

# 基于积分环节电压微分反馈的 逆变器重复控制策略

熊 健 史鹏飞 张 凯 周 亮

(华中科技大学电气与电子工程学院 武汉 430074)

**摘要** 提出一种积分环节电压微分反馈控制和重复控制相结合的逆变器输出电压数字化控制方案。在不使用电流传感器的前提下,本文提出的补偿器内环能在离散域任意配置逆变器极点位置,大大改善逆变器的动态性能;重复控制外环则致力于稳态精度的提高。积分环节的引入能加强逆变器的抗扰动能力,提高补偿器内环的稳态精度,克服电压微分反馈控制结合重复控制方案引起的“瞬态”电压跌落问题。该方案在一台基于 DSP TMS320F240 控制系统的逆变器上得到验证,实验结果证明在仅使用输出电压反馈的前提下,该方案能得到高质量的输出波形。

**关键词:** 逆变器 重复控制 反馈补偿 积分控制

**中图分类号:** TM464

## Voltage-Differential-Feedback With Integral Control Plus Repetitive Control for PWM Inverters

Xiong Jian Shi Pengfei Zhang Kai Zhou Liang

(Huazhong University of Science and Technology Wuhan 430074 China)

**Abstract** A digital control scheme based on output voltage-differential-feedback with integral control and repetitive control is proposed for PWM inverters. With the proposed compensator inner loop, arbitrary pole assignment can be achieved, which improves the dynamic characteristic of inverter without current sensor and also eliminates the dynamic voltage drop phenomenon associated with voltage-differential-feedback control plus repetitive control scheme. The repetitive control outer loop improves the steady state performance of inverter. Analysis and design of such a control system are discussed. Simulation and experimental results of a PWM inverter whose control system is based on DSP TMS320F240 with proposed controller are illustrated to validate the approach.

**Keywords:** Inverter, repetitive control, feedback compensation, integral control

### 1 引言

对于 PWM 电压型逆变器,高质量的输出波形有两方面的要求:动态响应快和稳态精度高。基于内模原理<sup>[1]</sup>的重复控制技术<sup>[2]</sup>能在较低的采样频率或系统带宽下提供高质量的稳态波形,不论是实施代价还是实施效果均能较好的满足现代工程实际的要求。由于重复控制技术有明显的缺点即动态性能

差,因而相应地提出了多种基于重复控制技术的逆变器复合控制技术<sup>[3,4]</sup>,希望使用另一种控制技术改善逆变器的动态性能,重复控制则致力于稳态精度的提高。

文献[5]提出一种将重复控制与状态反馈相结合的方案。该方案同时具备了很好的动态品质和稳态波形质量,但由于其中的状态反馈部分设计比较简单,稳态精度较差,因而系统在突加负载时会出现较明显的电压跌落。虽然重复控制可补偿该跌落,但需数个基波周期的时间。在斩波器<sup>[6]</sup>、高频整流器<sup>[7]</sup>场合的应用表明,带积分控制的状态反馈可以

提供较好的稳态精度。文献[8]将这一思想引入逆变器控制,提出一种基于带积分环节的状态反馈和重复控制的逆变器控制方案。引入积分控制改进状态反馈内环的稳态精度,消除了“瞬态”电压跌落现象。

从状态空间角度来看,单闭环控制系统性能不佳的原因可以解释为单纯的输出反馈未能充分利用系统的状态信息。文献[5]和文献[8]的方案均建立在状态反馈的基础上,虽然充分利用了输出电压和电容电流状态信息,然而相比单闭环控制系统需要增设电容电流传感器或者负载电流传感器及状态观测器,因而增加了系统成本及软件复杂度。本文提出一种新型的基于重复控制的逆变器波形复合控制方案,电压微分反馈补偿器可以近似还原出电容电流状态信息,其双线性法(TUSTIN)离散形式可以在离散域任意配置逆变器极点位置,从而大大改进了逆变器动态性能,然后将文献[8]中的积分环节思想引入电压微分反馈补偿器,改进电压微分反馈补偿器内环的稳态精度,达到消除“瞬态”电压跌落的目的。

## 2 逆变电源数学模型

图1为单相半桥逆变器的主电路图,  $E_d$  是直流母线电压,  $L$  是输出滤波器电感,  $C$  是输出滤波器电容,  $r$  是输出滤波器电感等效阻抗及死区等阻尼因素的综合,  $U$  是逆变桥输出的 PWM 电压。把负载电流  $i_d$  看作扰动输入,电容电压  $V_C$  和电感电流  $i_L$  为状态变量,逆变器空载传递函数可表示为

$$G(s) = \frac{V_C(s)}{U(s)} = \frac{1}{s^2 + \frac{r}{L}s + \frac{1}{LC}} \quad (1)$$

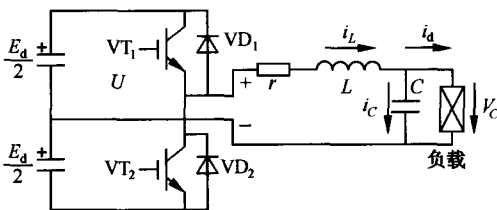


图1 单相半桥逆变电源主电路图

Fig.1 Circuit diagram of a half-bridge inverter

空载谐振频率  $\omega_n = 1/\sqrt{LC}$ , 阻尼比  $\xi = \frac{r}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} <$

1, 是一个欠阻尼二阶系统, 动态性能较差。

式(1)的零阶保持器法(ZOH)离散形式为

$$G(z) = \frac{Az + B}{z^2 + Cz + D} \quad (2)$$

其中,  $A$ 、 $B$ 、 $C$ 、 $D$  为常数。

## 3 基于内模原理的重复控制技术

实际“嵌入式”重复控制器<sup>[9]</sup>如图2所示。图中,  $F(z)$  可以是逆变器传函  $G(s)$  的 ZOH 离散形式也可以是经过校正的逆变器传函的离散形式,  $V_{ref}$  为给定正弦信号,  $V_{out}$  为输出,  $e$  为误差信号,  $U_r$  为重复控制器输出,  $d$  为扰动输入,  $Q(z)z^{-N}$  组成的反馈回路为改进型重复信号发生器。  $Q(z)$  可以是低通滤波器<sup>[10]</sup>, 也可以是小于 1 的常数<sup>[2]</sup>, 为了便于分析和设计,  $Q(z)$  取常数 0.95。此时, 重复信号发生器的作用为: 每隔一个周期, 使输出量得到一次累加, 这种累加是先将输出量上周期的值削弱 5%, 然后加上输入量的当前值。当输入量(实际上就是误差)低至输出量的 5% 时, 以上累加过程也就相当于停止了。  $Q(z)$  采用低通滤波器时, 有类似的作用, 此时是频率越高的误差分量积分越弱。周期延迟环节  $z^{-N}$  使控制动作延迟一个周期进行, 即本周期检测到的误差信息在下一周期才开始影响控制量。由于已假定指令和扰动都是重复性的, 这样做将使系统下一周期的控制作用具有一定超前性。此外, 它也是相位超前补偿环节<sup>[11]</sup>的实现所必须的。

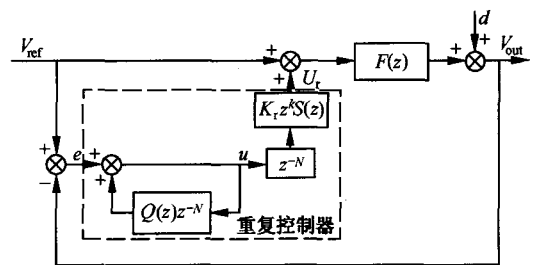


图2 重复控制系统框图

Fig.2 Diagram of repetitive controller

补偿器  $K_r z^k S(z)$  中, 比例环节  $K_r$  调节补偿量大小。相位超前补偿环节  $z^k$  补偿逆变器本身及  $S(z)$  引起的相位滞后。  $S(z)$  是补偿器设计的重点, 对于校正后的逆变器传函, 由于阻尼比增大, 谐振峰被下拉到 0 左右,  $S(z)$  通常为二阶滤波器, 它致力于高频段的衰减同时兼顾下拉谐振峰的作用。

## 4 重复控制动态性能的改进

由于重复控制的周期补偿要滞后一个周期 ( $N$  拍), 在逆变器突加负载的第一个周期, 逆变电源近似运行在开环状态。动态性能差是重复控制最大的

缺陷。逆变器动态性能差，主要是由于自身阻尼比太小，也就是它有一对接近  $s$  域虚轴( $z$  域单位圆)的共轭极点。

4.1 电压微分反馈补偿方案

电压微分反馈补偿器形式为

$$C(s) = \frac{a_1 s + a_2}{a_3 s + 1} \quad (3)$$

$C(s)$  反馈补偿作用下的系统传递函数为

$$F(s) = \frac{(a_3 s + 1) \omega_n^2 / a_3}{s^3 + \frac{2\xi\omega_n a_3 + 1}{a_3} s^2 + \frac{(a_1 + a_3) \omega_n^2 + 2\xi\omega_n}{a_3} s + \frac{1 + a_2}{a_3} \omega_n^2} \quad (4)$$

由式 (4)，在连续域，补偿器的三个可控自由度参数可以任意配置特征方程的三个被控自由度参数。补偿器的 TUSTIN 离散形式为

$$C(z) = k_1 \frac{z + k_2}{z + k_3} \quad (5)$$

其中， $k_1 = \frac{a'_1 + a'_2}{1 + a'_3}$ ， $k_2 = \frac{a'_2 - a'_1}{a'_2 + a'_1}$ ， $k_3 = \frac{1 - a'_3}{1 + a'_3}$ ，

$a'_1 = a_1 \times 2/T$ ， $a'_2 = a_2$ ， $a'_3 = a_3 \times 2/T$ ， $T$  为采样时间。由式 (2)、式 (5)， $G(z)$ ， $C(z)$  所组成的离散闭环系统仍为三阶系统，而  $C(z)$  有三个可控制自由度参数，因此可在  $z$  域任意配置极点位置，有效改善逆变器的动态性能。图 3 所示为电压微分反馈补偿及重复控制作用的逆变器突加阻性负载实验波形。

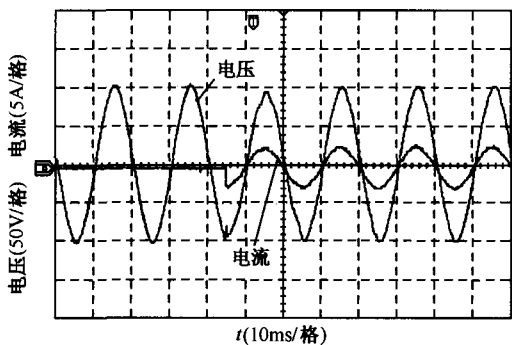


图 3 突加阻性负载实验

Fig.3 Resistance load turn-on experiment

由图 3 可见，电压微分反馈补偿方案能有效改进逆变器动态性能，突加负载的振荡过程消失大大减轻了重复控制器的负担，波形在第三个基波周期即恢复到稳态，但会形成明显的瞬态电压跌落现象。以图 4 所示的波形为例，虽然输出电压可以在负载突变后迅速、平稳地进入新稳态，但输出电压的新

稳态幅值却比加载前有明显跌落。当然，由于外层重复控制的作用，该误差可在数个基波周期内得到消除，因而对外仅体现为一种“瞬态”而非稳态的跌落。即便如此，这仍会对逆变器的波形品质带来负面影响。

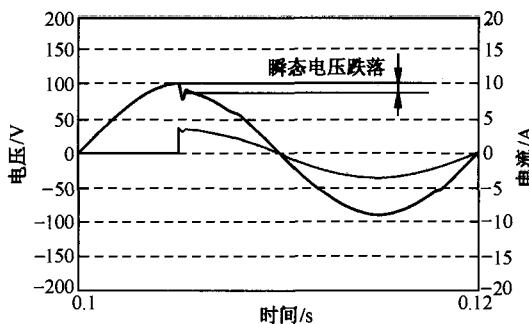


图 4 电压微分反馈控制突加载过程

Fig.4 Load transient with voltage differential feedback control

4.2 带积分环节的输出电压微分反馈补偿

为解决“瞬态”电压跌落问题，本文将文献[8]前向通道积分控制的思想引入电压微分反馈方案。积分控制在低频段提供的高增益可显著改善闭环系统的稳态精度。

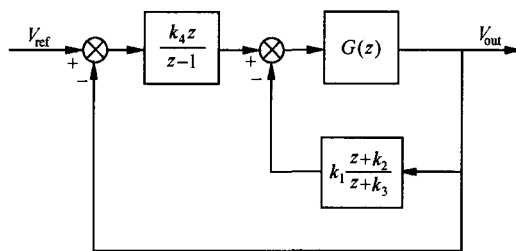


图 5 积分环节电压微分反馈子系统

Fig.5 Block diagram of the voltage differential feedback with integral subsystem

积分环节电压微分反馈控制子系统如图 5 所示，对其进行简单的推导可知，子系统闭环传函特征方程为四阶，而积分环节和电压微分反馈补偿器有四个可控自由度参数，因此可以在  $z$  域任意配置极点。同时由于积分环节的加入，其对负载扰动的抑制能力强于单电压微分反馈，如图 6 所示。

值得指出的是，极点配置过程中关于四个可控自由度参数的方程组系数较为复杂且为非线性方程组，手工求解很难求得较精确的数值解。然而，利用计算机辅助设计软件如 Mathematica、Matlab 等，则可以方便准确地求得其数值解，进而配置系统极点位置。

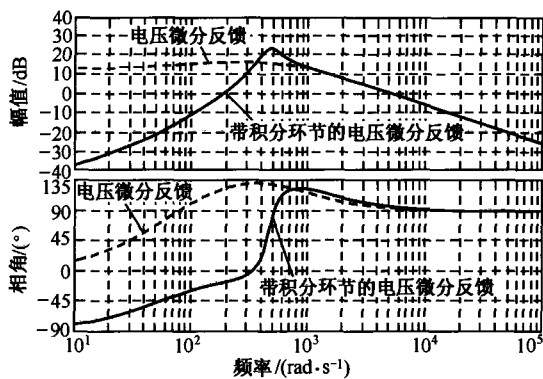


图6 扰动传函的频率响应

Fig.6 Bode diagram of disturbance transfer function

### 5 系统设计仿真与实验

加入重复控制环后的控制系统总体框图如图7所示。IGBT单相半桥逆变器实验数据如表1所示。

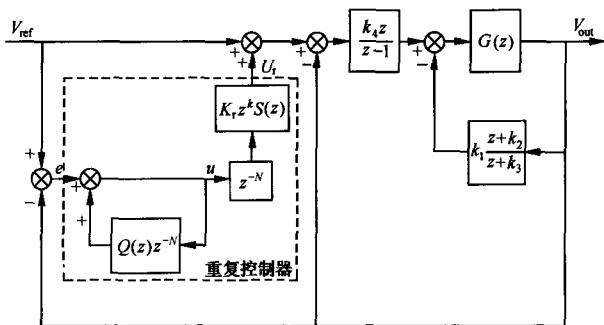


图7 控制系统总体框图

Fig.7 Control system overview

表1 系统参数

Tab.1 System parameters

参数	值
输出滤波电感	1.1mH
输出滤波电容	20μF
输出电压(峰值)	100V
采样时间	100μs
开关频率	10kHz

对表1所示的实验系统，用直接数字法设计，非主导极点  $z_3=z_4=0$ ，主导极点  $z_{1,2}=0.6 \pm 0.4i$ ，使用 Mathematica 易求得： $k_1=2.88047$ ， $k_2=-0.937484$ ， $k_3=0.60145$ ， $k_4=0.469389$ 。

原系统  $G(z)$ 和积分环节电压微分反馈补偿器校正后的系统  $F(z)$ 的频率响应如图8所示，补偿器下拉了逆变器幅频响应曲线谐振峰，并改善了逆变器相频响应曲线，增加了系统相角裕度。对校正后的系统  $F(z)$ 设计重复控制器过程如图9所示，由于系

统谐振峰降低，因此  $S(z)$ 仅为一个二阶滤波器。图5所示的子系统当负载由空载变为额定阻性负载(10Ω)时，闭环零极点在复平面上的漂移情况如图10所示。这个变化范围对于实际系统是可以接受的。

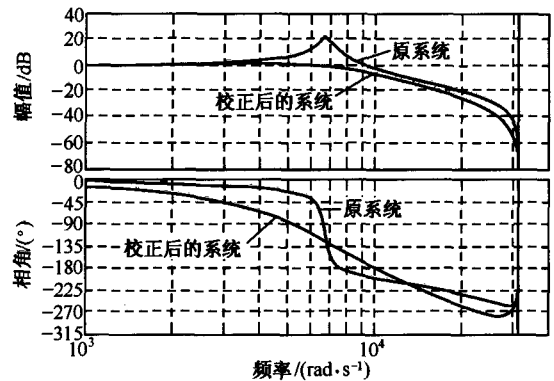


图8 系统频率响应

Fig.8 Frequency response of closed-loop system

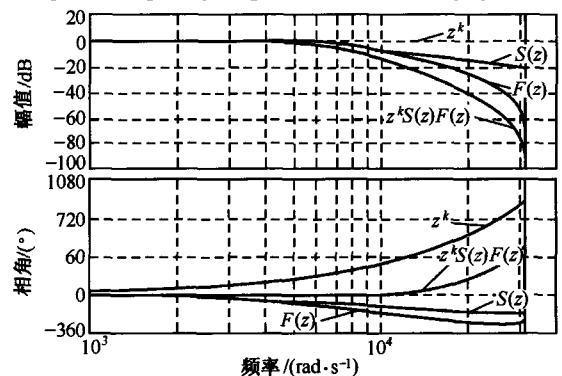


图9 重复控制器设计过程

Fig.9 Design procedure of repetitive controller

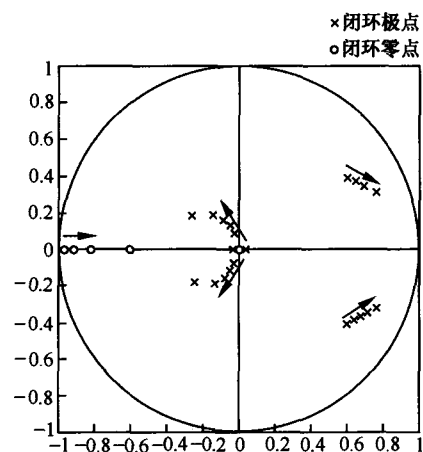


图10 带积分环节的电压微分反馈子系统闭环零极点随负载变化在复平面上的漂移情况

Fig.10 Drifting of system poles due to load variation

如图7所示的系统仿真波形如图11、图12所示，系统实验波形如图13、图14所示。

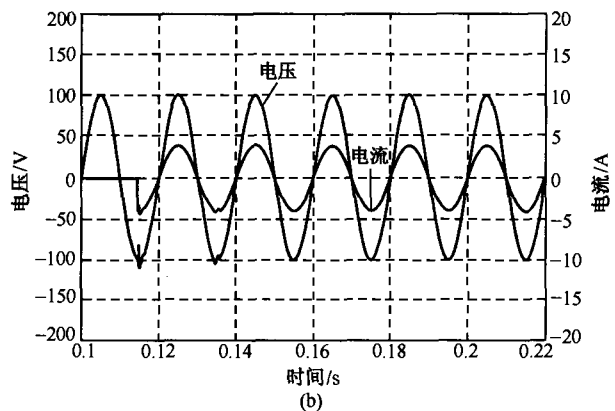
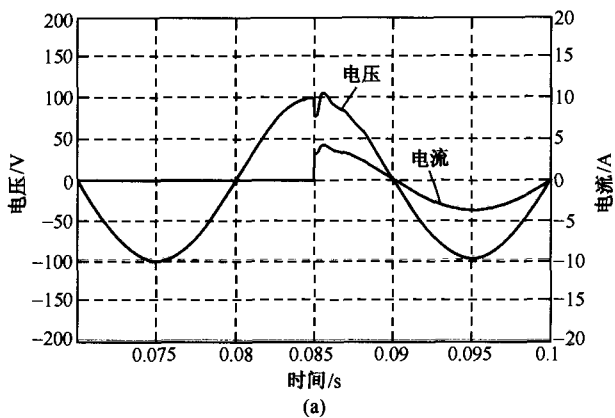


图 11 突加阻性负载仿真波形

Fig.11 Resistance load turn-on simulation

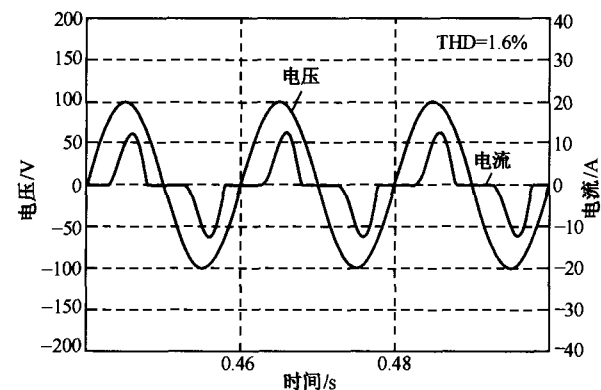


图 12 稳态整流负载仿真波形

Fig.12 Rectifier load simulation

由图 11 及图 13 可见,带积分环节的电压微分反馈补偿器有效地改善了逆变器动态性能,并且克服了单电压微分反馈补偿器突加负载的“瞬态”电压跌落问题。由图 12 及图 14 所示的稳态整流负载波形,本文提出的复合控制方案中的内、外控制环相互补充,共同改善了逆变器的动态、稳态性能。

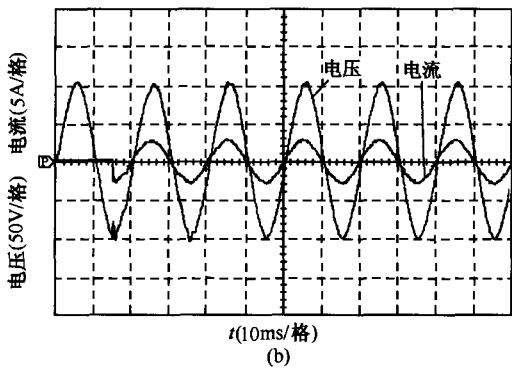
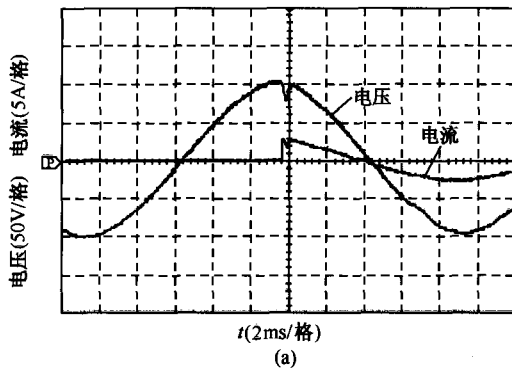


图 13 突加阻性负载实验波形

Fig.13 Resistance load turn-on experiment

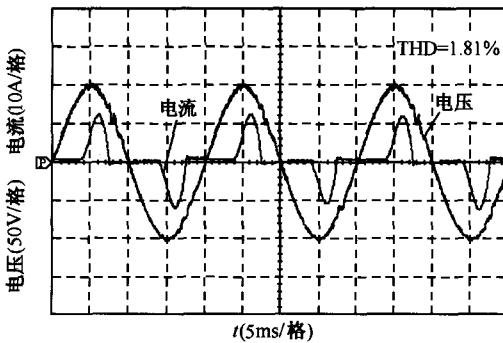


图 14 稳态整流负载实验波形

Fig.14 Rectifier load experiment

## 6 结论

本文提出的积分环节电压微分反馈补偿器与重复控制相结合的控制方案,兼有前者优良的动态特性和后者特有的高稳态精度,并且克服了采用单纯电压微分反馈时的“瞬态”电压跌落现象。理论分析、系统仿真和实验结果证明,在仅检测电压输出量的前提下,本文提出的复合控制方案能得到高质量的输出波形。

## 参考文献

[1] Francis B A, Wonham W M. The internal model

- principle for linear multivariable regulators[J]. Appl. Math. Opt, 1975, 2(2): 170-194.
- [2] Tzou Yingyu, Ou Rongshyang, Jung Shihliang, et al. High-performance programmable AC power source with low harmonic distortion using DSP based repetitive control technique[J]. IEEE Trans. Power Electronics, 1997, 12(4): 715-725.
- [3] Li Jian, Kang Yong, Chen Jian. A novel fuzzy-repetitive control scheme for inverters[C]. Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium Intelligent Control, Vancouver, Canada, 2002: 104-109.
- [4] Luo Ling, Zhou Yongpeng, Xu Jinbang, et al. Parameters self-adjusting fuzzy PI control with repetitive control algorithms for 50Hz on-line UPS controlled by DSP[C]. IECON 2004, 2004: 1487-1491.
- [5] Zhang Kai, Kang Yong, Xiong Jian, et al. Study on an inverter with pole assignment and repetitive control for UPS applications[C]. Proceedings of PIEMC 2000, 2000: 650-653.
- [6] Czarkowski D, Kazimierczuk M K. Application of state feedback with integral control to pulse-width modulated push-pull DC-DC convertor[J]. IEE Proc. Control Theory Appl, 1994, 141(2): 99-103.
- [7] Guo Yan, Wang Xiao, Lee H C, et al. Pole-placement control of voltage-regulated PWM rectifiers through real-time multiprocessing[J]. IEEE Trans. Industrial Electronics, 1994, 41(2): 224-230.
- [8] Zhang Kai, Li Peng, Kang Yong, et al. State-feedback- with-integral control plus repetitive control for UPS inverters[C]. APEC 2005, 2005: 553-559.
- [9] Cosner C, Anwar G, Tomizuka M. Plug in repetitive control for industrial robotic manipulators[C]. Proceedings of the 1990 IEEE International Conference on Robotics and Automation, 1990: 1970-1975.
- [10] Tomizuka M, Kempf C. Design of discrete time repetitive controllers with applications to mechanical systems[C]. Proceedings of IFAC 11th Triennial World Congress, Tallinn, Estonia, USSR, 1990: 243-248.
- [11] Harold L Broberg, Richard G Molyet. A new approach to phase cancellation in repetitive control[C]. IEEE- IAS'94, Denver, Co, USA, 1994: 1766-1770.

---

#### 作者简介

熊健男, 1971年生, 博士, 副教授, 主要研究方向为电力电子与电力传动。

史鹏飞男, 1980年生, 硕士, 主要研究方向为UPS数字化控制。