

# 微型计算机模拟接口中工频 串模干扰的抑制

吕 东 庚

(计算机科学(电脑)系)

## 摘 要

本文论述采用同步采样平均法,抑制含有谐波分量的工频串模干扰的理论依据,并讨论其同步方案、采样次数的确定方法以及抑制系数的计算。

## 一、引 言

模/数转换接口是计算机过程控制和计算机辅助测试系统中必不可少的部件,它对系统工作的可靠性和准确性起着决定性作用。但是任何一个控制或测试系统,在其把对象参数转换为电信号,并将其从检测现场传送到计算机的过程中,不可避免地会受到外来的干扰。这些干扰通常可分为串模干扰和共模干扰。对于共模干扰可采用浮地技术、屏蔽隔离、特别是采用光电隔离或高共模抑制比的运算放大器进行抑制,从而获得良好效果。对于串模干扰除用屏蔽隔离外,更方便的则是依靠硬件滤波、积分式 A/D 转换及数字滤波等方法加以解决。鉴于采用硬件滤波及积分式 A/D 转换要获得良好的抑制效果,常常会明显地降低系统的响应速度。而采用中值滤波、程序判断滤波、一般的算术平均及惯性滤波等常见的数字滤波方法,却不容易获得较高而固定的抑制系数。因此,在快速测试或多路控制系统中就需要探讨其它的抑制方法。

## 二、对工频基波干扰的抑制

过程控制系统中常见的串模干扰可分为脉冲干扰及非脉冲干扰。脉冲干扰多数来自电机设备的启动和停止、以及电弧辐射。它们多为随机干扰,其信号能量相当大的部分集中在中、高频区。因而可以在信号通道及供电线路中加入适当的滤波电路,或采用软件限幅滤波得到较好的抑制。非脉冲干扰主要来自现场各种设备运行过程中的供电干扰,及系统本身的供电干扰。这类干扰的特点是频率稳定、干扰强度较大,但它们都直接与工频有关。因此,

本文1987年6月3日收到。

可以把这些干扰信号表示为  $U_N$ , 而把计算机输入端的输入信号表示为  $U_i$ . 即

$$U_N = A_N \sin \left( \frac{2\pi}{T_1} t + \phi_n \right) \quad (1)$$

$$U_i = U_s + A_N \sin \left( \frac{2\pi}{T_1} t + \phi_n \right) \quad (2)$$

式中,  $T_1$  为工频周期;  $U_s$  为被测信号.

若被测信号在其被检测时刻的邻近时间域内可视为稳定值, 则可在通道与计算机的 A/D 转换器之间增加一级采样保持电路 (图 1). 该电路的采样间隔时间  $T_s = T_1/2$ , 且采样持续时间  $\tau_s \ll T_s$ . 这时如让计算机对每个通道的每一次检测均连续采样两次, 则两次采样的平均值  $U_c = \frac{U_{i1} + U_{i2}}{2}$ . 其中

$$U_{i1} = U_s + A_N \sin \left( \frac{2\pi}{T_1} t + \phi_n \right) \quad (3)$$

$$U_{i2} = U_s + A_N \sin \left[ \frac{2\pi}{T_1} (t + T_s) + \phi_n \right] \quad (4)$$

把  $T_s = \frac{T_1}{2}$  代入  $U_c$  表示式得

$$U_c = \frac{U_{i1} + U_{i2}}{2} = U_s + \frac{A_N}{2} [\sin \left( \frac{2\pi}{T_1} t + \phi_n \right) + \sin \left( \frac{2\pi}{T_1} t + \phi_n + \pi \right)] = U_s \quad (5)$$

式 (5) 表明当两次采样间隔时间为  $\frac{T_1}{2}$  时, 其平均值恰为被测信号值. 因此, 这一方法在理论上可实现对工频串模干扰的完全抑制.

实际上, 采样间隔  $T_s$  不可能精确等于工频半周期的间隔时间  $T_1/2$ . 因此, 必须探讨使  $T_s$  尽可能接近于  $T_1/2$  的具体方法, 并分析采用这些方法后系统对工频基波干扰的抑制系数.

### 1. 钟频定时同步法的抑制系数

用计算机内部钟频通过 CTC 芯片或其它逻辑电路, 产生采样间隔  $T_s$  (简称为钟频定时同步), 并使  $T_s$  等于工频标称周期的一半即  $T/2$  时. 由于, 微机钟频的稳定性, 在常温  $\pm 20^\circ\text{C}$  的范围内可以保持优于

$\pm 2 \times 10^{-4}$ , 而 CTC 芯片及其它逻辑电路延时时间的稳定性均在几十毫秒以内. 因此,  $T_s$  与  $T/2$  的相对偏差不会大于  $\pm 3 \times 10^{-4}$ , 而实用工频周期  $T_1$  与其标称值  $T$  的相对偏差为  $T - T_1/T_1 = \Delta T/T_1 \leq 2 \times 10^{-2}$ . 所以可以认为,  $T_s$  与  $T_1$  之间存在有下述关系

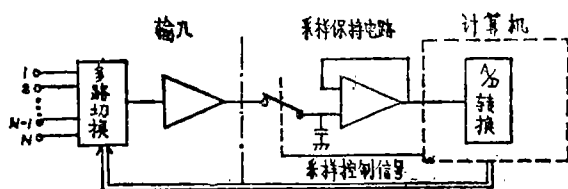


图1 同步采样保持原理图

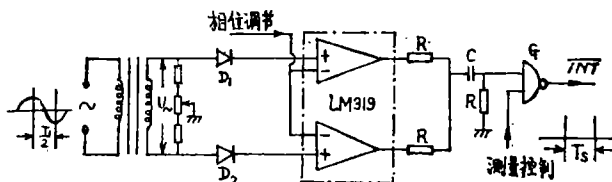


图2 月工频信号形成  $T_1/2$  间隔的电原理

$$T_1 \approx \frac{T}{2} = \frac{T_1 + \Delta T}{2} \quad (6)$$

把式(6)代入式(4)得

$$U_o = U_s + \frac{A_N}{2} \left[ \sin\left(\frac{2\pi}{T_1}t + \phi_N\right) + \sin\left(\frac{2\pi}{T_1}t + \phi_N + \pi + \frac{\pi\Delta T}{T_1}\right) \right]$$

分析得出当  $\frac{\Delta T}{T_1} \ll 1$  时,  $U_o$  为

$$U_o = U_s - \frac{A_N}{2} \frac{\pi\Delta T}{T_1} \cos\left(\frac{2\pi}{T_1}t + \phi_N\right)$$

所以

$$|U_o - U_s| \leq \frac{A_N}{2} \frac{\pi\Delta T}{T_1}$$

因此, 系统对工频基波的抑制系数  $\beta_1$  为

$$\beta_1 = 20 \log \frac{A_N}{|U_o - U_s|} \geq 20 \log \frac{2T_1}{\pi\Delta T} \quad (7)$$

把  $\Delta T/T_1 = 2 \times 10^{-2}$  代入式(7)可得  $\beta_1 \geq 30.05 \text{dB}$ , 它表明: 采用同步采样平均法, 利用计算机钟频产生采样间隔时间, 在工业条件下 ( $\Delta T/T_1 \leq 2 \times 10^{-2}$ ), 系统对工频基波干扰的抑制系数将大于 30dB.

## 2. 工频直接同步法的抑制系数

(1) CPU 处于短暂等待状态的方式:

为进一步提高系统对工频基波干扰的抑制系数, 可直接利用系统电源中的工频信号产生采样间隔  $T_s$  (简称为工频直接同步法)如图2. 同时, 使 CPU 在每次检测前处于等待状态, 并开放整形脉冲输出门 G, 用工频信号经放大整形后所形成的脉冲向 CPU 申请采样中断, 完成第一次保持采样, 并返回其它操作. 经半个工频周期后, G 的输出脉冲再次向处于等待状态的 CPU 申请采样中断, 完成第二次保持采样, 并通过 G 的另一输入端关闭整形脉冲的输出.

在这一方案中  $T_s$  与  $T_1/2$  的偏差取决于二极管  $D_1, D_2$  导通电压的增量偏差  $\Delta U_d$ , 双比较器 LM319 中两个放大器输入失调电压的增量偏差  $\Delta U_f$ , 以及计算机的时钟周期  $T_c$  (因处于等待状态的 CPU 响应中断请求, 与中断请求脉冲输入时刻之间存有若干个  $T_c$  的随机时延). 分析可得: 当二极管导通电压  $< 0.8 \text{V}$ , 工频输入信号  $U_s \geq 5 \text{V}$  时, 即

$$T_s - \frac{T_1}{2} = \frac{\Delta T}{2} = \frac{\Delta U_d + \Delta U_f}{U_s} \cdot \frac{T_1}{4\pi} + \frac{T_c}{2} H$$

式中,  $H$  为暂停指令的时钟周期数. 所以

$$\frac{\Delta T}{T_1} = \frac{\Delta U_d + \Delta U_f}{2U_s \pi} + \frac{T_c}{T_1} H \quad (8)$$

在常温  $\pm 20^\circ \text{C}$  范围内 ( $\Delta U_d + \Delta U_f$ )  $\leq 4 \text{mV}$ . 对 Z-80 CPU 其暂停指令的时钟周期数  $H = 4$ , 当  $T_c = 0.4 \mu\text{s}$  时, 将其代入式(8)求得  $\Delta T/T_1$  值, 而后代入式(7)可求得  $\beta_1 \geq 69.75 \text{dB}$ .

上述分析表明, 采用这种工频直接同步法比采用钟频定时同步法对于干扰的抑制力提高

近40 dB。但其缺点是要增加少量外部电路,而且更主要的是每次检测被测信号前CPU应先进入等待状态。这将影响CPU的利用率,甚至系统的响应速度。

### (2) 直接中断检测方式:

这一方式与方式(1)的差别仅在于系统每次检测前,CPU仅打开整形脉冲输出门G,一旦执行两次采样后,即关闭脉冲输出门。整个工作过程CPU均不必进入等待状态。因此,它明显地提高了CPU的利用率和系统的响应速度。但由于每次采样的具体时刻,均由整形脉冲以中断方式向处于程序执行状态的CPU提出中断请求而后确定的。因此实际采样时刻与脉冲出现时刻之间的最大随机时差,将等于一条CPU指令的执行时间。这样式(8)中的 $H$ 应改为 $H_{\max}$ ,它为CPU指令系统中执行时间最长的指令所需的时钟周期数。对Z-80CPU,其 $H_{\max}=23$ ,把 $H_{\max}$ 代入式(8),求出 $\Delta T/T_1$ 值后代式(7)可求得,在其它条件不变的情况下,系统对工频干扰的抑制系数 $\beta_1=60.7\text{dB}$ 。

现将上述各方法性能列于表1。

表 1

定时方式	工频直接定时同步		计算机钟频定时同步
	CPU短暂等待	直接中断	
硬件电路	增加工频定时脉冲形成电路		利用原微机定时电路
CPU利用率	较低	较高	同直接中断
抑制系数	$\geq 69.75\text{dB}$	$\geq 60.7\text{dB}$	$\geq 30\text{dB}$

本方案与一般RC滤波方案相比可明显看到:采用本方案时,系统完成一次测量(包括两次采样)所需的时间约为10MS。而在RC滤波方法中,即使采用两级低通RC滤波器串接,要获得30dB、69.75dB、60.7dB的抑制系数,其时间常数将分别为25.3MS、249MS和148MS。若考虑较高精度测量时,从信号送入到稳定可测需等待若干倍RC时间,则采用同步采样平均法作为抗干扰措施,在多路控制或快速测试系统中的作用将更加明确无疑。

## 三、工频中含有谐波分量时的抑制分析

当干扰信号中除基波外尚含有高次谐波时,采用两次采样平均将难以有效地抑制谐波分量(图3),所以必须探讨干扰中含有高次谐波时,所需的采样次数及相应的抑制系数。

### 1. 采样次数的确定

为提高测量速度和方便工程实践,要求把整个测量过程时间限制在一个工频周期 $T_1$ 内,且每次采样间隔时间相等。为此,从分析基波干扰的抑制过程可得:如果系统要同时抑制基波及 $M$ 次谐波的干扰,则其采样次数 $n$ 及采样间隔时间 $T_s$ 应分别为

$$n = 2A_m \quad (9)$$

$$T_s = \frac{T_1}{2A_m} \quad (10)$$

式中, $A_m$ 为待定整数。

系统执行  $2A_m$  次采样后得到的  $m$  次谐波分量的平均值应为 0。

$$U_{Nm} = \frac{A_{Nm}}{2A_m} \sum_{k=0}^{2A_m-1} \sin\left(\frac{2\pi m}{T_1} \frac{T_1}{2A_m} k + \phi_m\right) = 0 \quad (11)$$

$$U_{Nm} = \frac{A_{Nm}}{2A_m} \sum_{k=0}^{2A_m-1} \sin\left(\frac{\pi m}{A_m} k + \phi_m\right) = 0$$

为减少采样次数, 並完满地消除干扰, 希望任何一次采样所得的  $m$  次谐波干扰值, 能被另一次采样所得的干扰值所抵消。考虑到正弦函数的周期性, 可假设在  $2A_m$  次采样中, 存在有  $N$  组在组内可以完全相消的  $m$  次谐波采样值, 且每组包含有  $2K_m$  次采样。即

$$2K_m N = 2A_m$$

所以, 式(11)可化为

$$U_{Nm} = \frac{A_{Nm}}{2A_m} \sum_{N=1}^{A_m/K_m} \sum_{k=2(N-1)K_m}^{2NK_m-1} \sin\left(\frac{\pi m}{A_m} k + \phi_m\right) = 0$$

根据组内对应相消的条件则应有

$$\sum_{k=2(N-1)K_m}^{2NK_m-1} \sin\left(\frac{\pi m}{A_m} k + \phi_m\right) = 0$$

$$\sum_{k=2(N-1)K_m}^{(2N-1)K_m-1} \sin\left(\frac{\pi m}{A_m} k + \phi_m\right) + \sum_{k=(2N-1)K_m}^{2NK_m-1} \sin\left(\frac{\pi m}{A_m} k + \phi_m\right) = 0$$

$$\sum_{k=2(N-1)K_m}^{(2N-1)K_m-1} \left\{ \sin\left(\frac{\pi m}{A_m} k + \phi_m\right) + \sin\left[\frac{\pi m}{A_m} (k + K_m) + \phi_m\right] \right\} = 0$$

因此, 满足组内对应相消要求的条件为

$$\frac{mK_m}{A_m} = (2p-1) \quad (12)$$

为分析方便, 把谐波次数  $m$  用偶数因子  $2^{r_m}$  及奇数因子  $(2p_m-1)$  表示为

$$m = 2^{r_m}(2p_m-1) \quad (13)$$

上两式中,  $p, p_m$  为正整数;  $r_m$  为非负整数。

把式(13)代入式(12)可得

$$\frac{2^{r_m}(2p_m-1)K_m}{A_m} = 2p-1$$

所以, 满足抑制要求的最小  $A_m$  及  $K_m$  为

$$A_m = 2^{r_m} \quad (14)$$

$$K_m = 1$$

利用式(13)、(14)可求出当  $m=1, 2, 3, \dots, M$  时相应的  $A_m$  为  $(A_1, A_2, A_3, \dots, A_M)$ , 而

相应的采样次数为  $(2A_1, 2A_2, 2A_3, \dots, 2A_n)$ 。

根据式(13)、(14)可求出, 如系统要同时抑制  $1, 2, \dots, M$  次谐波, 则其采样次数应为  $n = 2MAX(A_1, A_2, \dots, A_m)$ 。它可表示为

$$n = 2MAX(A_1, A_2, \dots, A_m) = 2A_0 = 2 \times 2^R \quad (9')$$

式中,  $2^R$  为数列  $1, 2, \dots, M$  中的最大偶数因子。相应采样间隔为

$$T_s = \frac{T_1}{2A_0} = \frac{T_1}{2^{R+1}} \quad (10')$$

利用式(13)、(14)、(9')、(10')可求出系统要同时抑制  $1$  到  $M$  次谐波所需的采样次数  $n$ , 采样间隔  $T_s$  与  $M$  的关系如表 2。

表 2

$M$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$A_0$	1	2	2	4	4	4	4	8	8	8	8	8
$n$	2	4	4	8	8	8	8	16	16	16	16	16
$T_s(\text{ms})$	10	5	5	2.5	2.5	2.5	2.5	1.25	1.25	1.25	1.25	1.25

## 2. 对谐波的抑制系数分析

从采样次数分析可知: 当采样次数为  $2A_0$ , 且采样间隔  $T_s$  精确等于  $T_1/2A_0$  时, 在理论上系统对基波及谐波将具有无限大的抑制力。工程上为实现  $T_s = T_1/2A_0$  的条件, 可通过对工频基波的倍频获得  $2^R$  次谐波, 并采用图 2 的电路产生  $T_s$ , 但其电路却明显复杂。比较实用的方法是采用前面所述的钟频定时同步法。

鉴于实际工频干扰中的谐波源, 诸如可控硅触发设备、电机设备、饱和式稳压电源等的波形畸变, 所形成的谐波与工频基波在短时间内均保持着相当稳定的相位关系。因此, 基于谐波分析原理可得出: 干扰中各次谐波的频率稳定度等于工频的频率稳定度。又据式(6)、(10')可得钟频定时同步法的采样间隔时间  $T_s$  为

$$T_s = \frac{T}{2A_0} = \frac{T_1 + \Delta T}{2A_0} \quad (15)$$

所以, 可用  $(2A_0 - 1)$  和式(15)的  $T_s$ , 代替式(11)的  $(2A_m - 1)$  和  $T_1/2A_m$ , 得

$$\begin{aligned} U_{Nm} &= \frac{A_{Nm}}{2A_0} \sum_{k=0}^{2A_0-1} \sin\left(\frac{2\pi m}{T_1} \cdot \frac{T_1 + \Delta T}{2A_0} k + \phi_m\right) \\ &= \frac{A_{Nm}}{2A_0} \sum_{k=0}^{2A_0-1} \sin\left(\frac{\pi m}{A_0} k + \phi_m + \frac{\pi m}{A_0} \cdot \frac{\Delta T}{T_1} k\right) \end{aligned} \quad (16)$$

当考虑系统对  $m$  次谐波的抑制系数  $\beta_m$  时, 式(7)可以变换为

$$\beta_m = 20 \log \frac{A_{Nm}}{U_{Nm}} \quad (7a)$$

把式(16)代入式(7a), 经计算机计算后, 可获得在  $n = 2, 4, 8, 16$  和  $\phi = 0 - \pi$  (计算间隔为  $\pi/72$ ) 及  $\Delta T/T_1 = 2 \times 10^{-2}$  的情况下, 系统对  $1-12$  次工频谐波干扰的最低抑制系数  $\beta_m$  (dB); 系统对各次谐波的抑制系数与采样次数的关系如表 3 所示。

表 3

$\beta_n$ \ M n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
2	30.05	0.02	20.52	0.07								
4	33.20	30.07	23.14	0.09	19.86	20.68	15.37	0.35				
8	33.92	33.22	32.00	30.14	27.42	23.30	15.88	0.36	16.48	20.29	21.55	21.31
16	34.09	33.94	33.69	33.29	32.79	32.15	31.37	30.42	29.26	27.86	26.12	23.93

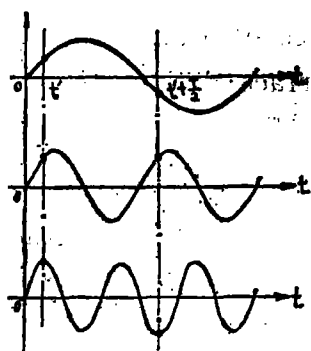


图3 多次谐波采样图

鉴于实际工频干扰中的谐波分量, 将随其次数的增加而显著减弱, 而且上述数据还表明, 当采样次数从 8 次增加到 16 次时, 系统对于 1 ~ 4 次谐波的抑制系数不再有明显地提高。因此, 在工程中可以把采样次数限制在 8 次以内, 这时系统的采样间隔不少于 2.5 ms, 它在实现上仍然十分方便。

#### 四、结 论

同步采样平均法抑制工频干扰的主要优点, 在于它对各种不同的测试精度要求, 以及从信号加入到完成测试所需时间可近似固定为 10ms (对纯工频基波) 或 20ms。它在中、高精度测试时要比具有同等抑制能力的 RC 滤波电路的响应速度快得多。同时它所需硬件电路较少, 各路又能共用, 因此在多路系统中, 它比 RC 滤波在体积及可靠性方面都有明显的优势。这一方法与中值滤波、程序判断滤波, 一般的算术平均法、惯性滤波等常见的微机数字滤波方法相比, 不仅抑制能力稳定, 而且抑制系数明显提高。因此, 它适用于干扰较大的多路控制系统或快速检测系统。值得指出: 本文虽然基于工频干扰进行分析, 但其分析方法同样适用于其他具有定频干扰的系统, 因此, 它是一种具有普遍意义的实用抗干扰技术。

## 参 考 文 献

- [1] 谢剑英, 微型计算机控制技术, 国防工业出版社, (1985).  
[2] Loriferne, B., Analog-Digital and Digital Analog Conversion, Hegden & Son Ltd, (1982).  
[3] T.N.阿塔贝可夫, 谐波分析和运算子方法, 国防工业出版社, (1964).

### Suppressing the Serial Mods Interference of Main Frequency in an Analogue Interface

Lu Donggeng

#### Abstract

This paper deals with the theoretical basis for suppressing, by synchronous sampling mean method, the serial mods interference of main frequency with harmonic in component micro-computer analogue interface.

It discusses also synchronizing scheme, the determining method of sampling number, and the calculation of suppressing coefficient.