

基于 C8051F040 单片机的介质损耗变频测量仪设计

李明东,黎文安,任 波,汪应春,王雅璐
(武汉大学 电气工程学院,湖北 武汉 430072)

摘要: 分析介质损耗传统测量方法和常用现代测量方法,现场测量时受工频电网强电场干扰的问题比较突出,介质损耗变频测量方法成为解决问题的有效方法。在用变频法进行介质损耗现场测量时,让试验电压偏离工频 50 Hz,使工频干扰成为异频干扰。基于这种变频法思想,结合傅里叶变换频谱分析法推导了介质损耗参数的工频等效计算公式和算法。该方案以 MAX197 交流数据采集芯片和 C8051F040 单片机为数据采集和控制处理核心,给出了系统应用中的硬件设计及数据处理方法。

关键词: C8051F040; MAX197; 介质损耗; 变频测量

中图分类号: TP 274.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 1006-6047(2006)09-0051-03

介质损耗是指绝缘材料在电场作用下,由于介电质电导和介电极化的滞后效应,在其内部引起的能量损耗,也叫介电损失,简称介损^[1]。绝缘能力的下降直接反映为介损增大。测量介损对判断电气设备的绝缘状况是一种传统的、十分有效的方法,进一步就可以分析绝缘下降的原因,如:绝缘受潮、绝缘油受污染、老化变质等。传统测量方法对抗外界工频干扰能力较差,测量设备本身也存在较大系统误差,变频测量可以很好地克服这些缺点^[2],结合 C8051F040 单片机,可以自行对测量进行控制,对结果进行分析、运算和显示。在电力系统中,精确测量电力设备的介电损耗,对评估电力设备的使用寿命,确保电力系统稳定运行具有重要意义。

1 变频测量原理

在交变电场作用下,电介质内流过的电流相量和电压相量之间的夹角(功率因数角 Φ)的余角 δ ($\delta=90^\circ-\Phi$)为介电损耗角,简称介损角,其正切值 $\tan \delta$ 又称介电损耗因数,把被测电力设备称为试品,则介电损耗因数的定义如下:

$$\tan \delta = \frac{P}{Q} \times 100 \%$$

式中 P 、 Q 分别为试品的有功、无功功率。

任何有介损的试品都可以模拟成 RC 串联(图 1)和并联(图 2)2 种理想模型^[3],对于串联模型,如果取得试品的电压相量 U ,总电压可分解为电容电压 U_C 和电阻电压 U_R 合成,因此:

$$\tan \delta = \frac{P}{Q} \times 100 \% = \frac{U_R I}{U_C I} \times 100 \% = \frac{U_R}{U_C} \times 100 \%$$

对于并联模型,如果取得试品的电流相量 I ,总

电流可分解为电容电流 I_C 和电阻电流 I_R 合成,因此:

$$\tan \delta = \frac{P}{Q} \times 100 \% = \frac{U I_R}{U I_C} \times 100 \% = \frac{I_R}{I_C} \times 100 \%$$

这正是损失角 δ 的正切值。因此,现在的数字化仪器本质上是通过测量 δ 或者 Φ 得到介损因数。变频测量就是采用非工频的高压电源作为测试电源^[2],加在 LC 测试回路中, L 为已知外加阻抗,从回路中采集试品电压和电流信号的离散值,对采样序列进行数字滤波,去除干扰信号,用傅里叶变换,求出电压和电流基波的幅值和相位,由此计算出 $\tan \delta$ 。

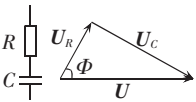


图 1 串联模型
Fig.1 The model of series connection

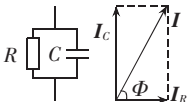


图 2 并联模型
Fig.2 The model of parallel connection

2 系统实现方法

介电损耗变频测量系统硬件结构框图如图 3 所示。由 C8051F040 单片机、MAX197 交流数据采集芯片、电源模块及显示部分组成。

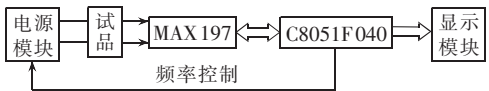


图 3 系统硬件框图
Fig.3 The block diagram of system hardware

C8051F040 单片机作为系统控制核心,一是实现对电源模块的频率控制,二是控制采样,并对采样数据进行处理,三是向显示模块发送显示数据;电源模块产生与 C8051F040 单片机输出频率相同的高压正弦波;MAX197 受 C8051F040 单片机控制对

试品采集数据;显示模块显示 C 8051F040 单片机数据处理结果。

3 C8051F040 在测量系统中应用

3.1 C 8051F040 单片机特点

C8051F040 是 Cygnal 公司推出的 C8051F 系列之一,与传统的 80C 51 相比有重要技术发展[4-5];废除了机器周期的概念,指令以时钟周期为运行单位,提高了指令的运行速度;I/O 端口配置灵活,内部输入/输出电路单元可通过相应的配置寄存器控制的交叉开关配置到所选择的端口;完善的时钟系统,片内设置有一个可编程的时钟振荡器,可提供 2、4、8、16 MHz 时钟的编程设定;基于 JATG(Joint Test Action Group)接口的在系统调试;多源复位;低功耗模式。

3.2 用 PCA 实现 16 位 PWM

C8051F040 的可编程逻辑阵列(PCA)包含 1 个 16 位的计数器/定时器和 6 个捕捉/比较模块,驱动的时基信号可以在 6 个输入源中选择;系统时钟 12 分频、系统时钟 4 分频、定时器 0 溢出、ECI 线上的外部时钟信号、系统时钟或外部振荡器时钟 8 分频。

为了产生一个具有 16 位精度的 PWM 波形,将 PCA 模块配置为高速输出方式,在该方式中,CEX_n 的波形周期等于 65 536 个 PCA 时钟周期[6]。由于工频信号的频率远低于系统工作频率,选择定时器 0 溢出作为 PCA 时钟源比较合适,将定时器 0 设置为 8 位自动重装载方式。TL0 保持计数值,TH0 保持重载值,TL0 中的计数值溢出作为 PCA 时钟源,故改变 TH0 值可以改变 CEX_n 的波形周期 T_{CEXn} ,若 T0 时钟源为系统时钟(周期为 T),则计算式为

$$T_{CEXn} = \frac{T}{65536 \times TH0}$$

在此将该 PCA 捕捉/比较模块 0 配置为高速输出方式,每当主计数器/定时器的寄存器(PCA0H:PCA0L)与模块 0 的捕捉/比较寄存器(PCA0CPH0:PCA0CPL0)相匹配时,CEX0 引脚发生电平切换,并可以选择产生中断。编程 PCA 模块的中断服务程序在 2 个状态中实现:CEX0 上升沿状态和 CEX0 下降沿状态,在这 2 个中断服务程序中交叉向模块 0 的捕捉/比较寄存器(PCA0CPH0:PCA0CPL0)更新比较值 C_{ap} 和 0(0x0000)如图 4 所示。通过更新比

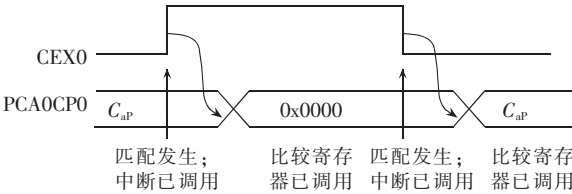


图 4 16 位 PWM 的捕捉/比较寄存器装载过程

Fig.4 The downloading process of 16-bit capture/compare register

较值 C_{ap} 就能改变占空比,输出波形的占空比 η (用百分数表示)由下式给出,即

$$\eta = \frac{C_{ap}}{65536} \times 100$$

3.3 变频电源的产生[7]

交流 220 V 电压经全波桥式整流后,再由 LC 滤波,得到一个平直的直流电压后,进入逆变装置。此逆变装置由 IGBT[8]管组成,由 C8051F040 单片机 CEX0 输出驱动控制,产生 SPWM 调制波形,经励磁变压器续流后,变成一个正弦波,供给电抗器与试品组成的回路作为测试电源。

3.4 交流数据采集

由于 C8051F040 内部模数转换电压范围受电压基准所限,采用外接专用 AD 转换芯片 MAX197,该芯片是 Maxim 公司推出的具有 12 位测量精度的高速 AD 转换芯片,只需单一电源供电,且转换时间很短(6 ms),具有 8 路输入通道,还提供了标准的并行接口——8 位三态数据 I/O 口,可以和大部分单片机直接接口[9],使用十分方便,接口示意图如图 5 所示。

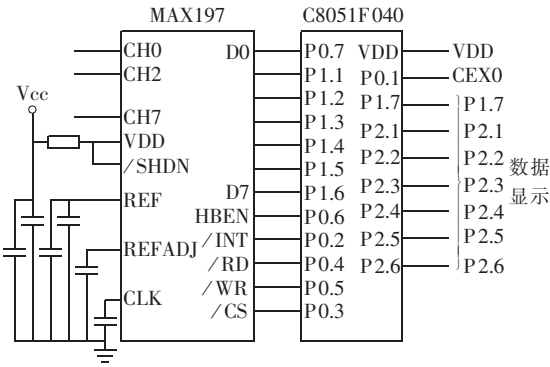


图 5 MAX197 与 C8051F040 接线图

Fig.5 The wiring between MAX197 and C8051F040

3.5 数据处理[10-11]

对于周期性连续时间函数的抽样而导出的傅里叶变换对,其正变换为

$$X(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j \frac{2\pi}{N} nk}$$

其反变换为

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{-j \frac{2\pi}{N} nk}$$

考虑对正弦信号:

$$x_0(t) = A \sin(2\pi f_0 t + \varphi)$$

进行抽样截取后,得到的有限长序列为

$$x(n) = A \sin(2\pi n f_0 / f_s + \varphi) = A \sin(\omega_s n + \varphi)$$

$$\omega_s = 2\pi f_0 / f_s = 2\pi / N$$

式中 N 为正弦波一个周期内的抽样点数; $n=0,1,2,\dots,(r-1)$,其中 r 为截取长度。

其 DFT 为

$$X(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{r-1} x(n) e^{-j \frac{2\pi}{N} kn} =$$

$$\frac{1}{N} \frac{A}{2j} e^{j\varphi} \sum_{n=0}^{r-1} e^{j \frac{2\pi}{N} n - j \frac{2\pi}{N} kn} - \frac{1}{N} \frac{A}{2j} e^{-j\varphi} \sum_{n=0}^{r-1} e^{-j \frac{2\pi}{N} n - j \frac{2\pi}{N} kn}$$

因为

$$e^{j\frac{2\pi}{N}(k+mN)n}=e^{j\frac{2\pi}{N}kn},m \text{ 为任意整数}$$

所以,当 $r=N$ 时,即整周期截取时,有

$$\begin{aligned} X(k) &= \frac{1}{N} \frac{A}{2j} e^{j\varphi} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N}n-j\frac{2\pi}{N}kn} - \\ &\frac{1}{N} \frac{A}{2j} e^{-j\varphi} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}n-j\frac{2\pi}{N}kn} = \\ &\frac{1}{N} \frac{A}{2j} e^{j\varphi} \frac{1-e^{j2\pi(1-k)N}}{1-e^{j(\frac{2\pi}{N}-\frac{2\pi}{N}k)}} - \\ &\frac{1}{N} \frac{A}{2j} e^{-j\varphi} \frac{1-e^{-j2\pi(1+k)N}}{1-e^{-j(\frac{2\pi}{N}+\frac{2\pi}{N}k)}} = \\ &\begin{cases} \frac{A}{2j} e^{j\varphi} & k=1 \text{ 时} \\ 0 & k \neq 1 \text{ 时} \end{cases} \end{aligned}$$

设 C 8051F040 的 PCA 实现的 PWM 频率为 f_0 ,则被采样的信号周期为 $1/f_0$,角频率 $\omega_0=2\pi f_0$,对电压信号进行抽样截取后,得有限长序列为 $x(n)$,其 DFT 为

$$\begin{aligned} X(k) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \\ X(1) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}n} = \frac{A}{2j} e^{j\varphi} = a+jb \end{aligned}$$

故按频率 f_0 整周期截取时,利用傅氏变换,可得到信号基波幅值和相位,输出以实部、虚部形式得:

$$A=2|X(1)|, \varphi=90^\circ+\arctan(b/a)$$

若被测试信号电压、电流相角为 $\varphi_U、\varphi_I$,则

$$\tan \delta=\tan [90^\circ-(\varphi_I-\varphi_U)]$$

3.6 数据显示模块

计算结果可用 8 段数码管实时显示。

4 结语

变频法通过改变测试电源频率,有效地避开了工频 50 Hz 对测量的干扰,再对采集的数据滤波处理,去除了工频干扰信号与测试电源高次谐波信号的干扰,达到了精确、实时测量的目的。

Design of variable frequency dielectric loss meter based on C8051F040 MCU

LI Ming-dong,LI Wen-an,REN Bo,WANG Ying-chun,WANG Ya-jun
(Wuhan University,Wuhan 430072,China)

Abstract: Based on the analysis of conventional and modern dielectric loss measurement methods, the variable frequency measurement of dielectric loss is an effective method to suppress the interference of strong electric field of power grid on site. By setting the frequency of test voltage far away from 50 Hz,the interference of power frequency becomes bias-frequency interference. Applying Fourier transform frequency spectrum analysis,the equivalent formula and arithmetic for calculating the dielectric loss at power frequency are deduced. With MAX197 and C8051F040 as cores of data acquisition and control processing,the system hardware design and principle of data processing are expounded.

Key words: C8051F040; MAX197; dielectric loss; variable frequency measurement

参考文献:

[1] 梁曦东. 高电压工程[M]. 北京:清华大学出版社,2000.
[2] 文康珍,黎文安,程念陵. 介质损耗变频测量装置的研制[J]. 测控技术,2002,21(10):17-18.
WEN Kang-zhen,LI Wen-an,CHENG Nian-ling. Development of frequency conversion measuring device of dielectric loss [J]. Measurement & Control Technology,2002,21(10):17-18.
[3] ALEXANDER C K,SADIKU M N O. 电路基础[M]. 刘巽亮,倪国强,译. 北京:电子工业出版社,2003.
[4] 李春树. 基于 C8051F000 的多通道数据采集范围控制系统[J]. 电子工程师,2003(4):27-29.
LI Chun-shu. The multichannel data acquisition scope control system based on C8051F000 microcontroller[J]. Electronic Engineer,2003(4):27-29.
[5] 潘琢金,施国君. C8051Fxxx 高速 SOC 单片机原理及应用[M]. 北京:北京航空航天大学出版社,2002.
[6] Cygnal Integrated Products,Inc. C8051F 单片机应用解析[M]. 潘琢金,孙德龙,夏秀峰,译. 北京:北京航空航天大学出版社,2002.
[7] 陈国呈. PWM 变频调速技术[M]. 北京:机械工业出版社,1998.
[8] 曾毅,王效良,吴皓,等. 变频调速控制系统的设计与维护[M]. 济南:山东科学技术出版社,2002.
[9] 张俊涛,王长安. 12b A/D 转换器 MAX197 及其应用[J]. 现代电子技术,2004,27(19):76-77.
ZHANG Jun-tao,WANG Chang-an. 12b A/D converter MAX197 and its application [J]. Modern Electronic Technique,2004,27(19):76-77.
[10] 许庆山,张志文,刘荣济. 信号与系统[M]. 北京:航空工业出版社,1992.
[11] 程佩青. 数字信号处理教程[M]. 北京:清华大学出版社,2001.

(责任编辑:柏英武)

作者简介:

李明东(1970-),男,安徽太湖人,硕士研究生,从事电力系统测试与计量技术方面研究(E-mail:plalichangjiang@126.com);
黎文安(1964-),男,湖北武汉人,副教授,长期从事电力电子技术在系统应用方面研究;
任波(1975-),男,湖南湘阴人,硕士研究生,主要从事电力系统测试与控制技术方面研究;
汪应春(1981-),男,湖北荆州人,硕士研究生,从事电力系统自动化方面研究;
王雅珺(1973-),女,湖南双峰人,工程师,主要从事电气工程方面研究。