

# 大功率交流恒流源自适应 PWM 策略研究及应用

赵 升<sup>1,2</sup>, 陈 冲<sup>2</sup>, 苏秀苹<sup>1</sup>, 许小峰<sup>2</sup>

(1.河北工业大学, 电磁场与电器可靠性省部共建重点实验室, 天津 300130;

2.温州大学, 浙江省低压电器智能技术重点实验室, 浙江 温州 325035)

**摘要:**在此针对如何减小交流恒流输出波形局部失真带来的谐波问题展开研究, 提出了一种自适应脉宽调制(PWM)策略。该策略采用等效面积原理的自适应补偿正弦脉宽调制(SPWM)波方法, 即利用小波变换实时分析电流波形畸变的相位和幅值, 并根据分析结果动态修正 SPWM 载波的脉宽, 从而实现误差补偿。该补偿算法由基于 ARM 内核的嵌入式系统完成, 通过实验测试验证了该方法的正确性和可行性。测试数据表明: 控制算法改进后的各项技术指标均优于改进前。系统最大输出电流可达 100 A, 电流相对误差不超过 0.32%; 电流 THD 小于 1.1%, 能满足低压电器生产检测领域对恒流输出的要求, 有一定的市场应用前景。

**关键词:**恒流源; 自适应脉宽调制策略; 等效面积

中图分类号: TN86

文献标识码: A

文章编号: 1000-100X(2014)07-0066-05

## Self-adaptation Control Strategy of Pulse Width Modulation in High Power AC Source

ZHAO Sheng<sup>1,2</sup>, CHEN Chong<sup>2</sup>, SU Xiu-ping<sup>1</sup>, XU Xiao-feng<sup>2</sup>

(1. Province-ministry Joint Key Laboratory of Electromagnetic Field and Electrical Apparatus Reliability,  
Hebei University of Technology, Tianjin 300130, China)

**Abstract:** A self-adaptation control strategy of pulse width modulation used in the AC source to reduce the total harmonic distortion (THD), caused by current waveform distortion is presented. A detailed theoretical analysis, based on the concept of area equivalent principle of sinusoidal pulse width modulation (SPWM), and harmonic estimation method of Daubechies wavelet, establishes the suitability of changing pulse width versus output current feedback with respect to AC source. The compensation algorithm of SPWM has completed in the embedded system based on ARM cores. Experimental results, obtained from a purpose-built 100 A, full-bridge inverter with an LCLC output filter, verify the correctness and feasibility of self-adaptation control strategy, yielding an output current THD just 1.1% and maximum output current error 0.32% at full-load. Significant improvements in THD are also achieved the entire load range. The AC source will be used extensively in the low-voltage apparatus field.

**Keywords:** current source; self-adaptation control strategy of pulse width modulation; area equivalent

**Foundation Project:** Supported by Supported by Zhejiang Key Technology Research Program (No.2010C11010); Zhejiang Province Scientific and Technological Innovation Project (No.2010R50006)

## 1 引言

在低压保护电器(交流 1 kV、频率 50 Hz 或直流 1.5 kV 以下)生产检测环节中, 交流恒流源是电器性能测试或试验的核心组件, 其高精度和稳定性是保证低压电器产品测试可靠的基础<sup>[1]</sup>。传统的交流恒流源一般采用模拟电路实现, 通过分频、正弦转换、恒流控制实现交流恒流源的设计,

但是其低频输出的频率稳定性和精度等指标不高<sup>[2-4]</sup>。随着电子技术和计算机技术的发展, SPWM 技术被广泛应用在数控恒流源中。等效面积法是常用的 SPWM 波形生成算法, 通过离线用数学推导的方法计算出触发脉冲的开关点, 并存放在微控制器的存储单元中, 用查表的方法完成对开关器件的触发。使用这种方法产生的输出信号波形具有精度高、谐波小、对称性好的优点<sup>[5-7]</sup>。

为了控制交流恒流源输出基波质量<sup>[8-11]</sup>, 在此提出一种自适应 PWM 策略, 能够有效减小输出电流波形的谐波含量, 提高基波控制精度和稳定性。该策略采用等效面积原理的自适应补偿 SPWM 波方法, 即利用小波变换实时分析电流波

**基金项目:**浙江省重大科技专项资助项目(2010C11010);  
浙江省重点科技创新团队自主项目(2010R50006)

**定稿日期:**2014-04-04

**作者简介:**赵 升(1977-), 男, 安徽灵璧人, 讲师, 研究方向为电器现代设计技术、电器智能化。

形畸变的相位和幅值,并根据分析结果动态修正 SPWM 载波的脉宽,从而实现误差补偿。该补偿算法由基于 ARM 内核的嵌入式系统完成,无需增加额外硬件,算法简单且易于实现。

## 2 自适应脉宽调制策略

### 2.1 等效面积算法和 SPWM 波畸变

如图 1 所示,等效面积算法是将正弦信号半周期波形进行  $n$  等分( $n=3$ ),每一等分的正弦曲线与相位轴所形成的面积都用与此面积相等的等高矩形脉冲代替。这样,由  $n$  个等幅而不等宽的矩形脉冲所构成的输出波形  $u_o$  与正弦半波  $u$  等效;同样正弦波负半周也能用同样的方法等效。用数学公式描述如下:

$$u_o = \begin{cases} U_c, & \theta_{on}(k) \leq \omega t \leq \theta_{off}(k), & 0 \leq \omega t < \pi \\ -U_c, & \theta_{on}(k) \leq \omega t \leq \theta_{off}(k), & \pi \leq \omega t < 2\pi \\ 0, & \text{其他}, & 0 \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (1)$$

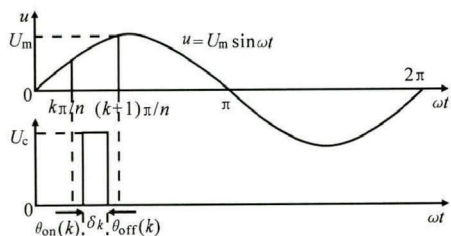


图 1 单极性等效面积法原理图

Fig. 1 The principle of unipolar area equivalent algorithm

根据等效面积法原理有:

$$\delta_k U_c = U_m \int_{\pi k/n}^{\pi(k+1)/n} \sin \omega t d\omega t, \quad k=1, 2, \dots, 2n \quad (2)$$

式中:  $\delta_k$  为第  $k$  个脉宽;  $U_c$  为矩形脉冲高度(直流端电压);  $U_m$  为正弦波幅值。

整理得:

$$\delta_k = M \left( \cos \frac{\pi k}{n} - \cos \frac{\pi(k+1)}{n} \right) \quad (3)$$

式中:  $M$  为调制深度,  $M = U_m / U_c$ , 且  $M \leq 1$ 。

由式(3)可知,第  $k$  个矩形脉冲宽度仅与  $n$  有关。若定义矩形脉冲的中心与正弦信号第  $k$  个区间  $[\pi k/n, \pi(k+1)/n]$  的中心重合,则从理论上可以推导出第  $k$  个脉冲的开通时刻  $t_{on}(k)$  与关断时刻  $t_{off}(k)$ , 如图 1 所示,并将结果存放在微处理器的存储单元中。

$$\begin{cases} \text{开通时刻: } t_{on}(k) = \frac{T}{4\pi} \left[ \frac{(2k+1)\pi}{n} - \delta_k \right] \\ \text{关断时刻: } t_{off}(k) = \frac{T}{4\pi} \left[ \frac{(2k+1)\pi}{n} + \delta_k \right] \end{cases} \quad (4)$$

式中:  $T$  为正弦波的周期。

上述 SPWM 矩形脉冲波均为理想状况,实际

上由于功率场效应管(MOSFET)极间电容的影响,导致 SPWM 矩形脉冲波的上升和下降沿并不是很陡峭,而是要延迟一定时间才能达到电压峰值或谷值。由此带来两个主要问题:①SPWM 矩形脉冲波与畸变后的驱动波形等效面积不相等,造成输出波形失真,特别是当 SPWM 脉宽越小时,对输出波形畸变影响越显著;②在功率 MOSFET 导通及关断瞬间产生栅极驱动损耗,影响电源转换效率。上述问题可采取对电流失真信号小波分析并自适应调整 SPWM 脉宽的方法进行解决。同时,可在硬件上设计合理的驱动电路以缩短 SPWM 脉冲波的上升和下降时间,减小驱动波形的畸变效应。

### 2.2 电流信号失真小波分析算法及仿真

小波分析能解决非平稳信号的时域和频域局部化的矛盾,对信号的局部畸变具有标定能力和度量能力。即它对信号有时频分析能力,能实现信号在时域和频域上的对应关系,并能标定信号发生变化的时间位置以及发生变化的剧烈程度。

Daubechies 系列小波基能满足给定区间的紧支性和足够的消失距,对突变信号特征的检测效果显著,在电能质量分析和电力故障分析中应用广泛<sup>[12-13]</sup>。以下通过 db5 小波三层分解 Matlab 仿真实例论证小波分析对电流波形畸变的相位和幅值准确检测的可行性。令电流失真信号为:

$$f(t) = \begin{cases} \sin(2\pi \times 100t), & 2\pi/5 \leq t \leq \pi/2 \\ \sin(2\pi \times 50t), & \text{其他} \end{cases} \quad (5)$$

取采样频率为 1 kHz,利用 db5 小波进行三层一维小波分解,可得到图 2 所示的正弦失真信号多分辨分析的仿真图。

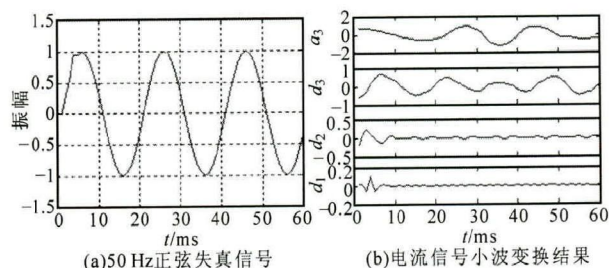


图 2 仿真图形

Fig. 2 The simulation waveforms

图 2a 为 50 Hz 正弦失真信号。失真发生起始时间为  $0.4\pi$ ,结束时间为  $0.5\pi$ 。图 3b 为电流信号离散小波的快速分析结果,其中  $d$  对应高频系数,相应的频率为  $d_1$ : 500~1 000 Hz;  $d_2$ : 250~500 Hz;  $d_3$ : 125~250 Hz。参数  $a$  对应低频系数,相应频率  $a_3$ : 0~125 Hz。由图 2b 中  $d_1$  可判断电流信号失真

发生的起始时间为  $0.4\pi$ , 与预先设定的仿真信号突变发生时间吻合, 实现了准确的时间定位。因此, 根据电流信号失真发生的起始时刻可以修正对应 PWM 脉宽, 达到降低电流信号失真度的目的, 从而实现自适应 PWM 过程。

### 3 大功率交流恒流源硬件实现

系统硬件电路拓扑结构采取 AC/DC/AC 模式, 以 32 位 ARM 微处理器 STM32F103 芯片为中央控制单元, 主要包括 SPWM 信号发生器、全桥功率驱动及放大电路、滤波电路和输出电流反馈网络等部分, 如图 3 所示。STM32F103 根据电流传感器测试所得电流大小, 调节 SPWM 信号占空比, 通过驱动电路驱动 H 桥, 将整流滤波后 220 V 直流母线电压调制成为 50 Hz 正弦分量的高压高频载波, 经滤波环节, 高频载波信号被滤除, 在负载上得到 50 Hz 的恒定电流信号输出。下面就针对输入电压为单相 220 V 工频, 输出最大电流为 100 A/8 kVA 的交流恒流源设计方法及电路参数进行讨论。

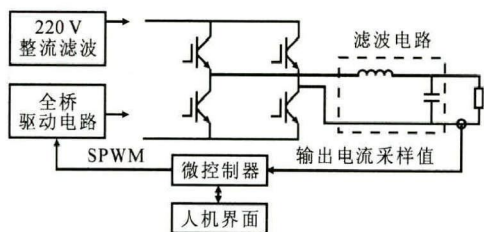


图 3 交流恒流源硬件拓扑结构图

Fig. 3 Topology structure of AC source hardware system

#### 3.1 全桥驱动电路设计

逆变主回路选择用 4 个 IGBT 组成全桥, 其全桥驱动电路由集成驱动芯片 IR2110 及外围电路组成。图 4 为拓扑结构对称的半个 H 桥及驱动电路。由自举电容  $C_1$ 、快速恢复二极管  $VD_1$  和限流电阻  $R_1$  组成的自举电路提供上桥臂功率器件  $VM_1$  电源。自举电路使上、下桥臂功率器件驱动电路只需一个外接电源。为减少 IGBT 开通与关断时刻因密勒效应对门极造成的干扰而误导通, 系统设计了由  $VD_2, VD_3$  和  $V_1, V_2$  组成的门极电平箝位电路。该电路将上、下桥臂功率器件  $VM_1$  和  $VM_2$  的门极关断电压锁定在  $V_{cc}+0.7V$  和  $GND-0.7V$  之间, 消除门极串入尖峰干扰电压的危险, 保证整个电路稳定性。图 4 中电路元件参数设计依据: 根据最大输出电流 100 A, 母线峰值电压约 310 V 左右, 确定全桥结构中 IGBT 的极限参数为: IGBT 管耐压 600 V, 最大输出电流 100 A。由此选用

CM300DY-24H, 该 IGBT 模块最大承受电压 1.2 kV, 通过最大连续电流为 300 A, 符合设计需求。

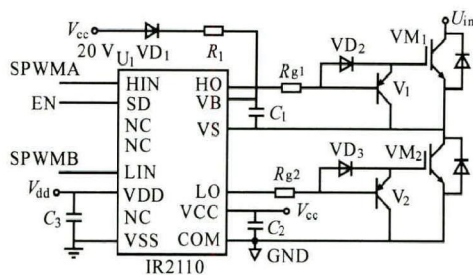


图 4 IR2110 驱动电路电路图

Fig. 4 Drive circuit diagram of IR2110

该电路中, 自举电路要正常工作,  $C_1$  必须提供不低于 IGBT 门极电荷导通所需最小电荷量, 并且在上桥臂功率器件开通期间保持其电压相对稳定。如果引脚 VB 与 VS 之间电压  $U_{bs}$  小于芯片内部的欠压值, 芯片高端将不会有信号输出。 $C_1$  的工程估算公式:  $C_1 \geq 2Q_g / (V_{cc} - U_{min} - U_{bs} - U_f)$ ,  $Q_g$  为 IGBT 门极电荷;  $V_{cc}$  为芯片供电电源电压;  $U_{min}$  为 VB 与 VS 之间的最小电压,  $U_{min}=7.4V$ ;  $U_{bs}$  为下半臂 IGBT 导通门射极阈值电压, 一般为 2~4 V;  $U_f$  为自举快速恢复二极管的正向压降, 取 1.5 V。当采用 IGBT 模块 CM300DY-24A 构成 H 桥驱动电路时, 功率电源等于 18 V。查 CM300DY-24A 数据手册,  $Q_g=1350nC$ 。代入  $C_1$  公式可得  $C_1$  值为  $0.296\mu F$ 。为避免过小电容值可能引起的过充电问题, 同时减小  $U_{bs}$  的纹波, 实际中所选  $C_1$  取估计值的 2~3 倍, 即  $1\mu F$ 。 $R_1$  主要作用是限制  $C_1$  充电电流, 避免  $C_1$  过冲造成的引脚 VS 出现地电位的问题。 $R_1$  的选择应保证  $R_1C_1$  值大于 IR2110 芯片的传输延时  $T$ , 即:  $R_1C_1 \geq T$ 。对 IR2110 芯片而言,  $T$  最大为 10 ns, 所以  $R_1C_1 \geq 10ns$ , 取  $R_1=3.3\Omega$ 。 $VD_1$  用于阻止母线高压串入并损坏 IR2110 芯片, 同时减少  $C_1$  向  $V_{cc}$  的回馈电荷。该  $VD_1$  的主要参数要满足:  $I_F > Q_g f$ ,  $I_F$  为正向额定电流;  $f$  为 PWM 频率, 取 20 kHz;  $Q_g$  取 1350 nC。因此, 可计算出  $VD_1$  正向额定电流最小值为 27 mA, 同时要考虑所选器件的反向恢复时间应小于 IR2110 导通传播延时典型值 120 ns。

#### 3.2 滤波电路参数设计

采用 SPWM 技术交流恒流源输出电流含有较多的谐波分量, 必须采用滤波处理才能使输出波形达到平滑的正弦波形, 减少谐波对负载的影响。对谐波分量的滤除一般采用 LC 低通滤波器。在此采用四阶 LC 低通滤波电路, 如图 5 所示, 由  $L_1$  和  $C_1$  组成二阶滤波器起到规范逆变器输出波形

的作用,其谐振频率(截止频率) $f_{c1}$ 等于载波频率 $f_z$ ,输出波形是含有高频谐波的正弦信号;由 $L_2,C_2$ 组成的二阶滤波器主要滤除正弦信号中的高频成分,输出 50 Hz 正弦波。该设计中, H 桥直流输入电压  $U_d=310\text{ V}$ , 基波频率  $f_b=50\text{ Hz}$ ,  $f_z=20\text{ kHz}$ , 交流恒流源最大输出电流 100 A/8 kVA, 相关参数计算:①确定  $L_2,C_2$ 。当输出电压  $u_o(t)=U_d/2$ , 电感电流纹波系数  $\Delta I_{L_{\max}}$  有最大值, 且  $\Delta I_{L_{\max}}=U_d/(4L_2f_{c2})$ , 其中  $\Delta I_{L_{\max}}$  限制在最大额定负载电流峰值的 1/5~1/3, 这里选择为 20% 的额定电流, 即 60 A;  $f_{c2}$  为  $L_2,C_2$  滤波器的截止频率, 取  $f_{c2}=15f_b=750\text{ Hz}$ 。因此,  $L_2=5.16\text{ mH}$ , 选取  $L_2=6\text{ mH}$ 。由  $C_2=1/(2\pi f_{c2})^2L_2=8.7\text{ }\mu\text{F}$ , 选取  $10\text{ }\mu\text{F}$ ; ②确定  $L_1,C_1$  的参数。取  $L_1=0.1L_2=0.6\text{ mH}$ 。由  $C_1=1/[(2\pi f_{c1})^2L_1]=1/[(2\pi f_z)^2L_1]=0.1\text{ }\mu\text{F}$ , 选取  $C_1=0.22\text{ }\mu\text{F}$ 。

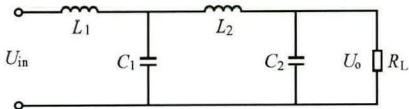


图 5 四阶 LC 滤波电路  
Fig. 5 Fourth-order LC filter circuit

4 软件设计

利用 STM32F103 集成的 PWM 输出模块产生 SPWM 信号, PWM 输出模块采用定时器 1, 首先进行时钟配置、I/O 口配置、定时器配置及死区配置, 然后采用查表法与实时计算相结合的方式, 生成周期 20 ms 的 SPWM 脉宽信号。SPWM 中断服务程序流程如图 6a 所示。图 6b 为实现自适应 PWM 策略的程序流程。

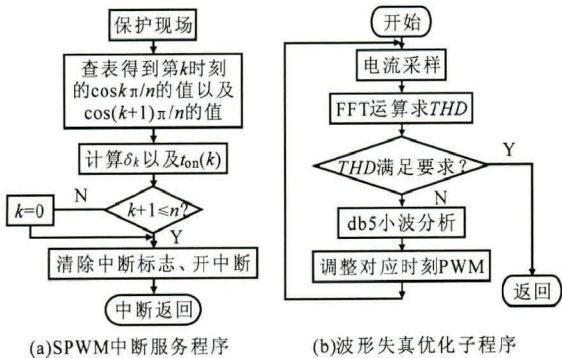


图 6 程序流程图  
Fig. 6 The program flow chart

输出电流经 A/D 采样后送微控制器进行快速傅里叶变换(FFT), 求出电流失真度(THD)。若 THD 不满足系统要求, 则进一步对采样数据进行 db5 小波变换, 确定电流波形发生畸变时刻, 然后调整微控制器内存单元中对应时刻的 PWM 脉冲, 从而优化电流波形的 THD。

5 测试结果

根据上述方法研制 100 A/8 kVA 交流恒流源样机, 并进行测试。测试条件为: 输入电压为 220 V/50 Hz, 最小负载为 0.8 Ω 低阻值大功率电阻(铜材, 水冷), 电能质量分析仪为 FLUKE 43B。图 7 为交流恒流源自适应 PWM 优化算法改进前后的对比波形(10 A 电流输出时)。由图可见, 在改进前, 电流波形在过零点后明显有波形畸变, 而改进后对应点的波形有明显改善。

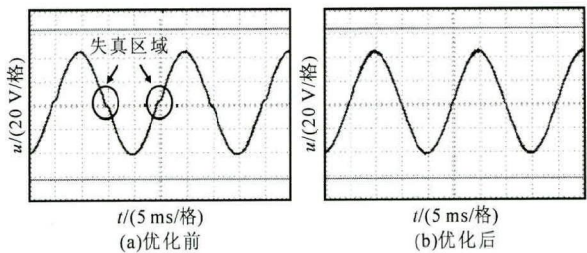


图 7 实验波形  
Fig. 7 Experimental waveforms

表 1 为自适应 PWM 优化算法改进前后的实验测试数据, 测试参量包括电流和 THD。测量时每个电流设定值测量 5 次, 然后取平均值作为单次测量结果。测试数据表明: 控制算法改进后的各项技术指标均优于改进前测量值。系统最大输出电流可达 100 A, 电流相对误差不超过 0.32%; 电流 THD<1.1%。

表 1 实验测试数据  
Table 1 The data of experimental testing

设定 电流 值/A	优化算法前				优化算法后			
	读数	测量	误差	THD	读数	测量	误差	THD
10	9.87	9.99	-1.2	2.5	9.99	10	-0.1	1.1
28	28.12	27.97	0.54	2.6	28.02	28.3	-0.04	0.9
45	45.08	45.02	0.13	1.6	45.3	44.89	0.31	0.7
62	62.4	61.9	0.8	3.2	62.1	61.9	0.32	0.8
79	79.2	78.9	0.38	2.2	79	78.9	0.12	1
96	96.6	95.89	0.74	2.5	96.1	95.9	0.21	0.8
100	100.13	99.87	0.26	2	100.08	99.95	0.13	0.9

6 结论

在此针对如何补偿交流恒流源输出波形的局部失真带来的谐波问题展开研究, 提出一种自适应 PWM 策略, 即采用 Daubechies 系列小波基(db5)实时分析电流波形畸变的相位和幅值, 并根据分析结果实时修正 SPWM 波脉冲宽度, 降低电流波形失真度。研制了以 ARM 微控制器为核心的交流恒流装置, 并通过试验测试验证了该方法的正确性和可行性。采用自适应 PWM 控制方式的

交流恒流源的电流输出失真度小、精度高,能满足低电压器生产检测领域对恒流输出的要求,有一定的市场应用前景。

参考文献

[1] 陆俭国,李奎,杜太行,等.塑壳断路器可靠性理论与验证试验方法[J].电工技术学报,2012,27(5):180-185.

[2] 黄怡然,李娜.基于 DDS 技术的交流恒流源设计[J].电源技术,2011,35(8):974-975.

[3] 谢志远,贡振岗,杨星,等.一种高稳定数控交流恒流源的设计[J].电测与仪表,2013,50(57):102-105.

[4] 杨松,李艳芳,徐欣歌,等.基于 H 桥及 SPWM 调制的大功率交流恒流源[J].机电技术,2011,40(3):80-82,85.

[5] 熊华军,王亭岭,陈建明,等.三种 SPWM 波形生成算法的分析与实现[J].微计算机信息,2008,24(7-1):307-309.

[6] 费万民,都小利,居荣,等.基于等面积法的多电平

逆变器 SPWM 方法[J].电工技术学报,2010,25(3):89-96.

[7] 夏尚学,田建设,贺春,等.数字式 SPWM 型逆变器的谐波分析[J].电力自动化设备,2003,23(2):8-10.

[8] 季伟,林卫星,黄伟锋.基于 DSP 产生的 SPWM 波的谐波估计与分析[J].计算机工程与应用,2013,49(9):211-217.

[9] 刘晓东,徐弢.正弦脉宽调制技术开关时间点精度分析[J].电力自动化设备,2010,30(12):55-59.

[10] 叶文,彭宇兴,姜积任,等.基于线性神经网络的单相 SPWM 逆变器畸变抑制[J].电力电子技术,2011,45(9):120-122.

[11] 张国安,翟长生,祁承超,等.冲量控制技术消除开关电源低频纹波的研究[J].电力电子技术,2009,43(4):75-78.

[12] 曾瑞江,杨震斌,柳慧超.基于小波变换的电力系统谐波检测方法研究[J].电力系统保护与检测,2012,40(15):35-39.

[13] 佟雅林.具有故障电弧及局部放电监测的多功能保护电器研究[D].沈阳:沈阳工业大学,2013.

(上接第 47 页)

表 4 逆变器带 100% 负载时直流分量测量数据  
Table 4 The DC component of inverter with 100% load

线	相序	直流/V		THD	
		传统	改进	传统	改进
电	ab相	0.61	0.26	0.94	1.03
	bc相	0.14	0.42	0.97	1.02
	ca相	0.37	0.33	1	1.06
电	相序	直流/A		THD	
		传统	改进	传统	改进
	a相	34.27	0.81	0.78	0.83
	b相	35.68	1.06	0.75	0.78
	c相	1.48	1.64	0.8	0.79

5 结 论

此处分析了双环控制三相逆变器输出电压直流分量成因,并提出一种新的抑制方案,实验结果表明,该方案对输出电压的直流分量现象能起到抑制作用,而且对输出电压和电流的总谐波畸变率影响不大,同时零序电流控制在 PI 调节输出中加了限幅,使其在动态加载中不随负载电流扰动进行大范围内调节,因此对动态性能影响不大,对无隔离三相逆变器而言,该方案是抑制输出直流分量的一种较好方案。

参考文献

[1] 毛惠丰,陈增禄,杨旭,等.高精度逆变电源输出电

压直流漂移的调偏控制[J].中国电机工程学报,2008,28(27):29-34.

[2] 王宝诚,郭小强,梅强,等.无变压器非隔离型光伏并网逆变器直流注入控制技术[J].中国电机工程学报,2009,29(36):23-28.

[3] Hae-Gwang Jeong, Kyo-Beum Lee. A Controller Design of Quick Chargers With a Current Offset Compensator [A]. Vehicle Power and Propulsion Conference (VPP) [C]. Seoul, Korea: IEEE, 2012: 695-699.

[4] 栗晓政,孙建平,甄晓亚,等.基于 PR 与 PI 联合控制策略的光伏并网系统直流注入抑制技术[J].电力自动化设备,2013,33(3):118-122.

[5] Farag Berba, David Atkinson, Matthew Armstrong. Minimisation of DC Current Component in Transformerless Grid-connected PV Inverter Application [A]. Environment and Electrical Engineering (EEEIC) [C]. Rome, Italy: 2011: 1-4.

[6] L Bowtell, A Ahfock. Direct Current Offset Controller for Transformerless Single-phase Photovoltaic Grid-connected inverters [J]. IET Renewable Power Generation, 2010, 4(5): 428-437.

[7] 陈良亮,肖岚,胡文斌,等.逆变器输出电压直流分量产生原因与抑制方法[J].电力电子技术,2003,37(5):27-29.

[8] 金灵辉,吕征宇.基于 DSP 的逆变器输出电压直流分量软件调偏法[J].电力电子技术,2011,45(9):1-4.

[9] 向建玲.基于 DSP 的 UPS 数字化控制技术研究[D].南京:南京航空航天大学,2003.