

滞后一拍输出方式下逆变器的最少拍控制

姚 玮^{1,2}, 吕征宇¹

(1. 浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027; 2. 浙江水利水电学院 电气工程系, 浙江 杭州 310018)

摘要: 提出了一种逆变器的最少拍控制方案, 该方案采用多环控制结构, 在设计过程中考虑数字控制的一拍滞后, 将其作为被控对象的组成部分来进行最少拍控制器的设计, 保证了控制的快速性并获得全部的逆变输出 PWM 占空比范围。仿真分析显示所提方案在参数稳定的前提下, 可以获得理想的最少拍控制性能。分析了最少拍数字控制的系统适应性和参数敏感性问题, 在设计允许的被控对象的参数变化情况下, 所提出的最少拍控制的系统可以稳定工作。一台 2.4 kW 逆变样机实验也证明了所提方案的可行性, 在阻性负载和整流性负载下都获得了总谐波失真低于 3% 的输出电压波形。

关键词: 最少拍控制; 逆变器; 控制滞后; 总谐波失真; 仿真; 数字控制系统

中图分类号: TM 464

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2014.07.002

0 引言

数字控制已成为目前 PWM 逆变器控制技术发展的主流。与模拟控制相比, 数字逆变器具有众所周知的优点, 同时也带来一些问题^[1-3], 其中之一是: 由于数字处理器采样、计算延时而使得逆变 PWM 最大占空比受到限制, 导致直流母线电压利用率不高。实际系统为解决此问题常采用控制滞后一拍的输出方式, 该方法实现简单, 但是会导致控制的滞后一拍, 使得系统的稳定性受到影响。

最少拍控制是根据控制的快速性要求而实施的一种控制方式, 在离散域直接完成控制器设计。这种控制方法的被控对象可包含滞后环节, 而控制器的经典设计方法是不考虑控制滞后, 并忽略采样和零阶保持环节, 在复频域中用经典控制方法进行设计, 然后通过某种近似, 将连续控制器转化为数字控制器。文献[4]最早提出了基于单电压环逆变器的最少拍控制方法, 文献[5]提出多环逆变器的最少拍控制, 但是都未考虑数字控制的一拍滞后的情况, 即在输出占空比受限情况下实现, 不能充分利用直流母线电压。文献[6-8]提出在最少拍逆变控制中用预测控制的方法抵消控制滞后并进行改进, 理论上该方法具有最快速性, 但是实际系统对电磁干扰很敏感, 而且该方法没有对系统的稳定性做出说明。

一般的分析认为最少拍控制的系统适应性差, 对参数变化的灵敏度高^[9]。针对最少拍控制的优点和问题, 本文提出了考虑控制滞后的多环结构逆变器最少拍控制的设计方法, 采用阶跃信号作为输入, 设计过程中将控制的滞后作为被控对象的一部分,

求取最少拍控制器参数。该方法可兼顾控制的快速性和系统的稳定性。分析了逆变器的多环控制结构及最少拍控制器的设计过程。通过仿真验证了最少拍控制的性能, 分析了系统适应性, 给出了参数变化条件下稳定性的验证方法, 获得了逆变实验结果。

1 多环控制结构的最少拍控制方案

1.1 多环控制结构分析和程序控制说明

图 1 是逆变器系统图, 逆变全桥通过 LC 滤波连到负载上。为避免负载变化对控制器设计的影响, 将负载电流 i_o 当作扰动量来处理。

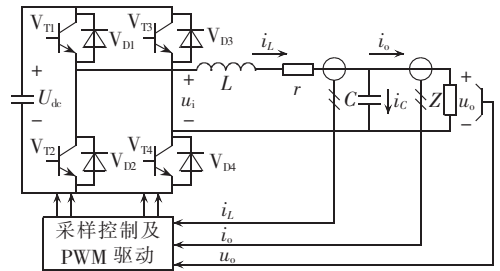


图 1 逆变器系统

Fig.1 Inverter system

采用开关周期状态平均法^[10], 电容电压 u_o 和电感电流 i_L 作为状态变量, 逆变桥输出电压 u_i 和负载电流 i_o 作为输入, 得到 LC 二阶滤波电路的动态方程:

$$\begin{cases} C \frac{du_o}{dt} = i_L - i_o \\ L \frac{di_L}{dt} = -r i_L - u_o + u_i \end{cases} \quad (1)$$

式(1)可表示成图 2 中的控制对象框图(其中 ZOH 为零阶保持器)。本文的逆变器系统采用如图 2 所示的多环控制结构^[11-13], 其建立在内环电感电流负反馈和外环电容电压负反馈的基础上, 数字控制器部分还有 2 条正向前馈通道, 分别是负载电流前馈和电容电压前馈。

收稿日期: 2013-10-28; 修回日期: 2014-05-22

基金项目: 浙江省重点科技创新团队资助项目(2010R50021)

Project supported by the Zhejiang Key Science and Technology Innovation Group Program(2010R50021)

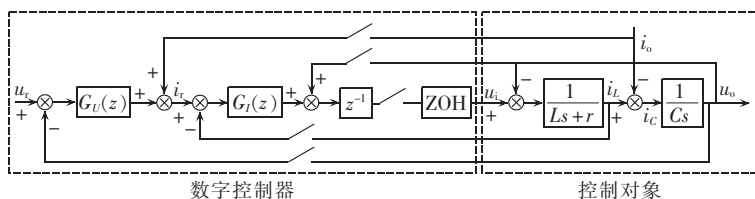


图 2 多环控制系统结构

Fig.2 Structure of multi-loop control system

控制对象部分的电感电流和电容电压是相互耦合的,为此在数字控制器部分引入电容电压前馈抵消物理支路上电容电压对电感电流内环的作用,从而实现了电容电压(外环)和电感电流(内环)的解耦;通过将负载电流前馈到电流内环给定之前,使系统抵消负载电流输入对电容电压(输入电压)的影响,那么系统可以简化为单输入双闭环系统来进行控制器的设计,具体的分析参考文献[5],此处不再赘述。多环控制结构转化为电压外环、电流内环的双环控制结构,如图 3 所示,并由双输入系统转化为单输入系统,为最少拍控制的设计提供了便利。

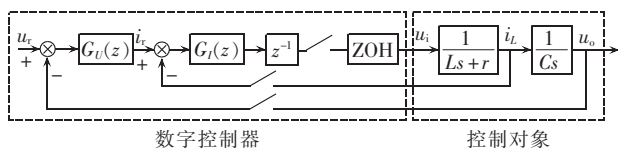


图 3 等效双环控制结构

Fig.3 Structure of equivalent dual-loop control

本文采用 TI 公司的 TMS320F2812 作为控制芯片,采样和控制的频率是一样的,和载波频率一致,采用三角载波下溢中断^[14]的程序运行方式运行电压环控制器和电流环控制器程序,计算得出每个载波的比较值,为避免程序运算开销导致占空比受限,采用滞后一拍的输出方式。

1.2 最少拍控制器的设计

电压环和电流环都采用最少拍控制,以阶跃信号作为输入来进行最少拍控制器的设计。被控对象含滞后环节的最少拍控制的详细理论分析参见文献[15],本文只给出针对本文条件的设计过程。

1.2.1 电流环最少拍控制器的设计

经过外环电容电压和内环电感电流解耦,内环电流环的离散系统模型如图 4 所示。图中 z^{-1} 表示控制的一个采样周期 T 的滞后,由 ZOH 输出到受控对象。下面的分析均在 z 域进行。

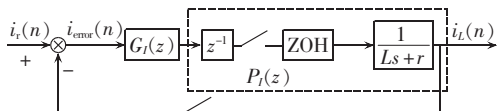


图 4 电流环离散系统模型

Fig.4 Discrete model of current loop

z^{-1} 环节、ZOH 和受控对象串联的电感 L 及电阻 r 共同构成电流环受控对象,其 z 域表达式为:

$$P_I(z) = z^{-1} \cdot z \left(\frac{1 - e^{-rT}}{s} \frac{1}{sL + r} \right) = z^{-1} \frac{1}{r} \frac{1 - e^{-rT/L}}{z - e^{-rT/L}} \quad (2)$$

其中, $z(\cdot)$ 表示作 z 变换。

电流闭环的脉冲传递函数为:

$$\phi_I(z) = \frac{I_L(z)}{I_r(z)} = \frac{G_I(z)P_I(z)}{1 + G_I(z)P_I(z)} \quad (3)$$

其中, $I_r(z)$ 和 $I_L(z)$ 分别是图 4 中 $i_r(n)$ 和 $i_L(n)$ 时间序列的 z 变换。

由式(3)可得控制器的表达式:

$$G_I(z) = \frac{1}{P_I(z)} \frac{\phi_I(z)}{1 - \phi_I(z)} \quad (4)$$

最少拍控制的要求是闭环系统对于特定的输入能在最少拍内达到无静差的稳态,这本身隐含了对系统脉冲传递函数的要求,再结合控制器可实现性问题的分析就能够确定最少拍控制下的闭环脉冲传递函数。

电流环误差脉冲传递函数为:

$$\phi_{I_{\text{error}}}(z) = \frac{I_{\text{error}}(z)}{I_r(z)} = \frac{1}{1 + G_I(z)P_I(z)} \quad (5)$$

$I_{\text{error}}(z)$ 是图 4 中 $i_{\text{error}}(n)$ 电流误差时间序列的 z 变换,可以表示成:

$$I_{\text{error}}(z) = I_r(z) \phi_{I_{\text{error}}}(z) \quad (6)$$

电流输入取阶跃信号, z 变换表达式为:

$$I_r(z) = \frac{1}{1 - z^{-1}} \quad (7)$$

根据终值定理,电流误差序列稳态值为:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} i_{\text{error}}(n) = \lim_{z \rightarrow 1} (1 - z^{-1}) \frac{1}{1 - z^{-1}} \phi_{I_{\text{error}}}(z) \quad (8)$$

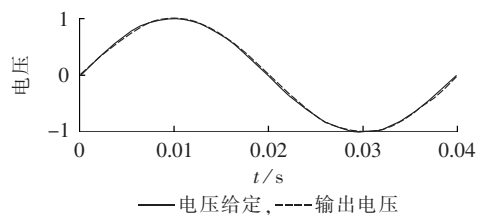
要使稳态误差为零, $\phi_{I_{\text{error}}}(z)$ 应包含 $(1 - z^{-1})$ 因子;根据最少拍控制的可实现性要求,闭环系统的响应不可能超前于被控制对象 $P_I(z)$ 的特性,最多相同^[15], $\phi_I(z)$ 应包含被控对象的滞后环节 z^{-1} ;并且, $\phi_{I_{\text{error}}}(z)$ 和 $\phi_I(z)$ 的传递函数阶次相等。 $\phi_{I_{\text{error}}}(z)$ 和 $\phi_I(z)$ 应该具有如下待定系数的表达式:

$$\begin{cases} \phi_{I_{\text{error}}}(z) = (1 - z^{-1})(1 + f_{11}z^{-1}) \\ \phi_I(z) = z^{-1}(f_{21}z^{-1}) \end{cases} \quad (9)$$

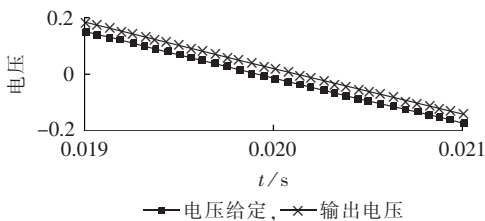
其中, f_{11} 和 f_{21} 是待定系数,待定项阶次的确定方法参照文献[15]。由式(3)和(5)可知:

$$\phi_{I_{\text{error}}}(z) = 1 - \phi_I(z) \quad (10)$$

由式(9)和(10)可求得: $f_{11} = f_{21} = 1$ 。



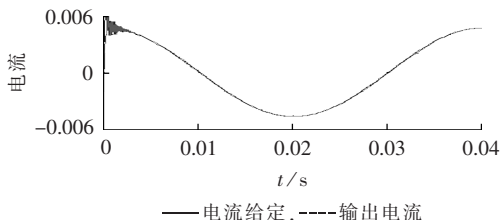
(a) 仿真电压波形



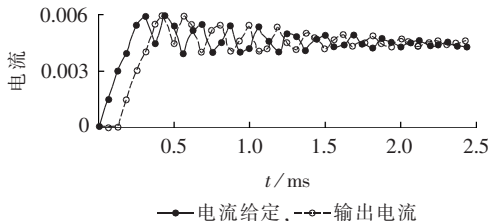
(b) 局部放大图

图 7 仿真电压序列波形及局部放大

Fig.7 Simulative voltage waveforms and partial enlarged detail



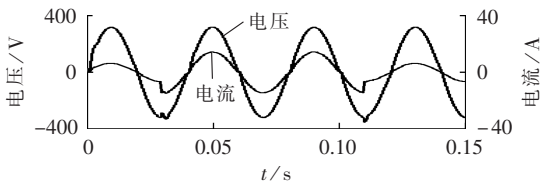
(a) 仿真电流波形



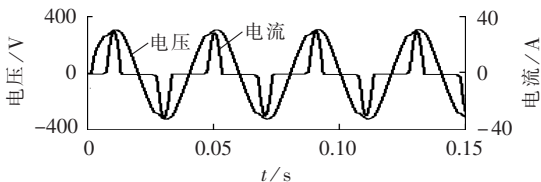
(b) 局部放大图

图 8 仿真电流序列波形及局部放大

Fig.8 Simulative current waveforms and partial enlarged detail



(a) 阻性负荷切载



(b) 整流性负载

图 9 输出电压、电流仿真波形

Fig.9 Simulative waveforms of output voltage and current

外环控制器分别实施本文方案和常规方案(电压、电流环都采用 PI 控制),得到 THD 数据如表 1 所示,可见本文方案的控制效果明显优于常规 PI 方案。

表 1 本文方案和常规 PI 方案 THD 仿真数据

Tab.1 Simulative THDs of proposed control and conventional PI control

负载类型	负载状态	THD/%	
		本文方案	PI 方案
阻性负载	满载	1.62	2.02
	半载	1.39	1.83
	空载	0.38	0.87
整流性负载	满载	2.34	2.63
	半载	2.11	2.37
	空载	1.27	1.52

注:阻性负载满载 20 Ω、半载 40 Ω;整流性负载满载 50 Ω、半载 100 Ω,滤波电容 3300 μF。

2.2 系统适应性和参数敏感性分析

从最少拍控制器的设计过程来看,不同的输入信号(z 变换不一样)必然会导致不同的系统闭环脉冲传递函数模式,按照一种典型输入信号设计的最少拍控制器对其他典型信号的输入不能取得最少拍的控制效果,要么有大的超调,要么有静差^[15]。

本文的设计是全数字控制逆变器,电压的给定是控制器芯片中存储的正弦数字序列,每个载波周期的给定数值不变,因而从时域来看可以理解为正弦阶梯波形;同样,每个采样周期的电流环给定是由电压调节器输出的计算值,也可认为是阶梯波。阶梯波可以看作若干阶跃信号的时移叠加,而逆变系统在开关状态平均的分析方法中属于线性系统,满足线性叠加的条件,因此选择了阶跃信号作为输入。从仿真的结果来看,按照阶跃信号设计的最少拍控制器同样也能适应阶梯信号的最少拍控制的要求。

进行仿真分析时,电感及电阻参数是固定的,电流环控制器依赖于电感模型参数。本文实验用电感采用铁镍高磁通磁粉芯,其感值随电流增加有减小趋势,而电感、电阻的获得是在冷态下测量得到,实际阻值随着发热有增加趋势,通过合理地选择电感磁芯规格和电感线圈,可以将感值变化控制在 -40% 范围内,阻值变化控制在 70% 内。根据 LCR 电桥实测,本文实验电感的感值为 1.2 mH,阻值为 0.68 Ω,实际工作时,电感的工作参数范围是 0.72~1.2 mH,电阻范围是 0.68~1.156 Ω。

令 $e^{-T/L}=m$,则电流环控制对象的脉冲传递函数由式(2)转化为:

$$P_I(z) = \frac{1-m}{-\frac{L}{T} \ln m} \frac{z^{-2}}{1-mz^{-1}} \quad (23)$$

根据式(22)和式(23),以 r 和 L 允许的范围设定 m 的边界值,画出电感和电阻在变化范围内的电流闭环的极点分布,如图 10(a)所示。从图中看出,电流闭环有 1 对共轭极点和 1 个实极点,都处在单

位圆内,系统稳定性没有问题。其中实极点与实零点紧邻,构成了偶极子,相互抵消,对电流内环几乎没有影响,因而共轭极点成为影响系统的主要因素。共轭极点随实际参数偏离设计参数,逐渐由原点沿虚轴紧邻左侧向外发散。

同理,根据式(22)和(13),也可以分析电压环的电容参数变化下的闭环根轨迹,电容参数变化可以控制在 $-20\% \sim 10\%$ 之内,画出电压闭环极点分布如图 10(b)所示。同样,电压环的稳定性也可以得到保证。电流内环参数变化造成的模型不匹配可以用理想的滞后两拍环节和干扰的叠加等效。为了避免干扰引起的振荡,在电压环控制器后接一个斜率限制环节,在电力电子仿真模型中将控制对象参数设置为最大偏差值。仿真结果证明本文的最少拍控制器依然可以稳定工作,并有良好的波形输出。

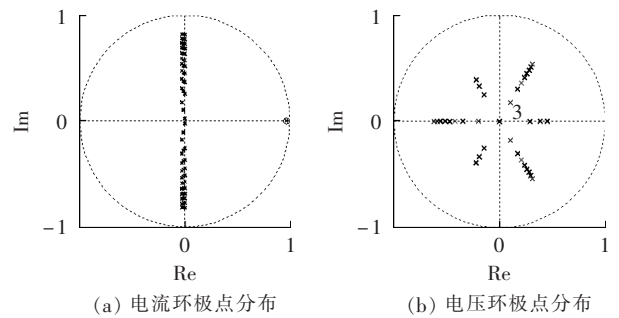


图 10 电流环、电压环极点分布

Fig.10 Pole distribution of current loop and voltage loop

2.3 实验结果

依据本文的思路,设计了一个单相全桥逆变系统以验证本文提出的考虑控制滞后的最少拍控制方案的可行性。逆变系统采用 TI 公司的 TMS320F2812 作为主控芯片,具体设计参数如下:额定功率 2.4 kW,输出电压有效值 220 V,输出频率 25 Hz,直流母线电压 400 V,电感 1.2 mH,电感电阻 0.68 Ω ,电容 30 μF ,开关频率 16 kHz,死区时间 1.92 μs 。

图 11 是整流性负载的实验波形,电流波峰系数达到 3.4;图 12 是阻性负载切载的实验波形,由于是由半载切换到满载,电流峰值时,电感量明显下降,稳定裕度下降,出现电压的抖动,但总体而言还是在稳定状态,振荡是收敛的,这也验证了前文的稳定性分析。表 2 是阻性和整流性负载全范围实验电压

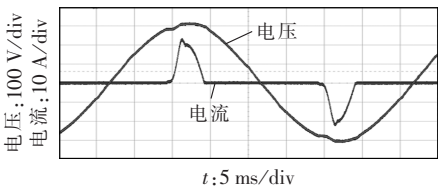


图 11 整流性负载的实验电压、电流波形

Fig.11 Experimental waveforms of output voltage and current for rectifier load

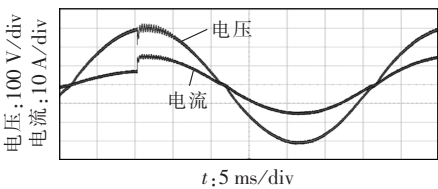


图 12 阻性负载半载切换到满载的实验电压、电流波形

Fig.12 Experimental waveforms of output voltage and current for resistive load changing from half to full

表 2 输出电压波形实验数据

Tab.2 Experimental data of output voltage

负载类型	负载状态	THD/%	电压有效值/V
阻性负载	满载	1.90	216
	半载	1.84	212
	空载	0.98	214
整流性负载	满载	2.96	215
	半载	2.61	215
	空载	1.87	213

注:阻性负载满载 20 Ω 、半载 40 Ω ;整流性负载满载 50 Ω 、半载 100 Ω ,滤波电容 3300 μF 。

波形的 THD 数据和电压有效值数据。从实验结果可知:本文提出的逆变控制方案获得了很好的逆变输出电压质量,在设计参数允许的变化范围内都能适应不同性质负载的要求,由于采用了负载电流前馈,逆变输出的电压有效值没有受到负载轻重和负载性质的影响,几乎保持不变。

3 结语

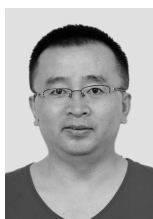
逆变器为了获得良好的输出电压波形,通常对控制的带宽要求比较高,即对控制的快速性要求很高;数控逆变器为了获得 100% 的逆变占空比输出,充分利用直流电压,一般采用控制滞后一拍的方式输出,而这又会导致控制的快速性下降。针对这 2 个矛盾的问题,本文提出了考虑控制滞后的数字逆变器的最少拍的控制方法。该方法的实施是建立在多环控制结构的基础上,在设计过程中将控制滞后作为受控对象来处理,按照最少拍控制的要求,在数字域直接完成控制器的设计。理论和实验都证明该方法可行,易于数字控制实施,有较好的工程参数变化的适应性,并获得了全范围低于 3% 的 THD 性能。已知的关于逆变器的最少拍控制方法都是采用无滞后控制输出方式,占空比受到限制,直流电压无法充分利用,实际应用受到很多限制。本文设计方法的提出为最少拍控制的应用扫除了这个障碍,并且该方法的设计可以完全程序化,相比常规 PI 控制,不需要依赖经验的控制带宽的选择以及配合。

参考文献:

[1] 单鸿涛,彭力,孔雪娟,等. 数字化过程对脉宽调制逆变电源性能的影响机理[J]. 中国电机工程学报,2009,29(6):29-35.

- SHAN Hongtao, PENG Li, KONG Xuejuan, et al. Effect of digital process on the performance of pulse width modulation inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(6): 29-35.
- [2] 彭力, 张凯, 康勇, 等. 数字控制 PWM 逆变器性能分析及改进[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(18): 65-70.
- PENG Li, ZHANG Kai, KANG Yong, et al. Performance analysis and improvement of digital controlled PWM inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(18): 65-70.
- [3] DENG Heng, ORUGANTI R, SRINIVASAN D. PWM methods to handle time delay in digital control of a UPS inverter[J]. IEEE Power Electronics Letters, 2005, 3(1): 1-6.
- [4] KAWAMURA A, CHUARYAPRATIP R, HANEYOSHI T. Dead-beat control of PWM inverter with modified pulse pattern for uninterruptible power supply[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1988, 35(2): 295-300.
- [5] JUNG Shihliang, HUANG Hsiangsong, CHANG Mengyueh. DSP-based multiple-loop control strategy for single-phase inverters used in AC power sources[C]//28th IEEE Power Electronics Specialists Conference. Saint Louis, USA: IEEE, 1997: 22-27.
- [6] BUSO S, FASOLO S, MATTAVELLI P. Uninterruptible power supply multi-loop control employing digital predictive voltage and current regulators[C]//16th IEEE Applied Power Electronics Conference. Anaheim, USA: IEEE, 2001: 907-913.
- [7] YOKOYAMA T, KAWAMURA A. Disturbance observer based fully digital controlled PWM inverter for CVCF operation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1994, 9(5): 473-480.
- [8] MATTAVELLI P. An improved deadbeat control for UPS using disturbance observers[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(1): 206-212.
- [9] 刘明俊, 杨壮志, 张拥军, 等. 计算机控制原理与技术[M]. 长沙: 国防科技大学出版社, 1999: 94-98.
- [10] 徐德鸿. 电力电子系统建模及控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2005: 6-9.
- [11] BUSO S, FASOLO S, MATTAVELLI P. Uninterruptible power supply multi-loop control employing digital predictive voltage and current regulator[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 37(6): 1846-1854.
- [12] ABDEL-RAHIM N M, QUAICOE J E. Analysis and design of a multiple feedback loop control strategy for single-phase voltage-source UPS inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1996, 11(4): 532-541.
- [13] 何启晨, 周维维, 卢伟国. 前馈型电压模式控制逆变器[J]. 电力自动化设备, 2012, 32(7): 114-118.
- HE Qichen, ZHOU Luwei, LU Weiguo. Feed-forward voltage-mode-controlled inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(7): 114-118.
- [14] 苏奎峰. TMS320F2812 原理与开发[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005: 156-187.
- [15] 于海生, 潘松峰, 丁军航, 等. 计算机控制技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2007: 116-123.
- [16] 杨勇, 阮毅. 三相并网逆变器直接功率控制[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(9): 54-59.
- YANG Yong, RUAN Yi. Direct power control for three-phase grid-connected inverters[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(9): 54-59.

作者简介:



姚 玮

姚 玮(1973-), 男, 浙江象山人, 博士研究生, 主要研究方向为数字逆变电源、逆变电源并联控制(E-mail: ultrauv@163.com);

吕征宇(1957-), 男, 浙江宁波人, 教授, 博士研究生导师, 主要研究方向为高频开关功率变换技术(E-mail: eeluzuy@cee.zju.edu.cn)。

Inverter deadbeat control with output pattern of one beat delay

YAO Wei^{1,2}, LÜ Zhengyu¹

(1. College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China;

2. Department of Electrical Engineering, Zhejiang University of

Water Resources and Electric Power, Hangzhou 310018, China)

Abstract: A scheme of inverter deadbeat control is proposed, which adopts multi-loop structure and considers the one beat delay of digital control output as a part of the controlled object in the controller design to ensure the rapidness of control and achieve the full range of output PWM(Pulse Width Modulation) duty. Simulation shows that the ideal performance of deadbeat control can be achieved if the parameters are stable. The system adaptability and parameter sensitivity of deadbeat control are analyzed, which shows that the proposed deadbeat control system can operate stably if the parameters of the controlled object vary within the range designed. The experimental results of a 2.4 kW inverter prototype show that, the THD(Total Harmonic Distortion) of output voltage is less than 3% for resistive or rectifier load, verifying the feasibility of the proposed scheme.

Key words: deadbeat control; electric inverters; control delay; THD; computer simulation; digital control systems