

# 数码发电机逆变器的研制\*

苏玉刚,刘国庆,唐春森,王小飞

(重庆大学 自动化学院,重庆 400044)

**摘 要:**研制了一款实用的数码发电机逆变器,该逆变器主电路采用单相全桥逆变电路拓扑结构,以TI公司的DSP芯片TMS320F2812为控制器,设计了电压、电流瞬时值双闭环控制,同时根据无功容量最小原理对滤波器参数进行了优化,使逆变器的输出达到满意的效果。

**关键词:**单相逆变器;PI控制;无功容量;LC滤波器

中图分类号:TN783

文献标识码:A

文章编号:1674-8425(2010)04-0074-05

## Research and Development on Digital Generator Inverter

SU Yu-gang, LIU Guo-qing, TANG Chun-sen, WANG Xiao-fei

(College of Automation, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

**Abstract:** This paper developed a practical digital generator inverter, whose main circuit used a single-phase full-bridge inverter circuit topology structure. It used the DSP chip TMS320F2812 of TI corporation as the controller and designed the double-close-loop control system with voltage, current instantaneous value. Meanwhile, based on the principle of minimum reactive power capacity, the filter parameters were optimized, so that the output of inverter achieved the satisfactory results.

**Key words:** single-phase inverter; PI control; reactive power capacity; LC filter

数码发电机以其灵活、方便、稳定的特点被广泛地作为常用、备用和应急的交流电源使用。由于数码发电机的输出是变压变频的交流电,一般用电设备不能直接使用,需要经过电能转换部分将发电机的输出转换成单相工频正弦交流电。电能转换部分主电路主要分为2部分,前级为整流部分,后级为逆变部分。数码发电机输出的三相交流电先经过三相半控桥相控整流,再由电容滤波,得到的直流电压,经单相桥式逆变电路,由LC滤波电路滤波,输出单相工频交流电。本文中的

研究重点是电能转换的逆变部分,逆变系统以TI公司的TMS320F2812为主控制芯片,采用全数字控制,为了提高系统的稳态和动态性能,逆变部分应用电压、电流瞬时值双环控制,同时利用无功容量最小原理对滤波器的参数进行优化设计。

### 1 逆变系统的主电路

逆变系统电路拓扑如图1所示。系统采用电压源型逆变电路,换向在同桥臂开关管之间进行,

\* 收稿日期:2010-01-11

基金项目:重庆市科委攻关项目(CSTC,2008AC3089)

作者简介:苏玉刚(1962—),男,辽宁大连人,博士,教授,主要从事电力电子技术,以及计算机测控技术方面的研究。

通过改变调制比  $m = \sqrt{2}V_m/V_c$  ( $\sqrt{2}V_m, V_c$  分别是参考波、调制波的幅值)和参考波的频率来调控输出电压的幅值和频率。

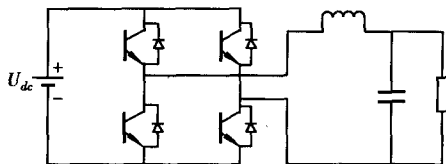


图1 逆变系统主电路拓扑

本文中设计的逆变器输出功率为3 kVA,输出电压120 V。考虑到系统的安全性和工作的可靠性,在选择模块时留有一定的余量,本文中选用50 A/500 V智能功率模块,其型号为CYNTEC公司的IPM13400,其最高开关频率为15 kHz。

## 2 控制电路

控制电路框图如图2所示,主要由控制器、驱动电路和信号调理电路组成,控制器采用TI公司的TMS320F2812。

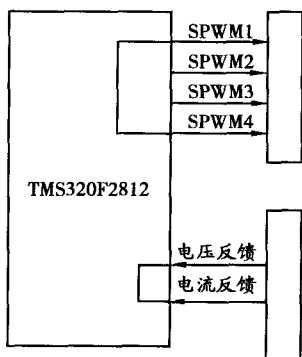


图2 控制电路框图

TMS320F2812 内部自带可编程死区的 PWM 单元,通过配置周期寄存器 TXPR 值可以设置开关频率,比较寄存器 CMPRX 存放着比较值。程序运行时,定时器计数寄存器 TXCNT 里的值不停地和比较寄存器 CMPRX 的值比较,当两者的值相等时,改变比较输出单元的电平,从而产生 PWM 波形。TMS320F2812 的片上 ADC 模块是一个 12

位、带流水线结构的模数转换器,ADC 采集口用来进行模拟量和数字量的转换,从而完成波形的产生、控制算法的实现及数据处理等功能。

### 2.1 采样电路

采样电路包括传感器电路、调理电路、片内 A/D 转换器。各电压、电流信号经过传感器转换为可测量的电压信号,再经信号调理电路(如图3所示)处理后,得到片内 A/D 转换要求的 0 ~ 3 V 的采样信号,再送入 TMS320F2812 的片内 A/D 转换器进行转换。由于系统为实时控制系统,对采样的精度和快速性要求比较高,所以采用电压、电流传感器来得到低压信号。电压传感器采用南京中旭电子公司的 HNV025 A,它适合于测量最大电压为 500 V 的场合,原边允许的最大电流为 10 mA,原副边变比为 1:2.5,其电路如图4所示。 $V_o$  经过 R11 产生原边电流,根据霍尔效应产生副边电流,副边电流在 R12 上产生一个电压,就是原边电压的采样值。电流传感器采用南京中旭电子公司的 HNC050LA,它适合于测量最大电流为 50 A 的场合,原副边电流变比为 1 000:1,其电路如图5所示。电容电流从 HNC050 的中间的空隙穿过,根据霍尔效应在副边产生电流,此电流经过 R13 建立一个电压,从而将电流转换为电压信号,此电压就是电流的采样值。

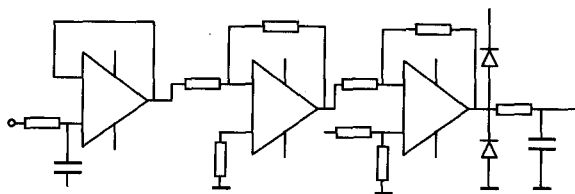


图3 信号调理电路

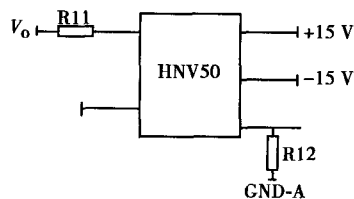


图4 电压采样电路

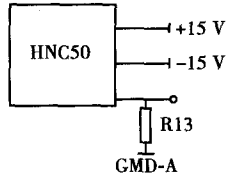


图5 电流采样电路

## 2.2 IPM 驱动及保护电路

驱动电路采用 CYNTEC 公司生产的智能功率 IPM13400 模块。该模块集成了 IGBT 的栅极驱动电路故障检测和保护电路等。IPM13400 驱动电路如图 6 所示。

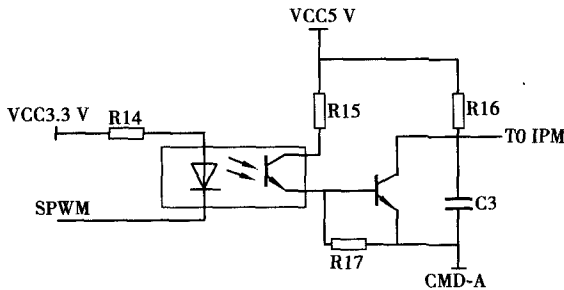


图6 IPM 驱动电路

来自 DSP 的 SPWM 信号经过光耦隔离放大后送入 IPM 内部驱动电路,并控制开关管工作。IPM 中的 FO 引脚通过光耦连接到 DSP 的 PDPINT 引脚,当该引脚为低电平时,DSP 发出中断指令,所有的事件管理器输出引脚均被硬件设置为高阻态,此时没有 PWM 信号的输出,从而实现保护功能,保护电路如图 7 所示。

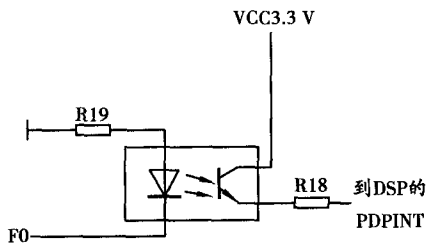


图7 保护电路

## 3 系统的控制及软件设计

### 3.1 数字 SPWM

SPWM 波的产生是由三角波和正弦波交截而成。三角波载波由通用定时器产生,根据载波频率确定定时器 1 的周期寄存器  $T_1PR$  的值。定时器 1 的工作方式设定为连续增减计数方式。逆变系统的开关频率为 15 kHz,输出电压频率为 60 Hz,每个基波周期的采样点数为

$$f_s/f_c = 250 \quad (1)$$

式(1)中  $f_c$ 、 $f_m$  分别是载波和调制波频率。

DSP 的时钟频率为 30 MHz,经过 PLL 倍频到 150 MHz,高速外设模块时钟前分频 HISPCP 为 1,故 DSP 周期寄存器的值为

$$T_1PR = \frac{f_s}{2 \times f_c} = \frac{150 M}{2 \times 15K} = 5000 \quad (2)$$

式(2)中  $f_s$  为 DSP 定时器的时钟频率。

正弦表中所存的值为

$$T_1PR \times \sin\left(\frac{i}{n} \times 2\pi\right), i = 0, 1, 2, \dots, n \quad (3)$$

式(3)中  $n = 250$ 。

本系统采用了单极性倍频 SPWM 控制,DSP 的 2 个比较寄存器的值为

$$CMPR_2 = \frac{1}{2}T_1PR(1 + m \times \sin\left(\frac{i}{n} \times 2\pi\right)) \quad (4)$$

$$CMPR_1 = \frac{1}{2}T_1PR(1 - m \times \sin\left(\frac{i}{n} \times 2\pi\right)) \quad (5)$$

式(4)、(5)中  $m$  是调制比。

### 3.2 逆变器瞬时值双闭环控制

电压、电流瞬时值双闭环控制方式是在逆变器电压单环的基础上,增加一个电流内环,构成逆变器双环控制系统。电流内环可以用其快速性来抑制负载扰动的影响,提高了控制系统动态性能,而且相对于电压单环控制系统而言,还大大简化了电压外环的设计。在逆变器电压、电流双闭环控制系统中,电流内环可以分为 2 类:滤波电容电流内环和滤波电感电流内环。滤波电容电流内环控制系统动态性能好,抗负载扰动能力强,但是不能对逆变电源设备提供过流保护,只有限制滤波电感电流,才能做到对逆变电源的限流保护,因此

在本系统中选择了电感电流内环的控制方案。

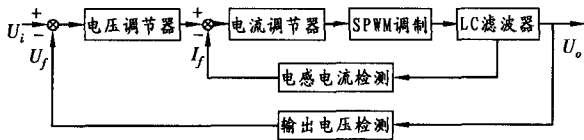


图8 电压、电流双闭环控制框图

图8为逆变器的闭环系统构成,电压外环是由给定电压和反馈电压比较后得到的误差经过PI(比例积分)调节器作为电流内环的给定。给定电流和反馈电流的误差经过比例放大和三角波进行交截,得到SPWM信号来控制功率器件,保证输出电压的稳定,其电压外环和电流内环的控制程序流程如图9、图10所示。

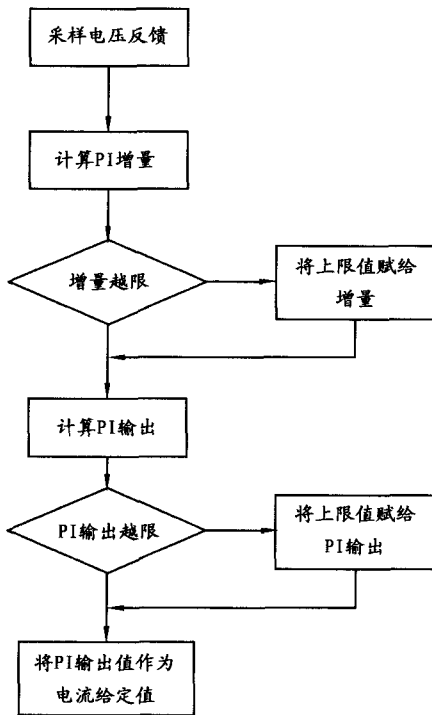


图9 电压外环流程

#### 4 逆变器输出滤波器的设计

单相电压型SPWM逆变器LC电路拓扑如图11所示,虽然逆变器以高频SPWM方式工作,但是仍然含有高次谐波分量,为了使输出电压接近

正弦波。滤波器设计目标包括3个方面:①输出电压的谐波含量小;②滤波器的体积小;③滤波器消耗的功率小。根据以上的原则,即可对滤波器的特性进行分析。

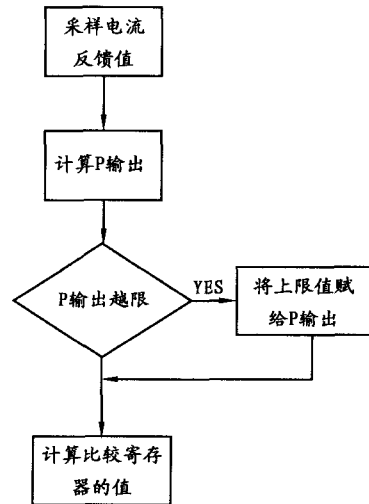


图10 电流内环流程

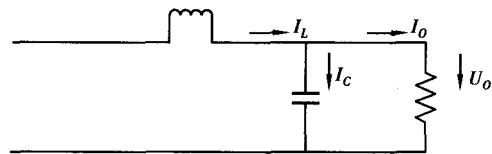


图11 LC滤波器电路拓扑

LC滤波器的传递函数为

$$\frac{U_o(s)}{U_i(s)} = 1 / (\frac{1}{\omega_L^2} s^2 + \frac{2\xi}{\omega_L} s + 1) \quad (6)$$

式中: \$\omega\_L\$ 为LC谐振角频率, \$\omega\_L = 1/\sqrt{LC}\$; \$\xi\$ 为阻尼比系数, \$\xi = \sqrt{L}/2R\$; \$U\_o(s)\$ 为滤波器输出电压; \$U\_i(s)\$ 为滤波器输入电压; \$s\$ 为拉普拉斯算子。

滤波器的截止频率由 \$L, C\$ 的乘积决定,在确定截止频率后, \$L\$ 和 \$C\$ 的参数还需要分别确定。本文中从滤波器无功容量的角度来选择 \$L, C\$ 参数。

SPWM逆变器输出滤波器的无功容量 \$Q\$ 可以表示为

$$Q_f = [(\omega_1 L \bar{I}_L^2 + \sum_{m=2}^{\infty} \omega_m L \bar{I}_{mL}^2)] +$$

$$[\omega_1 \bar{U}_o^2 + \sum_{m=2}^{\infty} \omega_m C \bar{U}_{m0}^2] \quad (7)$$

式中： $\omega_1$  为基波角频率； $\omega_m$  为  $m$  次谐波角频率； $\bar{I}_L$  为电感电流的基波有效值； $\bar{I}_{mL}$  为  $m$  次电感电流的谐波有效值； $\bar{U}_o$  为电容电压的基波有效值； $\bar{U}_{m0}$  为  $m$  次电容电压的谐波有效值。

对于 SPWM 逆变器的输出电压而言，谐波分量相对于基波来说非常小，因而式(7)可以化简为

$$Q_f \approx \omega_1 L \bar{I}^2 + \omega_1 C \bar{U}_o^2 \quad (8)$$

LC 滤波器的截止角频率为

$$\omega_L = 1/\sqrt{LC} \quad (9)$$

由式(9)可得  $C = 1/\omega^2 L$ 。

将式(9)代入式(8)可得

$$Q_f = \omega_1 L^2 \bar{I}_L^2 + \omega_1 \bar{U}_o^2 / (\omega_L^2 L) \quad (10)$$

对于阻性负载，有

$$\bar{I}_L = \sqrt{\bar{I}_o^2 + (\omega_1 C U_o)^2} \quad (11)$$

由式(8)~(11)可得

$$Q_f = \omega_1 \bar{I}_o^2 L + [\omega_1 \bar{U}_o^2 / \omega_L^2 + \omega_1^3 \bar{U}_o^2 / \omega_L^4] / L \quad (12)$$

式(12)中  $\bar{U}_o, \bar{I}_o$  为给定值，故  $Q_f$  是关于  $L$  的函数，要使  $Q_f$  值最小， $\partial Q_f / \partial L = 0$ ，

$\partial Q_f / \partial L = \omega_1 \bar{I}_o^2 - [\omega_1 \bar{U}_o^2 / \omega_L^2 + \omega_1^3 \bar{U}_o^2 / \omega_L^4] / L^2 = 0$  则：

$$L = \sqrt{\omega_1 \bar{U}_o^2 / \omega_L^2 + \omega_1^3 \bar{U}_o^2 / \omega_L^4} / \sqrt{\omega_1 \bar{I}_o^2} = (\bar{U}_o / \omega_L \bar{I}_o) \sqrt{1 + \omega_1^2 / \omega_L^2} \quad (13)$$

$L$  的值确定以后，代入式(9)即可得到  $C$  的值。

### 5 仿真与实验

逆变器的参数：输出电压  $U_o = 120$  V，容量 3 kVA，输出基波频率  $f_1 = 60$  Hz，载波频率  $f_c = 15$  kHz，逆变器主电路拓扑如图 1 所示，控制器采用 TI 公司的 TMS320F2812。综合考虑输出电压的 THD、逆变器的动态响应以及滤波器的体积和质量，选取截止频率  $f_L = 0.1 f_c = 1.5$  kHz，由式(12)可得滤波器的参数： $L = 5$  mH， $C = 220 \mu\text{F}$ 。逆变器的仿真和波形如图 12、图 13、图 14 所示。从实验波形可以看出，本文中设计的逆变器能够满足实

际工程的需要。

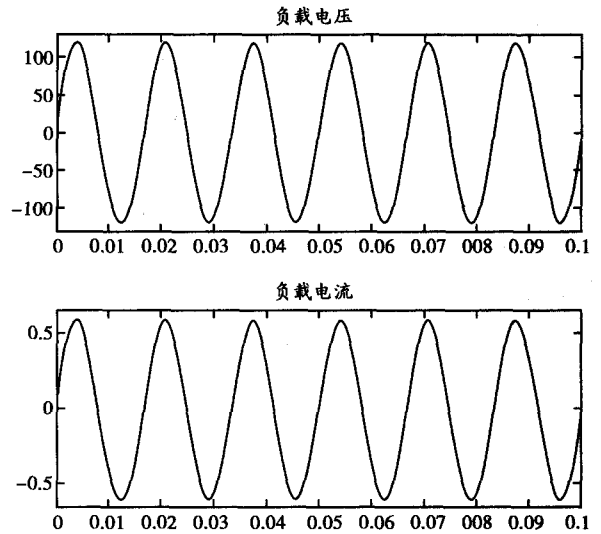


图 12 逆变器的仿真波形

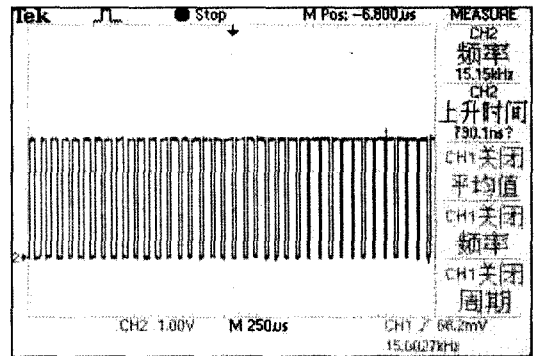


图 13 SPWM 波形

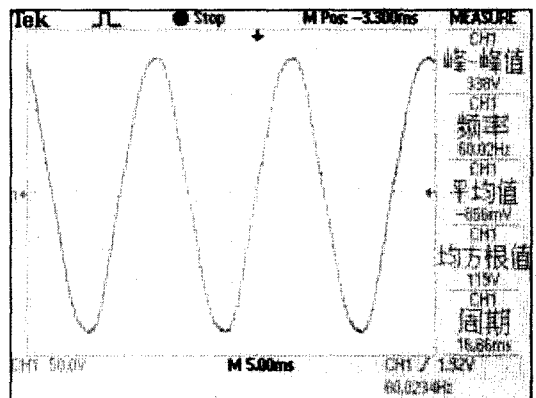


图 14 逆变器输出波形

(下转第 85 页)

## 4 结束语

对标准角度为 $30^{\circ}20'$ 的三角形及直径为 $\Phi 8.5 \pm 0.0001$  mm 的标准量棒进行边缘跟踪。经过多次拟合得到三角形平均角度为 $30.328239^{\circ}$ ,度精度达到 $1.689912'$ ;量棒的平均直径为 $\Phi 8.494832$  mm,精度 $5\mu$ ,其相对误差为 $0.060812\%$ 。该实验结果说明该主动视觉精密检测系统的稳定性较好,响应速度较快,边缘跟踪连续性好,精度较高,是机器视觉在精密检测上的成功应用。

## 参考文献:

- [1] SN YDER E W, QI H R. 机器视觉教程[M]. 林学颜,译. 北京:机械工业出版社,2005.
- [2] 吴雪梅,李天强. 基于机器视觉的成熟番茄自动识别技术[J]. 计算机工程与设计,2006,27(22):4300-4302.
- [3] 张广军. 视觉测量[M]. 北京:科学技术出版社,2008.
- [4] CANNY J. A Computational Approach to Edge Detection[J]. IEEE Trans, PAMI - 8, 1986(6):679-698.
- [5] 姜杭毅. 采用正交多项式曲面拟合法的边缘检测[J]. 自动化学报,1990,16(3):202.
- [6] 廖强,刘兆东. 基于机器视觉的精密测量技术研究[J]. 计算机工程与应用,2009(10):218-220.
- [7] 杨大地. 数值分析[M]. 重庆:重庆大学出版社,2002.
- [8] 刘兆东. 基于主动视觉的二维精密检测系统的研制[D]. 重庆:重庆大学,2008.

(责任编辑 陈松)

(上接第78页)

## 6 结束语

针对逆变电源的特点,应用无功容量最小原理对逆变器的滤波器参数进行设计,同时逆变器采用了电压电流瞬时值双环控制。仿真和实验表明,采用本文中的逆变器 LC 滤波器设计方法和控制策略,使逆变器输出电压达到理想的输出效果。

## 参考文献:

- [1] 胡书举,王峰,裴云庆,等. 中频发电机用逆变电源的研制[J]. 电工技术杂志,2004(2):64-66.
- [2] 宋强,刘文华. 大容量电压源逆变器的 LC 滤波器设计[J]. 清华大学学报:自然科学版,2003,4(3):

345-348.

- [3] Dahono P A, Purwadi A. An LC filter design method for single-Phase PWM inverters. Power Electronics and Drive Systems[C]//1995 Proceedings of 1995 International Conference. [S. l.]:[s. n.],1995:571-576.
- [4] J Kim, Student Member J. OutPut LC Filter Design of Voltage Source Inverter Considering the Performance of Controller[J]. IEEE Trans. Ind Appl, 2000,24:1659-1664.
- [5] 张浩然,汪晓东. 基于支持向量机的逆变器控制策略的研究[J]. 电工技术学报,2005(11):44-48.
- [6] 胡雪峰,谭国俊. SPWM 逆变器复合控制策略[J]. 电工技术学报,2008(4):87-92.

(责任编辑 陈松)