

doi: 10.7690/bgzdh.2013.05.015

## 基于简化的 SVPWM 的 PMSM 磁场定向控制系统

徐旭明, 王友仁, 王岭, 王强

(南京航空航天大学自动化学院, 南京 210016)

**摘要:** 为促进数字信号处理器(digital signal processor, DSP)的实时计算, 提出简化的空间矢量脉宽调制(space vector pulse-width modulation, SVPWM)算法。通过建立特殊的坐标系, 将传统的 SVPWM 算法中的 6 个扇区的划分简化至 3 个扇区, 使相应的计算更加简单。在永磁同步电机磁场定向控制的理论基础上, 完成了伺服控制系统的硬件以及软件的设计。硬件电路的设计是以 TMS320F2812 和智能功率模块(PS21563-P)为核心器件, 系统的软件设计中采用了磁场定向控制(field oriented control, FOC)算法及简化的 SVPWM 技术, 系统采用电流环、速度环的双闭环结构, 实现伺服系统的高精度控制。实验结果证明了简化 SVPWM 算法的可行性, 同时, 该伺服系统运行稳定可靠, 具有良好的控制性能。

**关键词:** 永磁同步电机; TMS320F2812; 磁场定向控制; 空间矢量脉宽调制; 数字信号处理器

**中图分类号:** TP273 **文献标志码:** A

## An Oriented Control System for PMSM Magnetic Field Based on Simplified SVPWM

Xu Xuming, Wang Youren, Wang ling, Wang Qiang

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing 210016, China)

**Abstract:** In order to improve real-time computation of the digital signal processor (DSP), a simplified space vector pulse width modulation algorithm is proposed in the paper. The six sectors in the traditional SVPWM algorithm are reduced to three through establishing a special coordinate system, which makes corresponding calculation simpler. On the basis of permanent magnet synchronous motor (PMSM) field oriented control theory, the design of servo control system which includes hardware and software has been completed. The design of hard circuit based on TMS320F2812 and intelligent power module (PS21563-P). The field oriented control algorithm and simplified SVPWM technology is used in the software design of the whole servo system for PMSM. In order to realize high precision, the servo system is designed as current and speed dual closed loops. The experimental results indicate the feasibility of simplified SVPWM algorithm, and the system is stable and reliable, which has an excellent performance.

**Key words:** PMSM; TMS320F2812; magnetic field oriented control; SVPWM; DSP

### 0 引言

永磁同步电机具有结构简单、体积小、效率高、损耗小、动态响应快、调速范围宽、定位精确等优点, 在工农业生产、日常生活、航空航天、机器人等领域中得到了广泛应用<sup>[1]</sup>。现代设备对系统的高精度、高稳定性和低噪声的要求越来越高, 设计高性能永磁同步电机控制系统具有十分重要的意义。

电机伺服系统中的脉宽调制(pulse-width modulation, PWM)环节是伺服系统的最后一个环节, 对控制系统的性能好坏起着至关重要的作用<sup>[2]</sup>。在各种各样的脉宽调制技术中, 空间矢量脉宽调制(space vector pulse-width modulation, SVPWM)因其较高的直流母线电压利用率及较少的开关次数, 而得到广泛的应用。SVPWM 是把逆变器和电机作为

一个整体, 按照跟踪圆形旋转磁场来控制 PWM 电压。笔者从实际应用的角度出发, 设计以数字信号处理器 TMS320F2812 和智能功率模块(intelligence power module, IPM) PS21563-P 为核心的高精度全数字交流伺服系统, 并通过实验验证简化 SVPWM 的可行性, 以及该伺服系统的可靠性与实用性。

### 1 永磁同步电机磁场定向控制系统

永磁同步电机磁场定向控制系统的原理框图如图 1 所示。该系统采用了  $i_d=0$  的控制策略。

永磁同步电机电磁转矩控制最终可归结为对  $d$  轴和  $q$  轴电流的控制, 磁场定向控制的目的是通过对分解电流的控制, 来快速准确地控制电磁转矩。采用  $i_d=0$  的控制时, 永磁同步电机相当于 1 台他励直流电机, 定子电枢绕组中只有交轴分量, 且定子

收稿日期: 2012-11-23; 修回日期: 2012-12-17

基金项目: 航空科学基金(2011ZD52050)

作者简介: 徐旭明(1986—), 男, 江苏人, 硕士, 从事永磁同步电机控制技术研究。

磁电动势空间矢量与转子永磁体磁场空间矢量相互垂直，所以电磁转矩与交轴电枢电流成正比。 $i_d=0$  基于转子磁场定向方式的矢量控制中，定子电流与转子永磁磁通互相解耦，且电机所有电流均用来产生电磁转矩，电流控制效率高。其控制系统简单，转矩特性好，可以获得很宽的调速范围，适用于高性能的数控机床、机器人、精密仪器等场合。

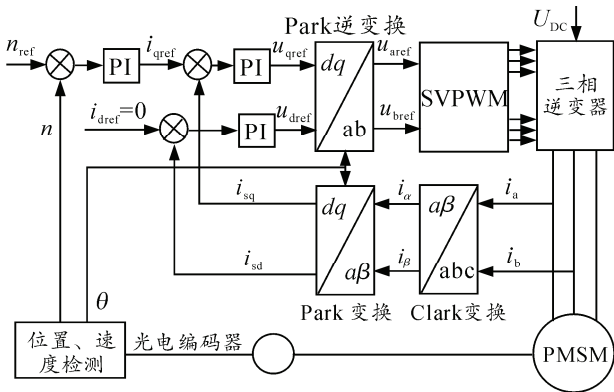


图 1 PMSM 磁场定向控制系统结构

## 2 简化的 SVPWM 算法介绍

空间矢量脉宽调制是把逆变器和电机作为一个整体，按照跟踪圆形旋转磁场来控制 PWM 电压。在三相电压源型逆变器中，有 6 个功率晶体管，分别由 6 个 PWM 信号控制。当同一桥臂的上晶体管处于导通时，则下晶体管处于关闭的状态。若把上桥臂的功率开关器件的导通状态用“1”表示，关断状态用“0”表示，则逆变器的开关状态共有 8 种组合，它们分别为 000, 001, 010, 011, 100, 101, 110, 111。从逆变器正常工作的角度来看，其中有 6 种工作状态是有效的，另两种的工作状态是无意义的。这 8 种开关状态构成的电压空间矢量中， $U_0[000]$ 、 $U_7[111]$  为零矢量。

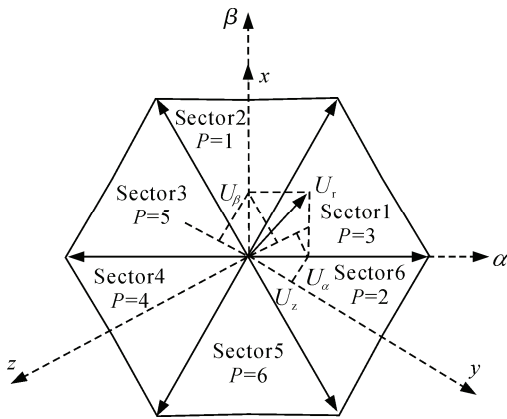


图 2 扇区的划分

电压矢量把空间分成 6 个扇区，每个时刻的电压矢量都可以由这些基本的电压矢量构成。8 个基本电压矢量所构成的六边形的边长为  $2 U_{dc}/3$ 。

6 个非零电压矢量依次连接，每个部分占  $60^\circ$  的角度，则空间电压六边形可以被分为 6 个扇区。在不同的扇区， $U_r$  由不同的非零电压矢量构成。为了方便判断  $U_r$  落在哪个扇区，建立了 XYZ 坐标系，扇区的划分及坐标系的建立，如图 2 所示。

因为  $U_r$  可以获取的最大值为  $U_{dc}/\sqrt{3}$ ，将  $U_r$  归一化定义为

$$U_r = \frac{\sqrt{3}}{U_{dc}} (U_\alpha + jU_\beta) \quad (1)$$

将  $U_r$  投射到 XYZ 坐标系，可以得到公式 (2):

$$\begin{cases} U_x = \frac{\sqrt{3}}{U_{dc}} U_\beta \\ U_y = \frac{\sqrt{3}}{U_{dc}} \left( \frac{\sqrt{3}U_\alpha - U_\beta}{2} \right) \\ U_z = \frac{\sqrt{3}}{U_{dc}} \left( \frac{-\sqrt{3}U_\alpha - U_\beta}{2} \right) \end{cases} \quad (2)$$

则扇区的计算公式为

$$P = 1 \times \text{sig}(U_x) + 2 \times \text{sig}(U_y) + 4 \times \text{sig}(U_z) \quad (3)$$

式 (3) 中的  $\text{sig}(x)$  是符号函数，若  $x > 0$ ， $\text{sig}(x)=1$ ，否则  $\text{sig}(x)=0$ 。 $P$  跟扇区  $N$  之间的关系如表 1 所示。

表 1 P 与扇区 N 之间的关系

P	N	P	N	P	N
3	1	5	3	6	5
1	2	4	4	2	6

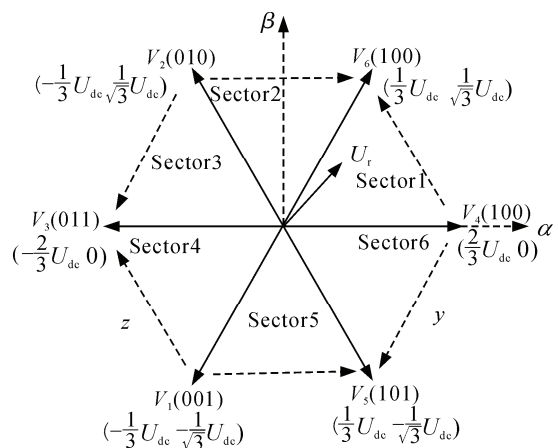


图 3 空间电压基本矢量

为了减少功率晶体管的开关次数，笔者采用了七段式 SVPWM 的开关模式，其如图 3 所示。可见，

在第 1 扇区中,  $U_r$  是由  $V_4$  和  $V_6$  组合而成, 在第 2 扇区中,  $U_r$  是由  $V_2$  和  $V_6$  组合而成, 其他扇区如图 3 所示。

以第 1 扇区为例, 计算一个 PWM 周期中非零电压矢量所占的分量。在第 1 扇区中, 由伏秒平衡原则, 可以得到公式:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = K_4 \begin{bmatrix} \frac{2}{3}U_{dc} \\ 0 \end{bmatrix} + K_6 \begin{bmatrix} \frac{1}{3}U_{dc} \\ \frac{1}{\sqrt{3}}U_{dc} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{cases} K_4 = \frac{\sqrt{3}}{U_{dc}} \left( \frac{\sqrt{3}U_\alpha - U_\beta}{2} \right) = U_y \\ K_6 = \frac{\sqrt{3}}{U_{dc}} U_\beta = U_x \\ K_0 = K_7 = \frac{1 - K_4 - K_6}{2} = \frac{1 - U_y - U_x}{2} \end{cases} \quad (5)$$

式中,  $K_4$  和  $K_6$  分别是  $V_4$  和  $V_6$  的占空比。第 1 扇区中的电压空间矢量脉宽调制的波形, 如图 4 所示。

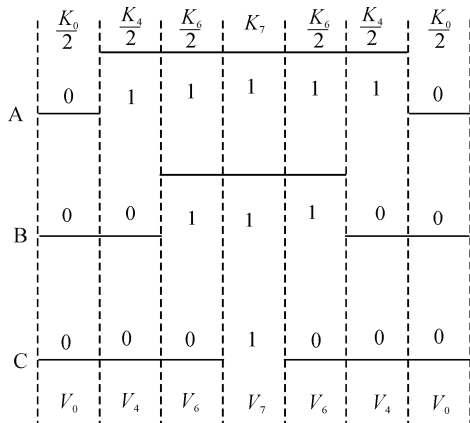


图 4 空间矢量位于第 1 扇区时的占空比

由公式 (5) 和图 4 可知, A 相的占空比是:

$$D_A = K_4 + K_6 + K_7 = \frac{1}{2}(1 + U_y + U_x) \quad (6)$$

由式 (6) 可知, A 相相应寄存器的值如式 (7):

$$CMPR1 = \frac{1}{2}(1 - D_A) \times T_{PWM} = \frac{1}{4}(1 - U_y - U_x) \times T_{PWM} \quad (7)$$

B 相、C 相相应寄存器的值, 可以用同样的方法计算得到。通过计算发现, 采用文中的扇区划分方法, 第 1 扇区与第 4 扇区, 第 2 扇区与第 5 扇区, 第 3 扇区与第 6 扇区具有相同的寄存器值。因此扇区的划分可以简化为 3 个。将  $\frac{1}{4}T_{PWM}$  放置一边, 则在每个扇区的寄存器的值如表 2 所示。

表 2 每个扇区相应寄存器的值

N	CMPR1	CMPR2	CMPR3
1	$(1 - U_y - U_x)$	$(1 + U_y - U_x)$	$(1 + U_y + U_x)$
2	$(1 - U_y + U_z)$	$(1 + U_y + U_z)$	$(1 - U_y - U_z)$
3	$(1 + U_x + U_z)$	$(1 - U_x - U_z)$	$(1 + U_x - U_z)$

需要注意的是,  $U_r$  的最大值不会超出电压空间矢量六边形的内切圆, 若是超出了内切圆的范围, 属于过调。即这种现象的发生可以用 A、B、C 相的占空比大于 1 来解释, 也就是各相对应的寄存器值小于零。为了避免这种情况的发生, 当  $CMPRx \leq 0$  时, 取  $CMPRx = 0$ 。

### 3 系统软硬件设计

#### 3.1 系统硬件电路设计

根据磁场定向控制原理, 完成硬件电路的设计, 其系统硬件结构图如图 5 所示。为了增强系统的抗干扰性能, 设计中采取了强弱电隔离, 系统分为基于 IPM 的功率驱动电路板和以 TMS320F2812 为核心的控制电路板 2 部分。

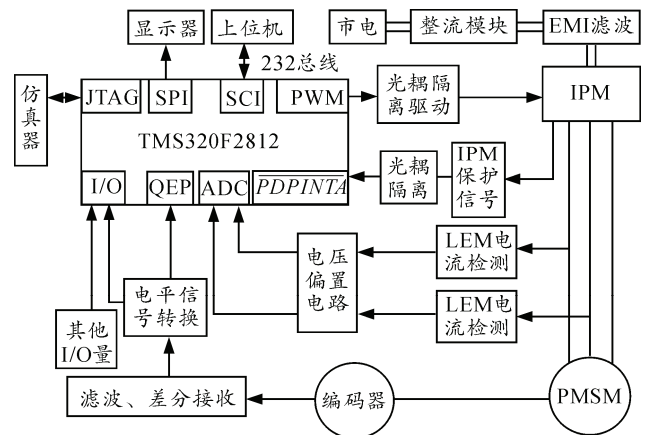


图 5 系统硬件结构

由图 5 可见, 系统主要由以下电路模块组成: 主功率驱动电路、隔离电路、软起动电路、TMS320F2812 为核心的主控制电路、相电流检测电路、编码器输出信号处理电路和故障保护电路等。

#### 3.2 系统软件设计

在伺服控制系统中, 软件设计是系统控制的灵魂, 程序的优劣直接关系整个系统的性能。系统采用了永磁同步电机  $i_d = 0$  的控制策略。伺服控制软件主要分主程序与中断服务程序 2 部分。其中整个软件核心部分的计算是在定时器 T1 的下溢中断程序中完成的。定时器 T1 下溢中断的流程图如图 6 所示。在一个 PWM 周期内, 检测转子位置、计算转

速、完成相电流采样、实现转速环和电流环的调节、实现坐标变换、生成简化的 SVPWM 等功能。

波形。可见其脉冲几乎没有毛刺，不会对电机转速的准确获取造成干扰。

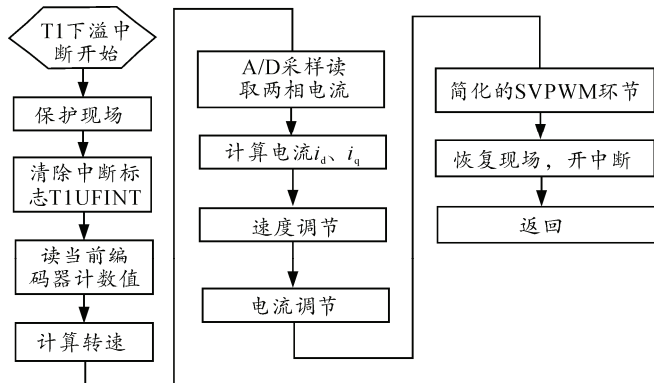


图 6 定时器 T1 下溢中断流程

### 4 实验结果与分析

本实验用的永磁同步电机参数为：额定电压 220 V；额定电流 1.2 A；额定功率 0.2 kW；极对数为 3 对极；最大转速 3 000 r/min；绕组电阻 5.4 Ω；绕组电感 6.64 mH；电机转动惯量  $3.8 \times 10^{-5} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ ；复合式光电编码器为 2500P/R。

图 7 是 U 相电压的驱动信号，上面是上桥臂波形，下面是下桥臂波形，PWM 的频率是 10 kHz。图 8 是 U 相驱动信号的细分图，由于 IGBT 存在导通与关断延时，为了防止逆变器的上下桥臂发生直通现象，设置了 3.2 μs 的死区时间。因为 IPM 为高电平驱动，所以死区为双低电平。

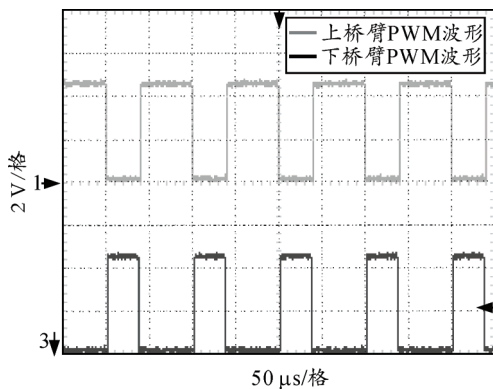


图 7 U 相上下桥臂 PWM 波形

图 9 是电机 400 r/min 运行时的相电流波形，可见其正弦特性比较理想。

电机位置获取的准确度，关系电机的控制精度。电机旋转方向的鉴别是通过光电编码器的 A、B 脉冲的相位来判别。当电机正转时，A 脉冲超前 B 脉冲 90°，图 10 是电机正转速度为 100 r/min 时的 A、B 脉冲波形。当电机反转时，B 脉冲超前 A 脉冲 90°，图 11 是电机反转转速为 100 r/min 时的 A、B 脉冲

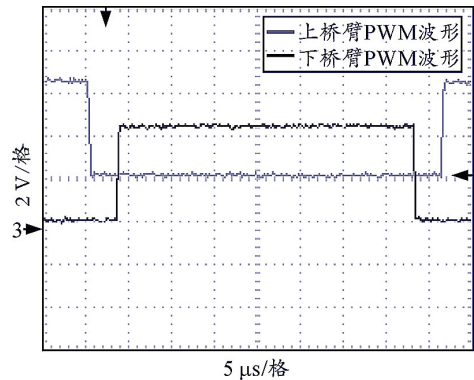


图 8 PWM 波形细分

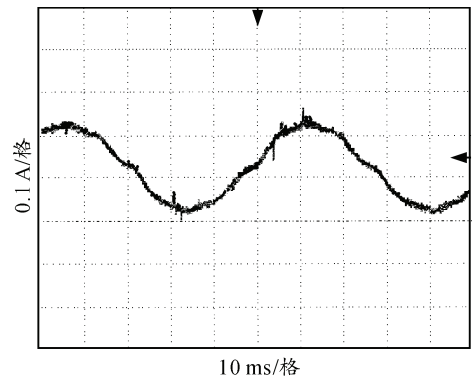


图 9 相电流波形

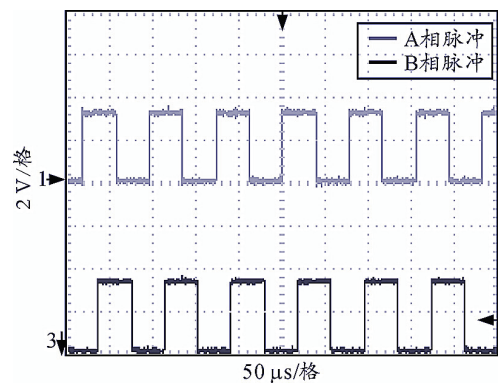


图 10 电机 100 r/min 正转时 A、B 脉冲

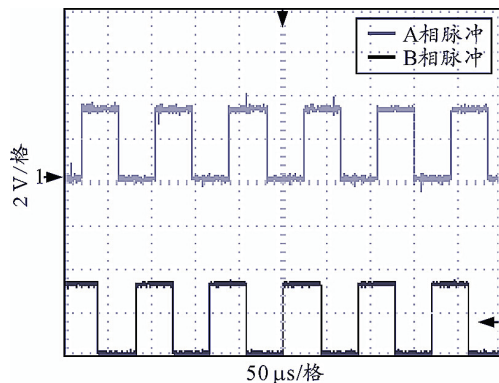


图 11 电机 100 r/min 反转时 A、B 脉冲

图 12 为给定转速 1 000 r/min 时的速度响应曲线。可见其加速过程平稳, 转速超调量小, 稳定后波形平稳。

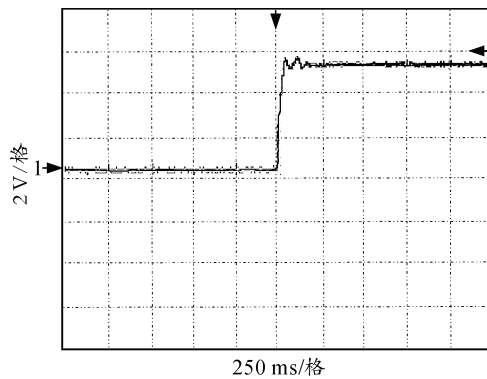


图 12 速度阶跃响应曲线

由上述实验波形的分析可知, 简化的 SVPWM 具有可行性, 该伺服系统具有良好的控制性能。

### 5 结束语

笔者介绍了基于简化的 SVPWM 的 PMSM 磁场定向控制系统, 阐述了 PMSM 的磁场定向控制的基本思想, 设计了基于 TMS320F2812 的交流永磁同步电机伺服系统, 其结构简单、易于实现全数字化

控制。简化的 SVPWM 算法减少了计算量, 提高了系统的执行效率。同时, 简化的 SVPWM 技术可以适时准确地控制电机的转速, 提高了系统的控制精度与动态性能, 具有较高的性价比, 应用前景广泛。

### 参考文献:

[1] 李耀华, 吴俊, 郭巧娟, 等. 永磁同步电机矢量控制的两种实现方法比较[J]. 微电机, 2012, 45(1): 25-28.

[2] 隋峻, 王晶, 樊键, 等. SVPWM 在永磁同步电机系统中的应用与仿真[J]. 兵工自动化, 2011, 30(3): 55-58.

[3] 寇宝泉, 程树康. 交流伺服电机及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2008: 18-30.

[4] 王小明, 王玲. 电动机的 DSP 控制——TI 公司 DSP 应用[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2004: 41-52.

[5] 苏奎峰. TMS320F2812 原理与开发[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005: 85-98.

[6] 高静, 杨贵杰, 苏健勇. 高性能低成本滚筒洗衣机用 PMSM 矢量控制[J]. 微特电机, 2010(10): 34-38.

[7] Caruana C, Asher G M, Sumner M. Performance of HF signal injection techniques for zero-low-frequency vector control of Induction machines under sensorless conditions[J]. IEEE Trans Energy Conversion, 2006, 53(1): 225-238.

[8] 雷启华, 楼佩煌, 郭超. 基于 TMS320F2812 的全数字交流伺服系统设计[J]. 电力电子技术, 2010, 44(4): 48-50.

\*\*\*\*\*

(上接第 49 页)

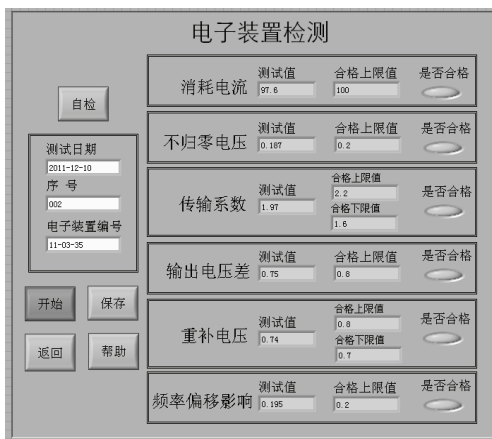


图 5 电子装置测试子用户界面

### 4 结束语

笔者研制的基于 LXI 总线的自动测试系统, 符合模块化、通用化和标准化的原则, 测试界面友好、自动化程度高、性能可靠。该系统能够完成制导系统部件性能参数的定量检测、自动与上下限值比较并判断参数是否合格。该系统满足了为准确确定制

导系统质量状态而提出的测试要求, 为研究制导系统的贮存特性提供了基础测试手段。

### 参考文献:

[1] 同江, 蔡远文. LXI 总线在运载火箭测试中的应用[J]. 导弹与航天运载技术, 2009(2): 45-47.

[2] 徐昕, 徐玮, 肖勇. LXI 总线接口的设计及其在军用测试系统中的应用[J]. 计算机测量与控制, 2009, 17(10): 1996-2000.

[3] 宋文颖, 刘勇志, 冯林平. 基于 LXI 总线技术的惯导平台网络化测试系统设计[J]. 中国科技信息, 2010(16): 139-141.

[4] 吴又美, 鄢小清. 基于 LXI 仪器总线的分布式测试系统[J]. 计算机测量与控制, 2007, 15(12): 1685-1688.

[5] 张亮, 王兴亮, 梁俊. LXI 总线在自动化测量中的应用[J]. 电子设计工程, 2011, 19(17): 63-66.

[6] 蔡远文, 梁晓朋, 同江. 基于 LXI 总线技术的虚拟仪器测试系统[J]. 兵工自动化, 2010, 29(5): 40-43.

[7] 杨乐平, 李海涛, 杨磊. LabVIEW 程序设计与应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005.

[8] 杨乐平, 李海涛, 等. 虚拟仪器技术概论[M]. 北京: 电子工业出版社, 2003.