

doi: 10.3969/j.issn.1006-1576.2011.10.023

高速衰减正弦信号的采样及曲线拟合方法

冯晓伟, 李正生
(第二炮兵工程学院 101 教研室, 西安 710025)

摘要: 为了更加准确地对起爆脉冲电流进行测量, 提出一种起爆脉冲电流衰减正弦信号的采样及曲线拟合方案。通过上位机软件对 ISA 总线读取暂存于 FIFO 中的采样数据, 设计了基于高速 ADC+FIFO 的数据采集模块, 并对某武器系统输出的单次衰减正弦信号进行采样存储, 根据采样结果进行曲线拟合。拟合结果表明: 该方法可精确测量被测信号的幅度与周期, 并绘制出信号波形。

关键词: 高速; ADC; FIFO; 衰减正弦信号; 曲线拟合
中图分类号: TJ06 **文献标志码:** A

Method on Sampling and Curve Fitting of High Speed Damped Sine Wave

Feng Xiaowei, Li Zhengsheng
(No. 101 Staff Room, Second Artillery Engineering College, Xi'an 710025, China)

Abstract: In order to measure initiation pulse current more accurately, put forward a method of sampling and curve-fitting project to measure the signal. Upper computer software read the sample data stored in the FIFO via the ISA bus, the data acquisition module was devised based on high-speed ADC and FIFO, which was used to sample and storage the single damped sine wave, to do the curve fitting according to the sampling results. The fitting results show that the method can accurately measure the magnitude and the cycle of the signal, and also can draw out the waveform.

Keywords: high speed; ADC; FIFO; damped sine wave; curve fitting

0 引言

起爆电流是某武器系统在满足特定条件下输出的爆破装置引爆大电流信号。为了对该信号进行测量, 笔者提出一种用下位机硬件进行高速采样存储, 用上位机软件进行数据处理及结果显示的测量方案, 可用于对该信号进行参数测量及波形显示。

1 起爆脉冲电流信号

起爆脉冲电流的信号表现形式是周期小于 2.0 μs, 第一峰值幅度大于 3 kA 的单次衰减正弦信号。已知该起爆脉冲电流信号的表达式为

$$i(t) = Ee^{-\alpha t} \sin(\omega_0 t) \epsilon(t) \quad (1)$$

式中: E 为信号的幅值; α 为衰减指数; ω_0 为角频率。信号波形示意图如图 1。

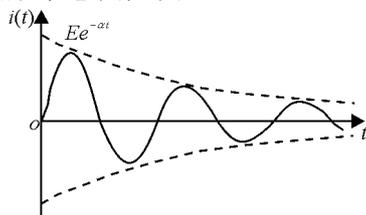


图 1 衰减正弦波波形示意图

2 硬件设计概述

2.1 数采模块整体设计方案

数据采集部分采用高速 ADC+FIFO 的设计思

路, 在起爆脉冲电流触发的同时, 由高速 ADC 对起爆脉冲电流进行实时采样, 并将采集到的数据暂存在 FIFO 中, 待采样完毕, 再由上位机软件通过 ISA 端口读取数据, 从中筛选出有效数据并进行相应处理。数据采集部分的硬件原理图如图 2。图 2 中 U_1 为 CPLD, 型号为 EPM7160STC100-6, 是一种高密度、高性能的 CPLD^[1], 5 V 电压工作, 用于对 ISA 总线的地址译码; U_2 为 ISA 总线, 用于完成与上位机软件的通信, 实现上位机软件对数据采集模块的控制以及读取数采模块的数据, U_3 为采样频率高达 20MSPS 的高速 ADC, 型号为 ADC1175, 用于对被测信号的采样; U_4 为高速先入先出存储器 (FIFO), 型号为 CY7C4261, 容量 16 kB, 用于存储 ADC 的采样数据, 减小上位机的工作量。

在将数据读入上位机后, 需要从中得到有效数据, 方法是先找出最大值, 而该最大值是第一峰值附近对应的采样数据, 于是将该点前 50 个和后 150 个数据另存, 这些数据就是有效数据。

2.2 信号调理电路

由于被测信号幅值为 3~4 kA, 而该武器测试系统中已有 I/V 转换系数为 200:1 的电流互感器将被测电流信号转换为电压信号, 加之电流信号有正负, 故系统只需要测量 -20~20 V 的电压信号。但这不满足 ADC 的量程 (0~2.048 V), 因此需采用电

收稿日期: 2011-05-27; 修回日期: 2011-07-12

作者简介: 冯晓伟(1986—), 男, 四川人, 硕士研究生, 从事自动化测试技术研究。

阻调理的方法，将被测信号调理为满足 ADC 量程 的电压信号，信号调理电路如图 3。

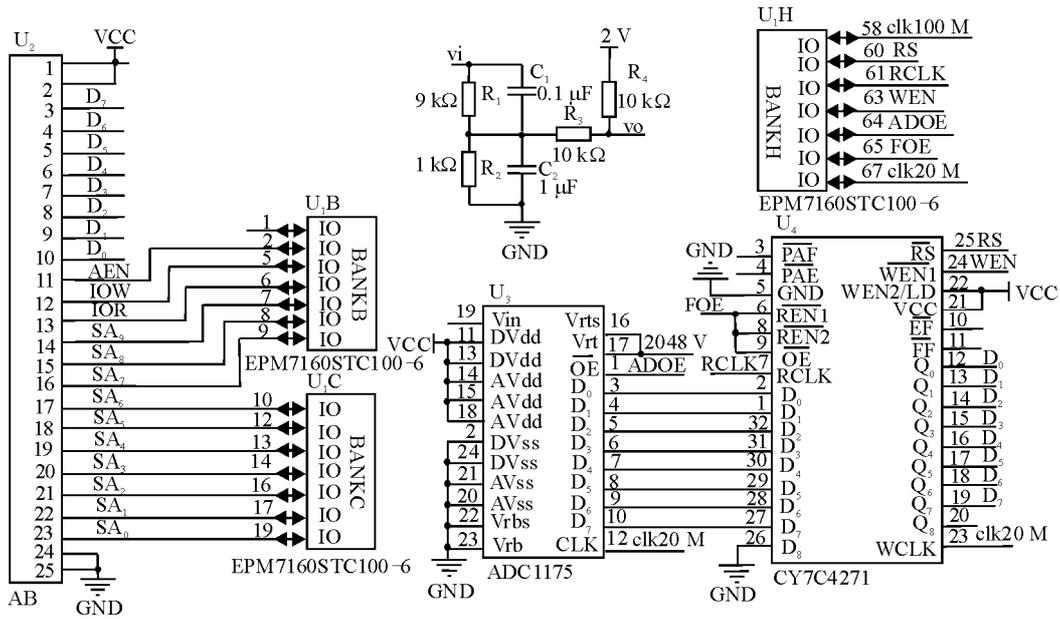


图 2 数据采集模块原理图

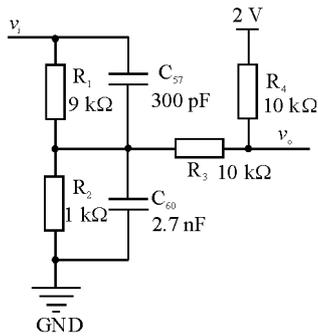


图 3 信号调理电路

电路中，被测电压信号从 v_i 端输入，调理电压从 v_o 端输出，输出电压与输入电压是线性关系，由网孔电流法^[2]可求得电压转换表达式如式 (2)，即电流互感器输出的电压信号经电阻 $R_1 \sim R_4$ 调理后，从 v_o 端输出 $0.086 \sim 2\text{V}$ 的电压信号，满足 ADC 量程，最终送到 ADC 的模拟信号输入端进行采样转换，由于需要精确调理， $R_1 \sim R_4$ 应选用精密电阻。

$$v_o = \frac{218 + 10v_i}{209} \quad (2)$$

3 曲线拟合概述

曲线拟合是指：已知 $n+1$ 个数据点 (x_i, y_i) ， $i=0,1,2,\dots,n$ ，寻求函数 $f(x)$ ，使与所有数据点最为接近^[3]。由式 (1) 可知，由信号的极大值点所构成的曲线(图 1 第一象限中虚线)函数为：

$$y = Ee^{-\alpha x} \quad (3)$$

这比式 (1) 要简单一些，且与式 (1) 相比，式 (3) 更容易实现曲线拟合。因此，对衰减正弦信号的拟

合基本思想为：

- 1) 信号的极大值点也是式 (3) 所示曲线上的点，因此先由信号的极大值点拟合出如式 (3) 所示的曲线函数。
- 2) 相邻 2 个极大值点的时间间隔即为正弦信号的周期，因此根据极大值点的时间间隔求得信号的周期 T ，并据此计算出信号的角频率 ω_0 ：

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T} \quad (4)$$

- 3) 结合步骤 1 和 2，可求得衰减正弦信号的表达式。

通过观察式 (1) 和图 1 不难发现，由信号极小值点构成的曲线函数与式 (4) 关于 x 轴对称。因此将极小值点的采样数据取绝对值后，与信号的极大值点一同进行曲线拟合，得到更加准确的曲线函数。

3.1 数据转换，即将采样数据转换为实际电压值

得到有效数据后，先将其换算成信号实际电流值，换算公式为：

$$i = \frac{(dat \times \frac{2.048}{256} \times 20.9 - 21.8) \times 200}{1000} = 0.03344dat - 4.36 \quad (5)$$

式中： i 为电流值，单位为 kA； dat 为 ADC 采样数据，转换结果在上位机软件中另做存储。

3.2 实际信号极大值点的计算

由于采样的离散性，采样所得的极值点并不一

定是实际信号真正的极值点,而是与之有一定偏差,因此采用牛顿插值法^[4]计算实际信号的极值点。计算过程如下:

1) 将所有电流值取绝对值,然后从数据中找出所有极大值点另做存储,极大值点是这样的一类点,它的前一点和后一点的数值均不大于该点,即所有满足 $i(t_{k-1}) \leq i(t_k)$, $i(t_{k+1}) \leq i(t_k)$ (最多只可能取一个等号)的点 t_k 。

2) 对所有的极值点,均进行以下处理:取该极大值点及其前一点和后一点数据,以及该极大值点前边第二点和后边第二点中较大者,以此 4 点做牛顿 3 次插值,将插值函数在 t_k 附近的最大值作为该点附近的实际信号极值点。计算过程为:

假如有 4 点 $t_{k-1}, t_k, t_{k+1}, t_{k+2}$ 且 $i(t_{k-1}) = a, i(t_k) = b, i(t_{k+1}) = c, i(t_{k+2}) = d$ 满足 $a \leq b, c \leq b, d < b$ (2 个等号最多只可能取一个),则对 $t_{k-1}, t_k, t_{k+1}, t_{k+2}$ 这 4 点做牛顿 3 次插值,显然 $t_k = t_{k-1} + \Delta t, t_{k+1} = t_k + \Delta t, t_{k+2} = t_{k+1} + \Delta t$ (Δt 为采样时间间隔),为方便计算,不妨令 $t_{k-1} = 0, t_k = 1, t_{k+1} = 2, t_{k+2} = 3$,于是由 $t_{k-1}, t_k, t_{k+1}, t_{k+2}$ 这 4 点构成的差商表如表 1。

表 1 差商表

$t_{k-1}=0$	$t_k=1$	$t_{k+1}=2$	$t_{k+2}=3$
a	b	c	d
	$b-a$	$c-b$	$d-c$
		$\frac{a-2b+c}{2}$	$\frac{b-2c+d}{2}$
			$\frac{-a+3b-3c+d}{6}$

由此可得牛顿三次插值函数为:

$$h(t) = a + (b-a)t + \frac{1}{2}(a-2b+c)t(t-1) +$$

$$\frac{1}{6}(-a+3b-3c)t(t-1)(t-2) = a + lt + \frac{n}{2}t^2 + \frac{m}{3}t^3 \quad (6)$$

式中: $m = \frac{1}{2}(-a+3b-3c+d), n = 2a-5b+4c-d, l = \frac{1}{6}(-11a+18b-9c+2d)$; $h(t)$ 为牛顿插值多项式; t 为时间。将该函数求导:

$$h'(t) = l + nt + mt^2 \quad (7)$$

令 $h'(t)=0$, 显然该方程一定有解,当 $m=0$ 时方程有唯一解

$$t_0 = -\frac{l}{n} \quad (8)$$

当 $m \neq 0$ 时可求得该函数的 2 个极值点:

$$t_{1,2} = \frac{-n \pm \sqrt{n^2 - 4ml}}{2m} \quad (9)$$

不难看出, t_1 和 t_2 中有且只有一个介于 t_k 和 t_{k+1} 之

间,而该点正是所求的极大值点,于是令 t_0 等于 t_1 和 t_2 中介于 t_i 和 t_{i+1} 之间的数。将 t_0 代入式 (6), 可得最大值为

$$h(t)_m = a + lt + \frac{n}{2}t_0^2 + \frac{m}{3}t_0^3 \quad (10)$$

所求最大值 $h(t)_m$ 就是被测信号的一个极值点,为了确定该极值点的信号实际时间,需先确定零时间点 t_z , 零时间点的确定方法为:从原始采样数据(即未取绝对值前的数据)中找出第一峰值(即最大值)附近的采样点(即采样数据中的最大值),然后逐点往前找到第一对异号的数据(假如为点 t_p, t_{p-1} , 则 $i(t_p) \times i(t_{p-1}) < 0$)或第一个等于零的数据,则改点为零时间点,若 $i(t_p) \times i(t_{p-1}) < 0$, 则用二分法^[5]求其介于 t_p 和 t_{p+1} 之间的 $i(t) \approx 0$ 的点对应的实际时间,即为零时间点,设零时间点与 t_{p+1} 之间的时间间隔为 t_r 。则由式 (10) 所确定的极值点对应的实际时间为

$$t_{mk} = (t_r + t_0 + t_{\Delta mk})\Delta t \quad (11)$$

式中: t_{mk} 为式 (10) 所求得极值点的实际时间; $t_{\Delta mk}$ 为 t_{k-1} 点相对于 t_{p+1} 点的间隔数; Δt 为采样时间间隔。由零时间点求极值点实际时间的示意图如图 4。

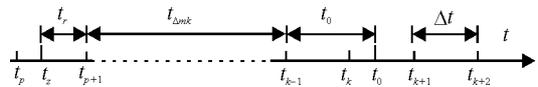


图 4 由零时间点求极值点实际时间示意图

二分法求零时间点的步骤为:先取区间的中点 $t_m = 0.5 \times (t_p + t_{p+1})$, 计算 $i(t_m)$, 若发现 $i(t_m) \approx 0$, 则取 t_m 为零点值 t_z ; 不然,若 $i(t_p) \times i(t_m) < 0$, 则令 $t_{p+1} = t_m$, 否则令 $t_p = t_m$, 使根所在区间 $[t_p, t_{p+1}]$ 缩小一半。重复此过程,直到发现 $i(t_m) \approx 0$ 或 $h = t_{p+1} - t_p$ 充分小,取中点为 t_z , 所得 t_z 近似值误差不超过 h 。

3.3 拟合衰减曲线。

1) 计算参数 E 及 a

由 3.2 节所述方法求得信号所有极值点,再利用最优平方逼近法进行曲线拟合,拟合出如式 (3) 所示曲线函数。

由于表达式为非线性,故先进行曲线变换,对表达式两端取对数,

$$\ln y = \ln(Ee^{-at}) = \ln(E) + \ln e^{-at} = \ln(E) + (-at) = c_0 + c_1 t \quad (12)$$

其中 $c_0 = \ln(E), c_1 = -a$, 拟合形式为:

$$\begin{bmatrix} \sum 1 & \sum t_{mk} \\ \sum t_{mk} & \sum t_{mk}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_0 \\ c_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum \ln y_{mk} \\ \sum t_{mk} \ln y_{mk} \end{bmatrix} \quad (13)$$

式中: t_i 为所有极值点对应的实际时间; y_{mk} 为 t_{mk}

根据式 (10) 对应的值。根据式 (13) 求得 c_0 、 c_1 ，最终由 c_0 、 c_1 得到参数 E 及 a 。

2) 计算角频率 ω_n ，得到拟合曲线

由步骤 2) 所得出的衰减幅值点实际时间，则相邻 2 个点之间的时间间隔即为正弦信号的周期，将多个周期取平均得到均值周期 T ，由式 (4) 计算得到角频率 ω_n ，进而得到如式 (1) 所示拟合函数

$$i(t) = Ee^{-at} \sin(\omega_n t) \epsilon(t)。$$

4 软件设计

上位机软件基于 C++ Builder 编写，C++ Builder 是由 Borland 公司继 Delphi 之后推出的又一款高性能可视化集成开发工具^[6]，是用于开发上位机软件的一款优秀开发工具，是一个功能全面的 Windows 应用程序开发工具，其应用范围非常广泛^[7]。实验中某次起爆脉冲电流信号采样结果经换算后的部分数据如表 2，在 C++ Builder 中对本次采样结果的曲线拟合结果如图 5。图 5 中，“*” 为采样点数据，曲线为拟合所得曲线。

表 2 某次信号采样结果部分数据

采样点	电流/kA	采样点	电流/kA
9	3.27	51	1.25
10	3.68	52	1.19
11	3.43	68	-0.81
12	3.25	69	-0.92
28	-2.07	70	-0.84
29	-2.11	71	-0.79
30	-2.24	88	0.38
31	-2.17	89	0.54
49	1.30	90	0.56
50	1.35	91	0.47

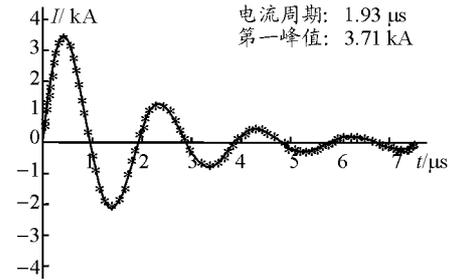


图 5 衰减正弦信号曲线拟合效果图

5 结束语

拟合结果表明，该方法能很好地对衰减正弦信号进行曲线拟合及相关参数的测量。类似的衰减正弦信号在生活中十分常见，如阶跃信号作用于 RLC 串联电路的响应^[8]就是一个标准的衰减正弦信号。因此，该方法也可用于其它场所对衰减正弦曲线或类似于衰减正弦曲线进行数据采集及曲线拟合。

参考文献:

[1] 宋万杰, 罗丰, 吴顺君. CPLD 技术及其应用[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2004.

[2] 邱关源. 电路 [M]. 4 版. 北京: 高等教育出版社, 2006.

[3] 习胜丰. 数据拟合程序的研究与应用[J]. 浙江工业大学学报, 2003, 31(5): 586-590.

[4] 邓建中, 刘之行. 计算方法 [M]. 2 版. 西安: 西安交通大学出版社, 2004.

[5] 百度百科. 二分法[EB/OL]. (2011-05-09)[2011-05-25] <http://baike.baidu.com/view/75441.htm>.

[6] 百度百科. C++ Builder[EB/OL]. (2011-04-16)[2011-05-15] <http://baike.baidu.com/view/67772.htm>.

[7] 郑家辉, 万东梅. C++ Builder 在工控软件开发中的应用作者简介[J]. 石家庄铁路工程职业技术学院学报, 2004(6): 5-9.

[8] 管致中, 夏恭恪, 孟桥. 信号与线性系统 [M]. 4 版. 北京: 高等教育出版社, 2005.

[12] 黄悦华, 王仁明, 潘俊涛. Henon 混沌系统的模糊非二次镇定方法[J]. 三峡大学学报: 自然科学版, 2008, 30(2): 65-69.

[13] 申忠宇, 赵瑾, 顾幸生, 等. 基于 T-S 模型的鲁棒模糊滑模观测器 LMI 设计方法[J]. 中南大学学报, 2009, 40(1): 42-47.

[14] 何汉林, 涂建军, 熊萍. 基于李普希茨常数估计的混沌鲁里叶系统同步[J]. 系统工程与电子技术, 2011, 33(3): 600-602.

[15] 何汉林, 涂建军, 熊萍. 一类 Lurie 混沌系统的全局渐近同步[J]. 华中科技大学学报: 自然科学版, 2010, 38(2): 38-40.

[16] He Hanlin, Tu Jianjun, Ping Xiong. L_r - synchronization and Adaptive Synchronization of a Class of Chaotic Lurie Systems under Perturbations[J]. Journal of the Franklin Institute (in press).

(上接第 63 页)

[7] 崔莉莉, 魏淑桃. 基于 T-S 模糊模型的临界混沌系统复杂动力学分析[J]. 系统仿真学报, 2008, 20(17): 4688-4691.

[8] 单梁, 李军, 王执铨. 参数不确定 Liu 混沌系统的模糊反馈控制[J]. 系统工程与电子技术, 2007, 29(5): 782-787.

[9] 赵球, 张化光. 一类参数不确定混沌系统的 T-S 模糊控制[J]. 系统仿真学报, 2008, 20(12): 3134-3137.

[10] 李德权, 许仙珍, 费树岷. 基于 LMI 的不确定混沌系统的模糊输出反馈控制[J]. 系统仿真学报, 2005, 17(2): 453-456.

[11] 吴忠强, 岳东, 许世范. Chua 混沌系统的一种模糊控制器设计-LMI 法[J]. 物理学报, 2002, 51(6): 1193-1197.