

# 基于 DSP 电压瞬时值反馈的 逆变电源的设计

朱代祥, 丁明

(合肥工业大学电气与自动化工程学院, 安徽 合肥 230009)

**摘要:**给出了基于 DSP 的电压瞬时值内环和平均值外环的双环控制逆变电源详细设计过程, 实验结果证明了设计的正确性。

**关键词:**逆变器; 双环控制; PI 控制器; 波特图

## Design of Inverter for Instantaneous Values Feedback Based on DSP

ZHU Dai-xiang, DING Ming

(School of Electric Engineering and Automation, Hefei University of Technology,  
Hefei Anhui 230009, China)

**Abstract:** The design's process of the full-bridge inverting power supply is described. The inverter has the outer loop of the average voltage and the inner loop of the instantaneous voltage based on digital signal processor (DSP). The experimental result demonstrates the applied method is reasonable.

**Keywords:** inverter; dual-loop control; PI controller; bode plot

中图分类号: TN86

文献标识码: A

文章编号: 0219-2713(2008)07-0001-04

## 0 引言

随着控制技术的发展和高速微处理器的出现,使得数字控制技术实时性迅速提高,用软件手段实现的反馈控制算法能很好地解决控制系统由于元器件老化和温漂带来的问题,抗干扰能力也将大大地增强,数字控制电源是当今电源发展的方向<sup>[1]</sup>。同时,对设备性能要求的不断提高,许多行业的用电设备不再直接接入交流电网,而是通过电力电子功率变换得到电能,它们的幅值、频率、稳定度及变化形式因用电设备不同而不尽相同。如通信电源、电动机变频调速器、汽车电源、绿色照明电源等,它们所使用的电能都是通过对电网电能进行整流和逆变后得到的。因此,高质量的逆变电源已经成为电源技术的重要研究对象。本

文逆变电源是基于双环控制实现的,内环为瞬时值环,用来控制输出电压波形的正弦度;外环采用平均值环控制,以保证输出波形的幅值;且只需检测输出电压一个变量。整个系统选用 TI 公司的 DSP TMS320LF2407A 作为控制器核心,实现了全数字化。

## 1 逆变系统

采用全桥结构的单相逆变器主电路<sup>[2]</sup>如图 1 所示。

图 1 中  $E$  表示直流母线电压,  $S_1 \sim S_4$  为功率管开关器件,  $D_1 \sim D_4$  反并联二极管,  $L$  和  $C$  分别为输出  $LC$  滤波器的滤波电感和滤波电容,  $r$  为逆变器等效串联电阻(包括线路电阻和电感电阻等),  $R$  为负载,  $V_i$  为 a、b 两点间电压,  $V_o$  为输出电压。将电感  $L$  用  $L_s$  代替,电容  $C$  用  $1/C_s$  代替,且忽略等

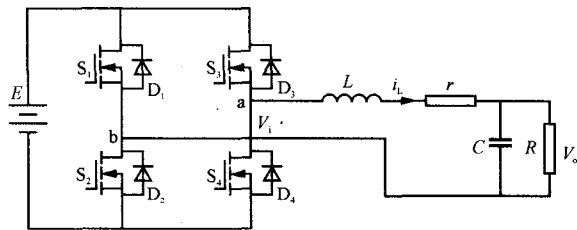


图 1 单相全桥逆变器结构图

效串联电阻  $r$ ，可以推导出  $V_o(s)$  和  $V_i(s)$  之间的频域传递函数为

$$G(s) = \frac{1}{LCs^2 + (L/R)s + 1} \quad (1)$$

## 2 控制系统设计

瞬时值内环反馈双环控制系统框图如图 2 所示。内环为瞬时值环，用来控制输出电压波形的正弦度，从而减小输出电压波形的畸变率；外环采用平均值环控制，以保证输出电压波形的幅值与参考值一致。

图 2 中： $K_1$ —内环反馈通道增益； $K_2$ —外环反馈通道增益； $H_1$ —内环校正网络； $H_2$ —外环校正网络； $K_{PWM}$ —PWM 环节等效增益。

### 2.1 输出电压内环设计<sup>[3][4]</sup>

内环被控系统的开环传递函数为(取  $K_1=1$ )

$$G_1(s) = \frac{K_{PWM}R}{LCRs^2 + Ls + R} \quad (2)$$

由式(2)可知，内环被控对象为二阶系统，其波特图如图 3 中的曲线①所示，一开始其增益随  $\omega$  的增加为一条水平线，在  $\omega_{n1}$  后以  $-40\text{dB/dec}$  下降，其中  $\omega_{n1}=1/\sqrt{LC}$  为滤波器的转折频率。影响滤波效果的参数主要是转折频率  $\omega_{n1}$  和阻尼比  $\xi$  (其中  $\xi=\sqrt{L/C}/2R$ )，为了抑制开关频率及其附近频带的谐波，一般选择  $\omega_{n1}$  远远低于开关频率

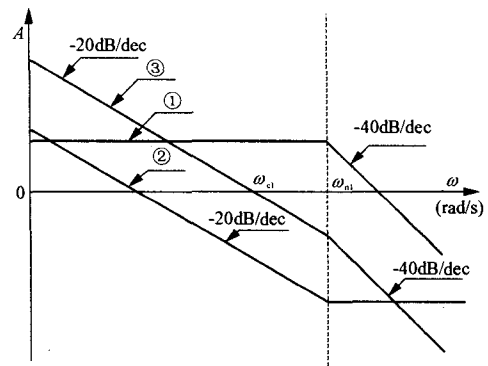


图 3 内环各传递函数补偿前后波特图

$\omega_s$ ，本设计中选择  $\omega_{n1}=\omega/10$ 。

内环校正网络的传递函数为： $H_1(s)=(K_{1p}s+K_{1i})/s$ ，将 PI 控制器的零点设置在滤波器的转折频率处，则有  $\omega_{n1}=K_{1p}/K_{1i}$ ，其波特图如图 3 中的曲线②所示。则补偿后的内环开环传递函数为： $G_{11}(s)=H_1(s)G_1(s)=\frac{K_{1p}s+K_{1i}}{s} \times \frac{K_{PWM}R}{LCRs^2 + Ls + R}$ ，其波特图如

图 3 中的曲线③所示，其穿越频率为  $\omega_{c1}$ 。若  $\omega_{c1}$  选的过大，甚至接近开关频率，虽然快速性很好，但不能很好地抑制开关频率和高频扰动；当  $\xi$  小(逆变器轻载或空载)的情况下，转折频率及其邻近频率的增益有可能大于 1，同时会使补偿后系统的相角裕度减小，最终使系统失去稳定；若  $\omega_{c1}$  选的过小，则可以提高补偿后系统的稳定性，却牺牲了系统的快速性。最终本设计中选  $\omega_{c1}=\omega_{n1}/10$ ，则有： $|G_{11}(s)|_{s=j\omega_{c1}}=1$ 。

### 2.2 输出电压外环的设计

由图 2 可知，外环只调节  $V_o$  的幅值，外环的输出仅改变内环参考正弦波的幅值。从控制角度看，外环的被控对象的输入是 50Hz 正弦波的幅值，输出也是 50Hz 正弦波的幅值，可以把图 1 中虚线筐的部分简化为一个比例环节  $K_c$ ，实际上外

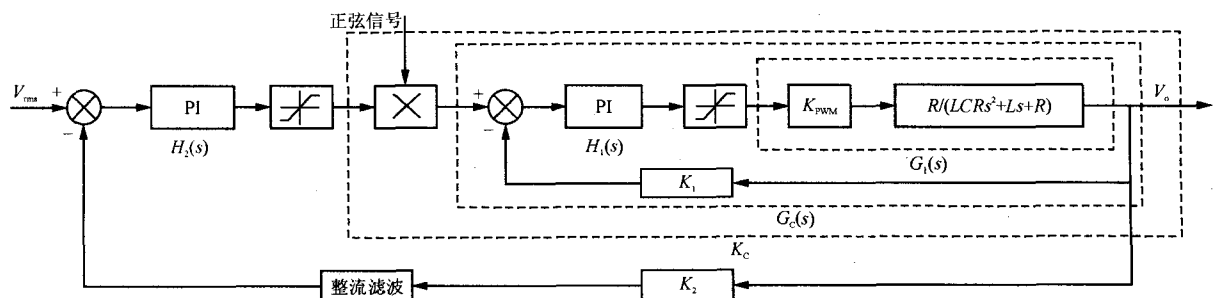


图 2 瞬时值内环反馈双环控制系统框图

环被控对象传递函数就是内环闭环传递函数上 50Hz 频率(即  $\omega=314\text{rad/s}$  时)对应的增益。即

$$K_c = |G_c(s)|_{s=j \times 314} = \left| \frac{H_1(s)G_1(s)}{1+H_1(s)G_1(s)} \right|_{s=j \times 314} \quad (3)$$

则电压外环补偿后的开环传递函数为(假设  $K_2=1$ )

$$G_{22}(s) = H_2(s)K_c = \frac{K_{2p}s + K_{2i}}{s} K_c \quad (4)$$

内环的响应速度比外环快,一般可将外环开环传递函数的穿越频率  $\omega_{c2}$  设为内环开环传递函数的穿越频率  $\omega_{c1}$  的 1/5 或更小<sup>[9]</sup>,本设计中  $\omega_{c2} = \omega_{c1}/10$ ; 同时取外环 PI 控制器的零点频率为  $\omega_{n2} = 200\pi$  (rad/s)。则有  $\omega_{n2} = K_{2i}/K_{2p} = 200\pi$  (rad/s),  $|G_{22}(s)|_{s=j \times \omega_{c2}} = 1$ 。

### 3 实验结果

选取逆变器的额定功率  $P=1\text{kW}$ , 额定负载  $R=10\Omega$ , 开关频率  $f_s=20\text{kHz}$ 。  $\omega_{n1} = \omega/10 = 2\pi f/10 = 12560\text{rad/s}$ ,  $\omega_{c1} = \omega_{n1}/10 = 1256\text{rad/s}$ , 由  $\omega_{n1} = 1/\sqrt{LC}$  ( $\xi = \sqrt{L/C}/2R = 0.4$  可确定滤波电感  $L=640\mu\text{H}$ ,  $C=10\mu\text{F}$ 。根据直流母线电压  $E=380\text{V}$ ,  $K_{\text{PWM}}=380$  (三角波载波幅值  $V_u=1$ )。由  $\omega_{n1} = K_{i1}/K_{p1}$ ,  $|G_{11}(s)|_{s=j \times \omega_{c1}} = 1$ , 计算得  $K_{p1} = 2.65 \times 10^{-4}$ ,  $K_{i1} = 3.33$ 。内环校正网络的传递函数为

$$H_1(s) = \frac{2.65 \times 10^{-4} s + 3.33}{s} \quad (5)$$

设计外环时,内环等效简化比例环节增益为

$$K_c = |G_c(s)|_{s=j \times 314} = \left| \frac{H_1(s)G_1(s)}{1+H_1(s)G_1(s)} \right|_{s=j \times 314} = 0.97 \quad (6)$$

由  $\omega_{c2} = \omega_{c1}/10 = 125.6\text{rad/s}$ ,  $\omega_{n2} = K_{2i}/K_{2p} = 200\pi$  (rad/s),  $|G_{22}(s)|_{s=j \times \omega_{c2}} = 1$ , 计算得:  $K_{2p} = 0.202$ ,  $K_{2i} = 127$ 。外环校正网络的传递函数为

$$H_2(s) = \frac{0.202s + 127}{s} \quad (7)$$

图 4 为使用 DSP TMS320LF2407A 实现双环全数字控制逆变电源在空载时的输出电压波形,  $THD=0.63\%$ , 图 5 为额定满载(阻性负载)时的输出电压波形,  $THD=0.78\%$ , 图 6 为带非线性负载时的输出电压波形,  $THD=1.65\%$ 。实验结果表明,该系统兼具良好的动、静态性能,能满足高性能场合

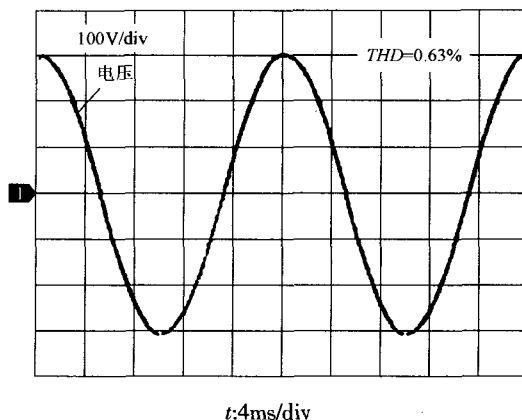


图 4 空载输出电压波形

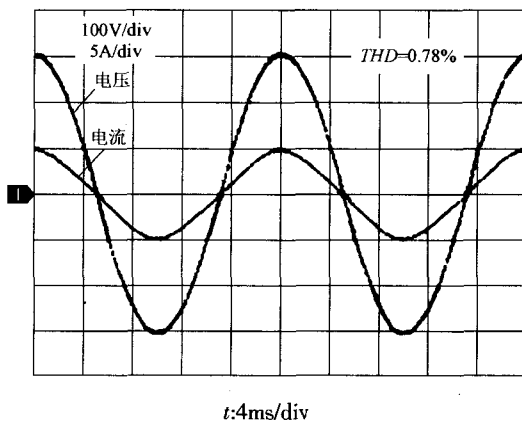


图 5 满载输出电压波形

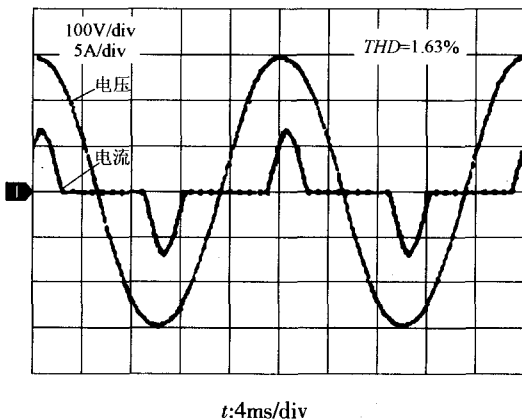


图 6 非线性负载输出波形

的要求。

### 4 结语

详细介绍了电压平均值外环、瞬时值内环的双环设计过程,并使用 DSP TMS320LF2407A 实现。实验结果表明,双环控制保证了逆变电源有很好的稳压精度和电压输出波形(波形光滑且失真度低)。(下转 P10)

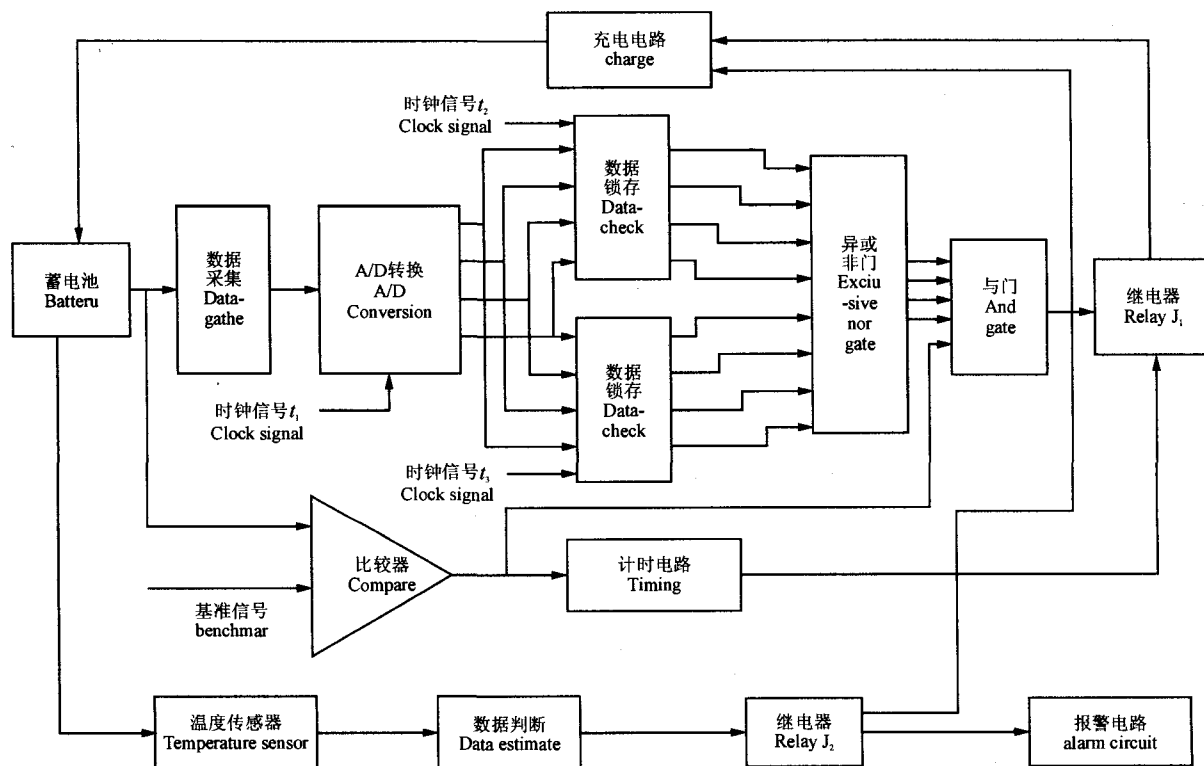


图2 铅蓄电池充电终止控制电路原理图

度时,由温度报警信号控制继电器  $J_2$  工作,将主电路功率开关管的驱动脉冲封锁,温度报警电路发出报警信号,充电中止,当温度降下来以后,充电重新进行。

#### 4 结语

该电路已经应用于某机场 DL 系列和 SMC 系列充电设备中,经实际检验,使用效果良好。该电路有以下几个特点:

(1)属于硬件电路,实时响应快,抗干扰性强,造价低廉。

(2)采用该电路可完成充电过程的自动控制,极大地减轻了充电人员的工作量,同时也避免了

人为因素造成的充电效果的差异。

(3)对故障蓄电池具有自动保护功能,防止因为过充电而造成的蓄电池报废。

(4)该电路适用范围广,可应用于定电压充电、定电流充电和快速充电中。

#### 参考文献

- [1] 朱松然. 蓄电池手册[M]. 天津:天津大学出版社,2000.
- [2] 黄素斌,胡恒生,冯仁斌,等. 航空化学电源原理和使用维护[M]. 济南:黄河出版社,1998.

#### 作者简介

刘亚龙,男,主要从事铅酸蓄电池充电控制的研究工作。

(上接 P3)

#### 参考文献

- [1] 杨振,周京华,苏彦民. 一种给予电压瞬时值反馈的数字化逆变电源的研究[J]. 现代电子技术,2003,(18):37-39.
- [2] 斐雪军,段善旭,康勇,陈坚. 基于重复控制与瞬时值反馈控制的逆变电源研究[J]. 电力电子技术,2002,36(1):12-13.
- [3] 王晓薇,程永华. 基于 DSP 双环控制的逆变电源设计[J]. 电力电子技术,2004,38(3):20-21.

- [4] 徐德鸿. 电子电子系统建模及控制[M]. 北京:机械工业出版社,2006,193-197.
- [5] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统(第二版)[M]. 北京:机械工业出版社,1997,77-85.

#### 作者简介

朱代祥(1976-),男,讲师,研究方向为特种电源及柔性交流输电技术。

丁明(1952-),男,合肥工业大学教授,博士生导师。