

单相 UPS 逆变控制技术研究

哈尔滨工业大学深圳研究生院 深圳 518055

翟立辉, 张东来, 罗勇, 黎学伟

摘要: 为了进一步提高 UPS (Uninterrupted Power Supply) 输出的动态和稳态性能, 本文介绍了一种采用电流环做内环的双环控制技术, 实现了对负载电流扰动的解耦。同时为了补偿输入电压的不稳定, 采用输入电压前馈控制。在本文中提到的控制方法分别进行了时域和频域仿真分析, 并以 DSP (TMS320LF2407) 为控制芯片进行了实验验证, 结果显示逆变器输出电压在恶略的负载条件下有很小的波形畸变。

关键词: 逆变器; 双环控制; 解耦; DSP; 死区补偿

Control Technique for Single-Phase UPS Inverters

Shenzhen Graduate School, Harbin Institute of Technology, Shenzhen, 518055

ZHAI Li-hui, ZHANG Dong-lai, LUO Yong, LI Xue-wei

Abstract: This paper introduces a two-loop control technique with regulation of filter capacitor-current for LC filter which can realizes load disturbance decoupling. To compensate for changes in V_{DC} , the bus voltage is sensed and used to scale the duty cycle command to the inverter. Both the frequency-domain and time-domain behavior of the proposed control scheme have been examined in this paper. A inverter control system based on DSP (TMS320LF2407A) was constructed to verify the control law. The results show that the output voltage of the controlled PWM inverter has little distortion even under rough load conditions.

Keywords: inverter; two-loop control; decouple; DSP; dead-time compensation;

1. 引言

UPS 电源系统的性能好坏在很大程度上是由逆变器输出电压的质量决定的, 而逆变器的控制目标是提高输出电压的稳态和动态性能, 稳态性能主要是指输出电压的稳态精度和带载能力, 动态性能主要指输出电压 THD (Total Harmonic Distortion) 值的大小和负载突变时的动态响应。

具有高速运算能力的芯片 DSP (Digital Signal Processing) 的问世, 使逆变器控制的全数字化成为现实, 许多先进的控制理论和方法得到了应用, 控制系统的稳定性和可靠性也大幅度提高。为此, 本文以半桥逆变电路为研究对象, 分析电路中存在的各种干扰因素, 采用多环路控制技术, 最终的仿真和实验结果证明了该控制方案可行性。

2. 电路的基本结构及干扰因素分析

UPS半桥逆变电路的基本结构如图 1 所示，一组 $\pm 400\text{V}$ 的 BUS 电压（输入总线电压）经过脉宽调制电路成为逆变器的输出电压 V_i ， V_i 通过二阶 LC 滤波器得到 220V 、 50Hz 的正弦波输出电压 V_o 。逆变器的驱动采用 SPWM 方式，因此 V_i 的大小与逆变器驱动脉冲的占空比以及输入电压有关。

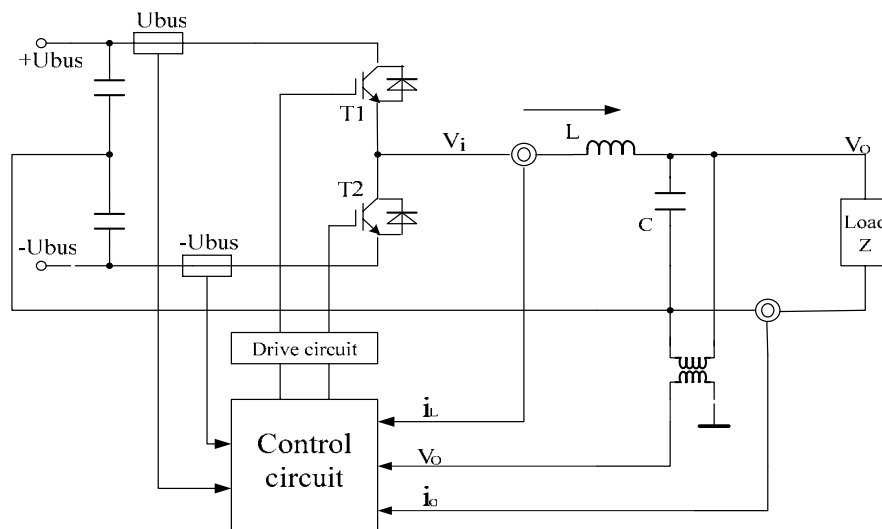


图1 单相半桥逆变系统

Fig.1 A single-phase half-bridge inverter system

无论采用何种控制技术，主要目的都是为了获得理想的正弦波电压，并最大限度的减小各种扰动对系统的干扰，因此本文首先就UPS逆变控制系统中所存在的干扰因素进行分析。

- 1) UPS的负载多为非线性整流性负载，这给系统的控制带来了一定的困难。为此采用多环控制方式^[1]实现对非线性负载的解耦，减小其对整个控制系统的影响。
- 2) 为防止半桥逆变电路发生桥臂直通现象，需要在IGBT的控制信号中增加死区时间，但是死区时间的加入会引起负载电流的波形畸变，减小逆变器的增益，进而影响系统输出的动静态性能，为此需要进行死区补偿^[2]，以消除控制电路对逆变系统的影响。
- 3) 一般在逆变控制电路的设计中，BUS电压认为是一个稳压源，但是在实际电路中BUS电压并非恒定，会受到前级整流电路以及负载的影响，并且会随着负载的增大而跌落，削弱了逆变器的增益。为此需对BUS电压进行解耦^[3]，减小由于BUS电压的波动对逆变电路的影响。

3. 双环控制电路的设计

3.1 逆变器的数学模型

根据图 1 所示的半桥逆变电路，假设输入的 BUS 电压为稳压源，功率开关器件为理想的开关管。由于负载具有不可测性，在这里假设负载电流为一扰动变量。逆变电路的等效模型可用下式描述：

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = U_{BUS} D - V_o \\ C \frac{dV_o}{dt} = i_L - i_o \end{cases} \quad (1)$$

其中控制参数 $D=1、-1、0$ ，具体由 $S1、S2$ 的开关状态决定，并且 $V_i=U_{BUS}D$ ，由于SPWM调控方式的本质是所有的控制信号综合为一个正弦信号与三角波进行交截，进而生成PWM信号控制功率器件的输出。当载波频率足够高远远大于调制波频率时，在一个开关周期内调制波信号 V_s 与功率管后面的输出电压 V_i 的平均值 \bar{V}_i 成正比关系。因此，在一个50HZ的正弦波周期内，逆变电路的输出电压等效于一个与调制波信号 V_s 成正比的交流信号 \tilde{V}_i ：

$$\tilde{V}_i = \frac{U_{BUS}}{V_T} \cdot V_s = M \cdot V_s \quad (2)$$

其中 V_T 为载波信号的幅值，同时可得到：

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = \tilde{V}_i - V_o \\ C \frac{dV_o}{dt} = i_L - i_o \end{cases} \quad (3)$$

考虑到实际电路中的BUS电压并非稳压源，根据式(2)的基本原理，可以采用BUS电压的前馈控制方式，将BUS电压的波动直接反应到逆变控制信号中如图3，以解除由输入端引入的干扰。

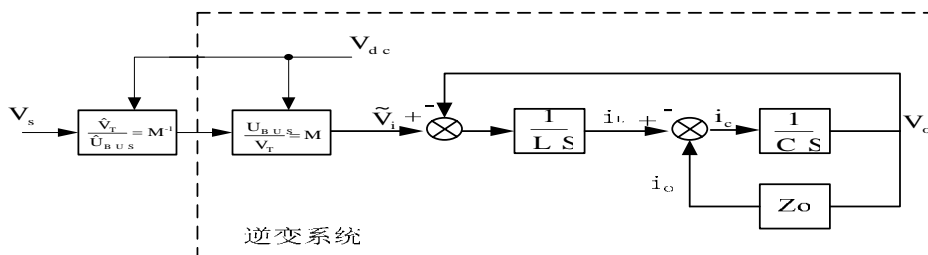


图2 解除BUS电压干扰的系统模型

Fig.2 System model for overcoming BUS voltage disturbance

3.2 逆变控制方案分析

3.2.1 控制方案选择

本文所采用的控制方案是双环控制模式^[4]（见图3），外环电压环以理想的正弦波为参考电压，采样到的输出电压与参考电压比较作为PI调解器输入，同时PI调节器

的输出作为内环电流环的参考值，该电流参考值与反馈电流比较，作为电流P调解器的输入，同时引入了参考电压前馈。

常用的双环控制技术一般是电感电流反馈^[5]，由于电感电流等于滤波电容电流和负载电流之和，所以系统有很强的动态响应和负载适应能力。同时电感电流反馈直接反应了功率管上电流的变化，使得该方案具有快速的限流保护能力，系统可靠性得到提高。因此在线性负载条件下该方案得到了很好的应用。

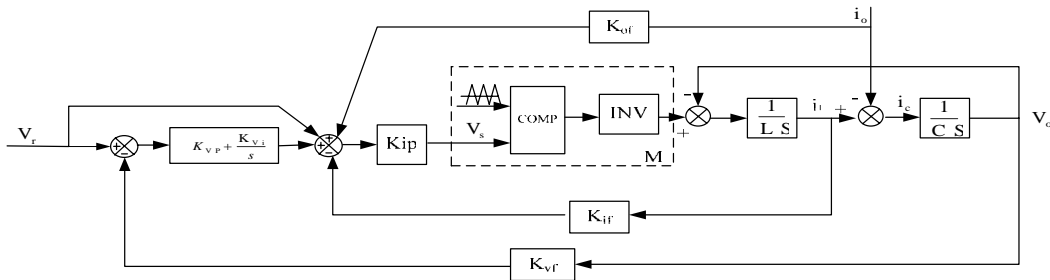


图 3 电感电流反馈加负载电流前馈框图

Fig.3Block diagram of inductor current feedback and load current feedforward

但是在实际电路中非线性负载的应用越来越多，UPS逆变器对带非线性负载的要求也越来越高。虽然电感电流瞬时值反馈能体现负载电流，但不能体现负载电流的变化，而且采用电感电流控制方案的逆变器外特性不是很硬。于是电感电流反馈加负载电流前馈^[6]的控制方案被提出，在采样电路的精度足够高的情况下，该控制方案等效于电容电流反馈。

3.2.2 性能分析

以下分析建立在系统带阻性负载的基础上，当开关频率远远大于输出频率时，根据式 2 可得相应的等效框图 5。

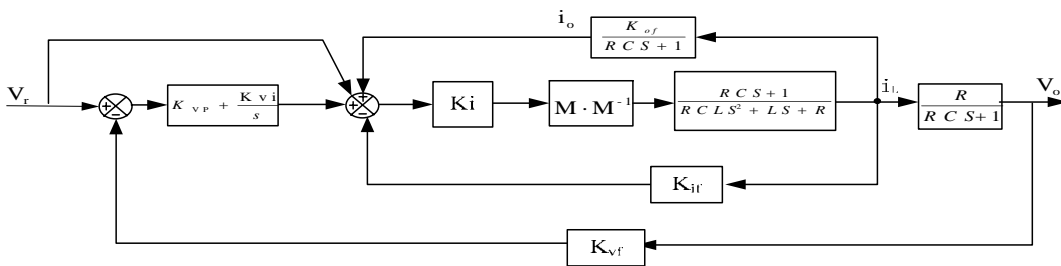


图 4 双环控制方案等效图

Fig.4Block diagram of two-loop control

根据图 4 可以写出采用电感电流反馈加负载电流前馈的闭环传递函数：

$$G(S) = \frac{V_o(S)}{V_r(S)} = \frac{(1 + K_{vp})K_{ip}N\tau S + K_{ip}N}{\tau CLS^3 + \tau(\frac{L}{R} + CK_p NK_{if})S^2 + \tau(1 + \frac{K_{if}K_{ip}N - K_{of}K_{ip}N}{R} + K_{ip}NK_{vp}K_{vf})S + K_{ip}NK_{vf}} \quad (4)$$

其中逆变增益 $N = K_i \cdot M \cdot M^{-1}$, $\tau = \frac{1}{K_{vi}}$

设系统是一个 20KVA 的中等功率 UPS, 电路经过等效简化得到一组调节参数如表 1, 下面将在该参数下进行几种控制技术的对比, 将表 1 参数代入式 (4):

$$G(S) = \frac{21S + 20}{1.6 \times 10^{-9} S^3 + (2.314 + 200K_{if}) \times 10^{-6} S^2 + [20.05 + 0.289(K_{if} - K_{of})]S + 20} \quad (5)$$

K_{of} 为负载电流反馈系数, K_{if} 为电感电流反馈系数, 由于采样电路的差异性。当两者相差不大时, 可以假设 $K_{of}=K_{if}=1$, 此时电流环相当于电容电流反馈:

$$G(S) = \frac{21S + 20}{1.6 \times 10^{-9} S^3 + 2.023 \times 10^{-4} S^2 + 20.05S + 20} \quad (6)$$

如果 $K_{if}=K_{of}=0$, 则相当于没有电流反馈即电压单环瞬时值反馈:

$$G(S) = \frac{21S + 20}{1.6 \times 10^{-9} S^3 + 2.314 \times 10^{-6} S^2 + 20.05S + 20} \quad (7)$$

仅有 LC 滤波电路的时候, 开环的传递函数如下:

$$G(S) = \frac{3.457}{1.1 \times 10^{-5} S^2 + 1.6 \times 10^{-4} S + 3.457} \quad (8)$$

得三种控制方式的 Bode 图, 如图 5 所示可知采用双环控制后系统性能有了明显的改善。

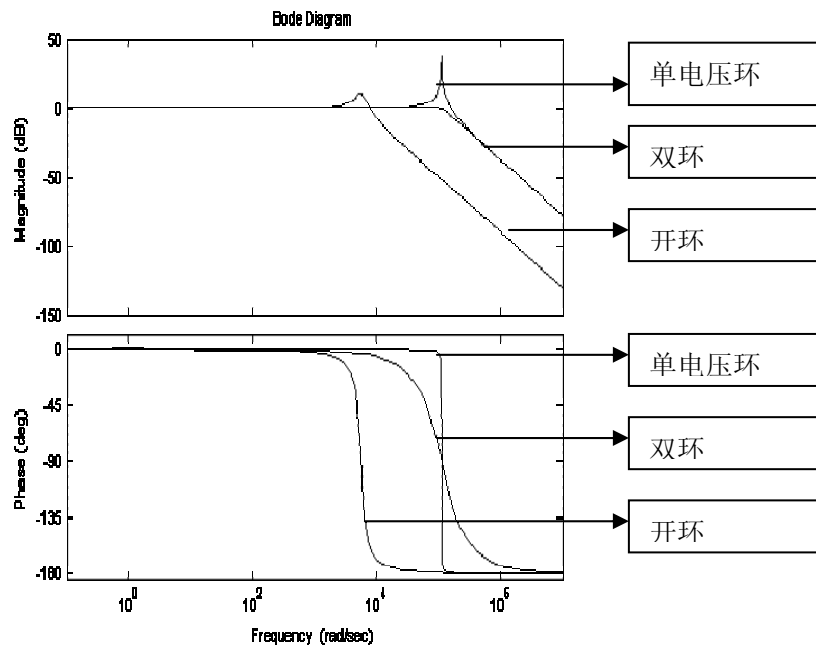


图 5 闭环系统的频率响应

Fig.5 Frequency response of the closed loop

表 1 逆变系统及控制电路参数

Table1 parameters of the inverter system and control circuit

参数	赋值	参数	赋值
滤波电感 L (uH)	160	逆变增益 N	≈ 1
滤波电容 C (uF)	200	电压环比例系数 K_{vp}	30

开关频率 (Hz)	20K	电压环积分系数 K_{vi}	20
输出功率 (VA)	20K	电流环比例系数 K_{ip}	20
输出功率因数	0.7	电压反馈系数 K_{vf}	1
负载电阻 R (Ω)	3.457	电感电流反馈系数 K_{if}	1
		负载电流反馈系数 K_{of}	1

3.3 死区效应补偿

在SPWM逆变器中，由于开关管存在一定的开通和关断时间，为防止同一桥臂上两个开关器件的直通现象，控制信号中必须设定 1~2 微秒的死区时间。尽管死区时间非常短暂，引起的输出电压误差较小，但由于开关频率较高，死区引起误差的叠加值将会使负载电流的波形发生畸变，从而使动静态性能下降，降低了开关器件的实际应用效果。尤其是在负载功率因数较高时，会引起输出电压交越失THD大大增加。为了消除或降低死区时间的影响，必须对死区效应进行补偿^[4]。

对于带 LC 输出滤波电路的逆变器，电感电流就是桥臂输出电流，死区效应的补偿可根据电感电流的方向进行。对于 SPWM 逆变器，开关管的控制脉冲是由三角参考波和调制波比较获得的，采用 DSP 实现数字 SPWM 的具体方法则是通过比较寄存器 CMPRX 的值与计数器的值来决定控制脉冲的宽度，因此死区效应的补偿可以根据电感电流的方向调整 CMPRX 的值来实现。见下图 6

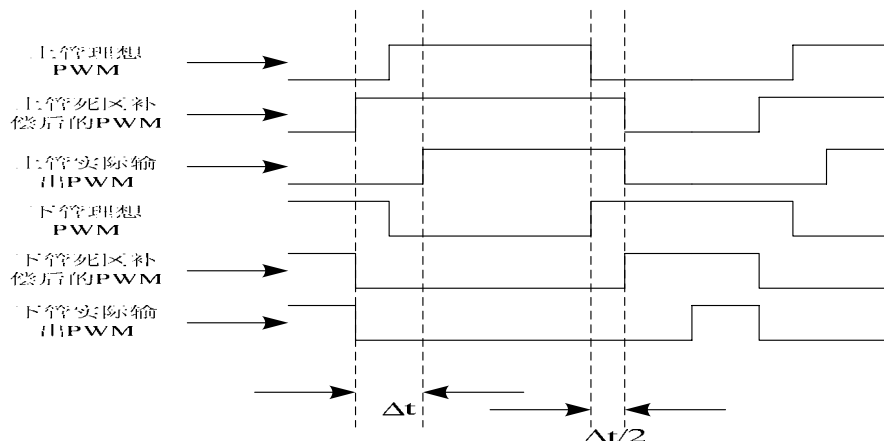


图 6 死区补偿原理图

Fig.6 Theory diagram of dead-time compensation

由于半桥逆变电路（如图 1）中 IGBT 反并联二极管的存在，当 $i_L > 0$ ，上管 T1 导通时电流流过 T1，上管 T1 关断时电流由 D2 续流，也就是在 $i_L > 0$ 期间下管 T2 是没有电流流过的，此时下管的占空比不影响功率流，反之当 $i_L < 0$ ，上管 T1 同样不影响功率流。根据这一原理可以进行死区补偿，具体方式见图 6。

4 仿真和实验结果分析

根据文中 3 所采用的逆变控制方案进行仿真（见图 7），仿真工具使用 MATLAB，仿真所需的数据见表 1。由于系统在带 RCD（整流性）负载满载时，运行条件最恶

略，输出电压的畸变也最严重，所以以下分析都以系统带 RCD 满载为基础。

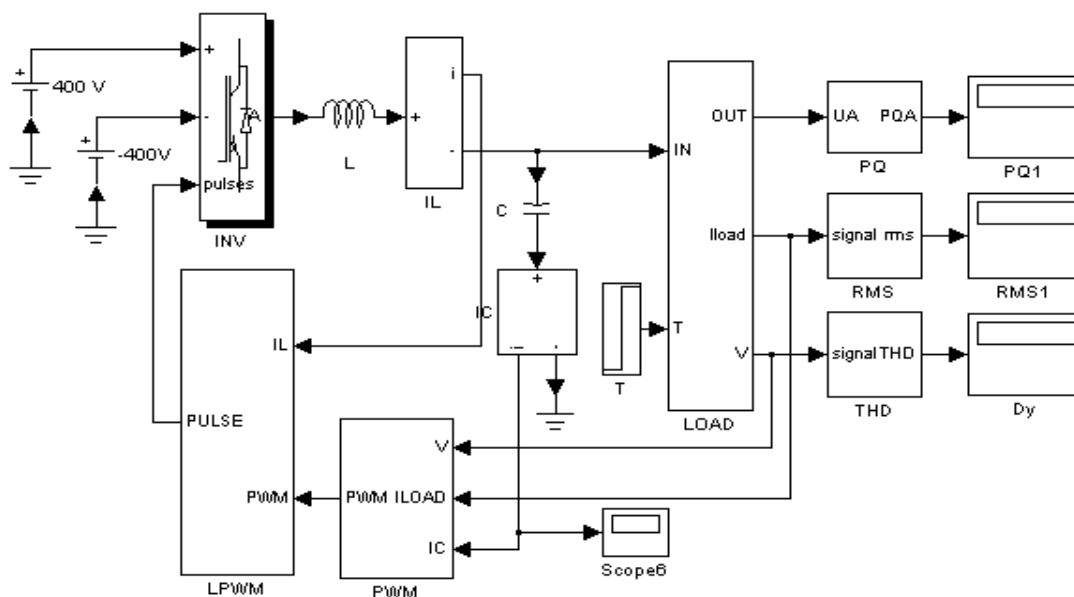
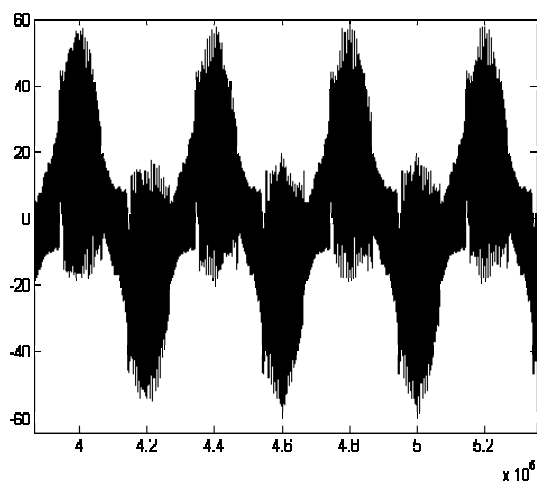


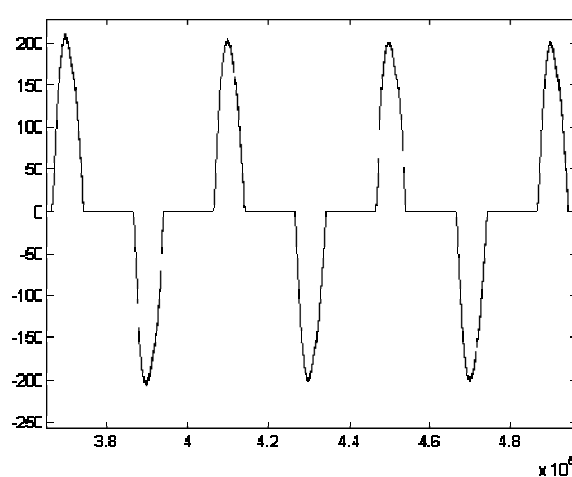
图 7 逆变电路仿真原理图

Fig.7 Theory diagram of inverter circuit simulation

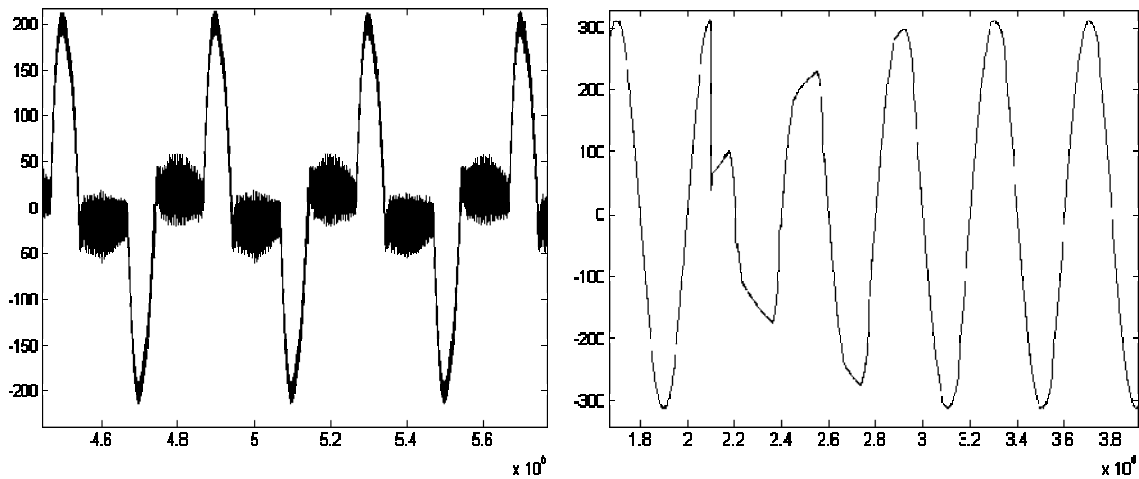
控制方式采用的是电感电流反馈加负载电流前馈，由于逆变器对非线性负载的调节作用主要是通过负载电流前馈来实现，当采样电路的精度达到一定要求时该电流内环等效于电容电流反馈环。图 8 所示为带 RCD 满载时的输出电压、负载电流、电感电流和电容电流在双环控制模式下的仿真波形图，说明了在系统的外特性发生变化时，如果仅采用电压环调解，调解速度相对来说比较慢，并且电压环本身也会给控制系统带来干扰因素如图 8 (d)，如果仅采用电感电流反馈由于含有负载电流则会引入了波形畸变如图 8 (a)、(b)，采用电容电流反馈可以很好的解决了上述不足。虽然电容电流上含有大量的高次谐波（由功率管引起）如图 8 (c)，但是在逆变的控制信号中，电容电流的调解作用只占整个控制信号的 10%左右，经过一定的滤波电路，谐波不会影响整个逆变器的控制效果。



(a) 电感电流波形图



(b) 电容电流波形图



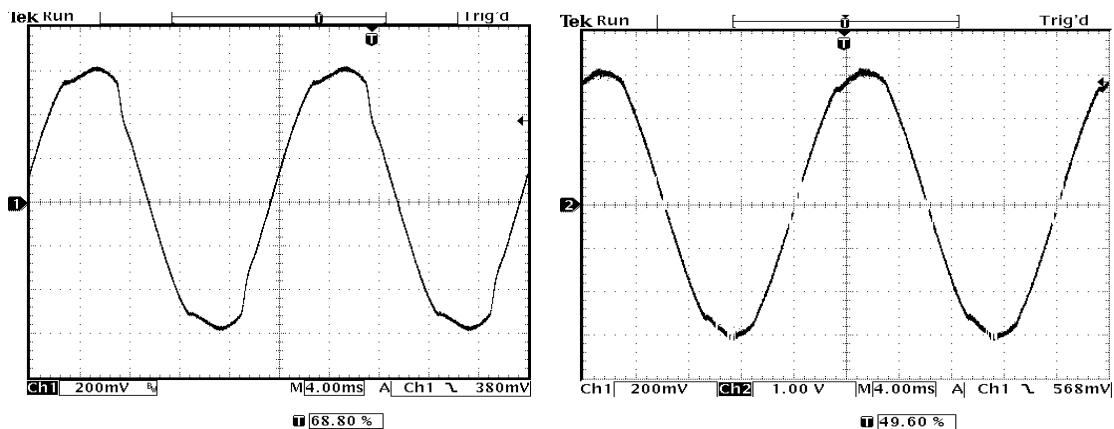
(c) 负载电流波形图 (d) 突加 RCD 负载的输出电压波形图

图 8 带 RCD 负载的仿真波形图

Fig.8 Simulation waveforms of inverter with RCD load

在采用双环控制模式及相应的干扰解耦技术后，输出电压波形的质量有了显著提高，通过仿真可知当系统带 RCD 满载时，如果采用单电压环的控制模式，输出电压 THD=0.056，如果采用电容电流作为内环的双环控制模式，输出电压 THD=0.027。

根据前面介绍的电路原理和控制方法，分别设计了这两种控制方式的实验电路。图 9 (a) 所示为单环带 RCD 负载的电压波形，测得输出电压的 THD=0.065，图 9 (b) 所示为双环带 RCD 负载的电压波形，测得输出电压的 THD=0.038。所以采用电容电流反馈为内环的双环控制模式使 UPS 的输出特性有了很大的改善，提高了系统的动态性能，减小了输出电压的波形畸变，关键是增强了系统的带载能力，使系统在恶劣的 RCD 载情况下，依然有很好的输出特性。



(a) 单环模式输出电压波形图 (b) 双环模式输出电压波形图

图 9 实验输出电压波形图

Fig.9 Output voltage waveforms

3 结论

本文的主要研究对象是单相在线式 UPS 的半桥逆变电路，其目的是提高系统的动静态性能，增强系统的带载能力。为此，首先对逆变电路进行了详细分析，明确

影响系统性能的各种干扰因素，为进一步抑制干扰提高系统的控制效果打下基础。随后建立了等效的数学模型，并采用了一种高效的双环控制模式，利用电感电流减去负载电流或者输出 LC 滤波器的电容电流作为控制环的内环，切实有效的优化了整个逆变电路的控制效果。

最后，本文通过仿真和实验进一步证明了所采用控制方案的可行性。分析了采用不同控制策略对系统造成的影响，以及不同控制方案的差异性，为今后的实际应用做好准备。

参考文献

- 1 S.L.June, H.S.Huang, M.Y.Chang and Y. Y. Tzou, DSP-Based Multiple Loop Control Strategy for Single-Phase Inverters Used in AC Power Sources in Proc of IEEE-APEC'97: 706-712
- 2 R.C.Dodson, P.D.Evans. Compensating for dead time degradation of PWM inverter waveforms. IEEE, Vol. 137,Pt.B,No.2,MARCH 1990:73-81
- 3 M. Pande, G. Joos, H. Jin. Output Voltage Integral Control Technique for Compensating Nonideal DC Buses in Voltage Source Inverters. In IEEE Trans. Power Electronics. Vol. 12, no. 2. March 1997: 302-310
- 4 M.J. Ryan, R. D. Lorentz. A High-Performabce Sine Wave Inverter Controller With Capacitor Current Feedback and "Back-EMF"decoupling. IEEE-PESC, Atlanta, GA, 1995:507-513
- 5 H.Wu, D. Lin, D. Zhang, K. Yao, J. Zhang. A Current-Mode Control Technique with Instantaneous Inductor-Current Feedback for UPS Inverters. IEEE APEC, 1999. 951-957
- 6 J. M. Guerrero, L.Garcia de Vicuna, Miret, J. Matas. A Nonlinear Feed-Forward Control Technique for Single-Phase UPS Inverters. IECON 02 , 5-8 Nov, 2002, vol.1 :257 - 261

作者简介:

姓名: 翟立辉

性别: 男

出生年月: 1979. 5. 10

院校: 哈尔滨工业大学深圳研究生院

专业: 电力电子与电力传动

现从事的研究工作: UPS (不间断电源) 开发工作

通信地址: 广东省深圳市莲塘鹏基工业区 712 栋电源开发部

邮编: 518004

电话: 13590203620

E-mail : zhai.lihui@zet.com.cn

姓名: 张东来

院校: 哈尔滨工业大学深圳研究生院

姓名: 罗勇

所属单位: 中兴通讯股份有限公司

姓名: 黎学伟

所属单位: 中兴通讯股份有限公司