率谱。

对于  $RC$  低通滤波器, 网络传输函数为

$$H(\omega) = \frac{\alpha}{\alpha + j\omega};$$

$$\alpha = 1/RC$$

式中

$H(\omega)$  的傅氏反变换为

$$h(t) = \alpha e^{-\alpha t} u(t);$$

式中,  $u(t)$  为阶跃函数。

对  $h(t)$  时分, 得到

$$h_T(t) = \begin{cases} \alpha e^{-\alpha t} & (0 \leq t \leq T); \\ 0 & (t < 0, t > T)。 \end{cases}$$

对  $h_T(t)$  傅氏变换得

$$H_T(\omega) = \int_0^T \alpha e^{-\alpha t} \cdot e^{-j\omega t} dt = \frac{\alpha [1 - e^{-(\alpha + j\omega)T}]}{\alpha + j\omega}$$

输出噪声功率为

$$I = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty |I(\omega)|^2 \cdot |H(\omega)|^2 d\omega = \frac{\alpha^2}{2\pi} \int_0^\infty |I(\omega)|^2 \cdot \frac{(1 + e^{-2\alpha T} - 2 \cos \omega T e^{-\alpha T})}{\alpha^2 + \omega^2} d\omega。 \quad (5)$$

若输入为白噪声  $I(\omega) = I_0$  (常数), 则

$$I = \frac{I_0}{4RC} (1 - e^{-\frac{2T}{RC}})。$$

对于实际积分器, 它的传输函数可表示为<sup>[4]</sup>

$$H(\omega) = \frac{\alpha K_0}{\alpha + j\omega};$$

式中,  $K_0$  为积分器开环放大率,  $RC$  为积分器积分时间常数,  $\alpha = 1/K_0 RC$ 。

类似于  $RC$  时分网络的推导, 可求得积分器的输出噪声功率为

$$I = \frac{K_0^2 \alpha^2}{2\pi} \int_0^\infty |I(\omega)|^2 \cdot \frac{(1 + e^{-2\alpha T} - 2 \cos \omega T e^{-\alpha T})}{\alpha^2 + \omega^2} d\omega;$$

假如输入为白噪声, 则  $I(\omega) = I_0$ , 并考虑到  $2T/K_0 RC \ll 1$ , 则  $I = TI_0/2(RC)^2$ 。

## 2. 不同处理方法的信噪比

图 3 为模拟线路方块图



图 3 模拟线路方块图

Fig. 3 Block diagram of the analogous circuit

两种处理方法输出信号噪比 ( $S/N$ ) 的计算公式分别为

(1) 箝位积分方法输出信噪比

$$S/N = \frac{V_s}{V_{N0}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left[\left(\frac{T}{RC}\right)^2 (\Delta f)_{\text{箝}} + (\Delta f)_{\text{积}}\right] \left[\frac{RC}{K_1}\right]^2}};$$

式中,  $V_s$  为输入信号;  $V_N$  为输入单位带宽噪声电压;  $T$  为积分时间;  $RC$  为积分器时间常数;  $K_1/RC$  为信号经箝位积分后的增益;  $(\Delta f)_{\text{箝}}$  为箝位后输出噪声等效带宽,  $(\Delta f)_{\text{积}}$  为积分器输出噪声等效带宽。

(2) 双积分方法输出信噪比

$$S/N = \frac{V_S}{V_N} \cdot \frac{1}{\sqrt{[(\Delta f)_{\text{积1}} + Z^2(\Delta f)_{\text{积2}}] \cdot \left(\frac{RC}{K_2}\right)^2}}$$

式中,  $Z$  为因子, 它使  $a_3=0$ ;  $K_2/RC$  为经双积分处理后信号增益;  $(\Delta f)_{\text{积1}}$ 、 $(\Delta f)_{\text{积2}}$  分别为第一、第二积分后输出噪声等效带宽。

上述两公式根号内的数即为系统噪声等效带宽。两种方法的系统等效噪声见表 2。

表 2 两种处理方法的系统噪声等效带宽

Table 2 Noise equivalent bandwidth of the two processing methods

频 带 (Hz)	Z 值	噪 声 等 效 带 宽 (Hz)	
		箱 位 积 分 法	双 积 分 法
0.1~50	0.965	70	60
3~50	1.545	94	48

结果表明, 双积分处理中, 取频带为 3~50 Hz, 可得到最小的噪声等效带宽; 它比箱位积分处理, 在信噪比上至少可提高 1.2 倍。由于低频限提高到 3 Hz, 所以可降低对热释电探测器的要求, 这就提高了系统的稳定性。

参 考 文 献

- [1] Zink D., *NTC'71, Record of The National Telemetry Conference*, Washington. D.C, April 12~15, 1971, 194.
- [2] Falbal G. and Zink D., *Conference on Infrared Techniques*, University of Reading, 1971, 231~255.
- [3] 帕普里期, 信号分析, 科学出版社, 1979.
- [4] 李清泉, 黄昌宁, 集成运算放大器原理与应用, 科学出版社, 1980, 2.

## THE PROCESSING OF CROSSTALK ERROR AND THE CALCULATION OF SIGNAL-TO-NOISE RATIO IN THE ATMOSPHERE TEMPERATURE PROFILE SOUNDOR

WANG MOCHANG

(Shanghai Institute of Technical Physics, Academia Sinica)

### ABSTRACT

An analytic expression of the crosstalk error in ATPS is deduced. On this basis, a processing method with double integral circuit is recommended, which is compared with the clamp-integral processing method applied in the VTPR on the NOAA-2 in two aspects of the crosstalk error and signal-to-noise ratio. The results show that the processing method with double integral circuit has a better performance. In order to calculate the signal-to-noise ratio, a calculation method for output noise power spectrum in an active integrator and clamp circuit is presented.