

# 基于 F2812 的逆变器数字控制器的建模与设计

王凤岩<sup>1</sup> 任黎立<sup>2</sup> 许建平<sup>2</sup>

(1. 中国电子科技集团公司第29研究所 成都 610036

2. 西南交通大学信息工程学院 成都 610031)

**摘要** 研究了开关电源数字控制存在的时间延迟、A/D转换的分辨率、PWM的分辨率和采样保持等问题,提出了一种考虑回路时间延迟和采样保持的逆变器精确数学模型,基于该模型设计了逆变器的控制传递函数,并对数字控制的时间延迟对控制性能的影响进行了理论分析和仿真研究,在500VA 210VDC/115V 400Hz逆变器样机上进行了实验,对控制传递函数设计的有效性进行了验证。

**关键词:** 逆变器 建模 数字控制 数字信号处理

**中图分类号:** TM464

## Modeling and Design of Digital Controller for Inverter Based on F2812

Wang Fengyan<sup>1</sup> Ren Lili<sup>2</sup> Xu Jianping<sup>2</sup>

(1. Southwest China Research Institute of Electronic Equipment Chengdu 610036 China

2. Southwest Jiaotong University Chengdu 610031 China)

**Abstract** The influence of control delay, resolution of A/D converter, resolution of PWM, and sampling and holding of digital control of switching converter are discussed. Then a more accuracy model is brought forward considering the influence of control delay and sampling and holding. Theory and simulation analysis of control time delay is carried out after the transfer function of the inverter is produced. The experiment on a 500VA 210VDC/115V 400Hz inverter prototype verified the validity of the controller's design.

**Keywords:** Inverter, modeling, digital control, DSP

## 1 引言

传统的开关电源大部分采用模拟控制芯片做为控制电路的核心器件,模拟控制存在结构复杂、一致性差、可靠性差等缺点,而数字控制不但可以解决以上问题,还具有更强的灵活性、方便通信和监控、易于采用更先进的控制策略,从而可以达到更好的控制效果。当前,随着DSP技术的进步,尤其是运算速度的成倍提高,A/D转换速度和精度亦有了很大改善,DSP完全可以实现对开关电源进行反馈控制,并且DSP成本的不断降低也使得DSP应用于开关电源的时机日益成熟,近年来已引起国内

外同行的广泛关注,一些相关器件厂商和研究机构已经展开对数字控制电源的研究<sup>[1]</sup>。从2004年起开始逐年举办数字电源研讨会(Digital Power Forum, DPF),已经得到了业界的广泛参与。

从模拟控制转到数字控制,不但需要设计者观念的改变,设计方法也需要相应进行改进。开关电源模拟控制器的设计都是基于s域进行的,数字控制则可先采用s域的设计方法,在得到s域的控制传递函数之后再通过z变换得到数字控制器的参数。该方法可以沿用传统开关电源控制器的设计方法,设计过程和结果对模拟控制器的设计具有借鉴作用,但是数字控制的时间延迟和采样保持等对环路的影响难以考虑进去,因此设计误差较大<sup>[2-3]</sup>。为了提高设计精度,本文采用直接建立被控对象——功率电路(包含采样保持和DPWM)的离散时间模

国家自然科学基金(50677056)资助项目。

收稿日期 2007-05-22 改稿日期 2008-02-28

型, 然后在该模型的基础上采用离散系统的设计方法直接设计 DC/AC 逆变电源的数字控制器, 并通过以德州仪器的 TMS320F2812 为控制核心的实验电路对设计结果进行了验证。

## 2 开关电源数字控制的主要问题

### 2.1 数字控制时间延迟的影响

开关电源的主要反馈变量就是输出电压, 控制电路需要实时对输出电压进行检测, 并根据输出电压与期望电压的偏差情况来实时调节输出的占空比, 从而实现反馈控制。而采用数字控制不可避免地会引起 A/D 转换、指令运算等时间延迟。如果数字控制器不能在一个开关周期内实现输出电压的反馈检测、并根据检测值进行运算和调整输出占空比, 不但会导致系统响应速度缓慢, 而且有可能会引起系统不稳定。因此设计中需要对时间延迟进行估算。如果总的时间延迟为  $T_d$ , 则<sup>[4]</sup>

$$H_c(s) = e^{-sT_d} \quad (1)$$

若要对实现开关频率为 75kHz (开关周期 13.3 $\mu$ s) 的逆变电源进行数字控制, 采样和计算的最大延迟为开关周期的一半, 即 6.67  $\mu$ s, 减去 200ns 的 A/D 转换时间(TMS320F2812 的单通道最快转换周期为 200ns, 流水线最快转换周期为 60ns), 还有 6.47  $\mu$ s, 而 CPU 主频是 150MHz (周期 6.67ns), 则 CPU 还有足够的时间运行 970 多条指令, 因此该 DSP 完全可以实现对开关变换器进行反馈控制。

### 2.2 A/D 转换分辨率的影响

如果 A/D 转换器的分辨率大于输出电压所允许的误差范围, 当输出电压变化超出了误差范围, A/D 转换后的数字量就可能没有变化, 从而不能识别输出电压的变化进行反馈控制。通过计算可得所需要 A/D 转换的最少位数  $n$  为<sup>[5]</sup>

$$n = \text{INT} \left[ \log_2 \frac{V_{\max}}{\Delta V_o \cdot H} \right] \quad (2)$$

式中  $V_{\max}$ ——A/D 转换器所允许的最大输入电压;

$\Delta V_o$ —— $V_o$  所允许的误差范围;

$H$ ——输出电压的检测增益。

或者 A/D 转换所需分辨率的一般表述为

A/D 转换的最低有效位 (LSB) 的等效电压  $\Delta V_q$  需满足

$$\Delta V_q \leq H \cdot \Delta V_o \quad (3)$$

对于本设计有  $\Delta V_o = 0.02 \times 115\sqrt{2}V = 3.25V$ ,  $H = V_{\text{ref}}/$

$V_o = 2/(115\sqrt{2}) = 0.0123$ ,  $V_{\max} = 3V$ , 则由式 (2) 可以求得 A/D 转换所需的最少位数为

$$n = \text{INT} \left[ \log_2 \frac{3}{3.25 \times 0.0123} \right] = 7$$

而 TMS320F2812 的 A/D 转换的位数是 12 位, 因此完全可以满足需要。在仿真时, 可以采用量化器 (Quantizer) 来实现, 量化间隔为采样的分辨率, 采样时间设为载波的周期就可以了。

### 2.3 数字 PWM (DPWM) 的分辨率的影响

由于 DPWM 的输出是由定时计数器产生, 其占空比不能够连续变化, 因此变换器可输出的电压值也是离散的, 如果我们所期望的输出电压不包含在这些离散值中, 则反馈控制会在 2 个或多个离散的值中切换, 产生振荡。在数字控制系统中这种现象称为 “limit cycle (极限环振荡)”。避免极限环振荡的必要条件是: 由占空比 LSB 引起的输出电压的变化必须小于 A/D 转换的 LSB 的等价电压。基于该条件可以求得, 则 DPWM 的分辨率  $m$  需满足<sup>[7]</sup>

$$m \geq \text{INT} \left[ n + \log_2 \frac{V_{\text{ref}}}{V_{\max} D} \right] \quad (4)$$

式中,  $V_{\text{ref}} = HV_o$  为输出电压经检测电路后输出的电压值。则对应于本设计有

$$m \geq \text{INT} \left[ 7 + \log_2 \frac{2}{3 \times 0.5} \right] = 8$$

TMS320F2812 的主频最高可达 150MHz, 逆变变换器的调制频率为 75kHz, 则计数器每周期计数为:  $T_{\text{all}} = 150 \times 10^6 / (75 \times 10^3) = 2000 > 28$ , 因此在误差允许范围内, 系统不会产生极限环振荡。

### 2.4 采样保持的影响

开关电源的 PWM 输出可以认为是保持器件, 也就是在每个开关周期内, 输出脉宽的占空比是恒定的。PWM 模块与数字控制的 A/D 转换一起实现了采样保持的功能, 并可以描述为零阶保持 (Zero Order Hold, ZOH)。开关电源数字控制由于采样保持的存在将使信号具有  $T_s/2$  的时间延后或者说  $\omega T_s/2$  的相位滞后<sup>[8]</sup>。在  $s$  域中, 采样保持可表述为如下的传递函数:

$$SH(s) = \frac{1 - e^{-sT_s}}{s} \quad (5)$$

若设计穿越频率位于开关频率 1/10 位置, 则相位裕量会减小约 18°。

通过以上分析可知, 当 A/D 转换的位数足够高, 以及 PWM 单位周期内计数的数目足够大, A/D 转换的分辨率和 PWM 的分辨率对控制的影响就会很

小，而时间延迟和采样保持的影响在目前的条件下影响较大，因此在数字控制器的建模与设计只考虑时间延迟和采样保持对控制的影响。

### 3 数字控制器的建模与设计

#### 3.1 设计要求

逆变电源的主要设计参数为

输入电压  $V_{in}=210V$ ;

输出电压  $V_o=115V$ ;

输出频率  $f=400Hz$ ;

输出功率  $P=500W$ 。

根据以上要求，功率级采用传统全桥逆变拓扑，主要滤波参数为

滤波电容  $C=1000\mu F$ ;

滤波电感  $L=1.2mH$ 。

#### 3.2 数字控制器的建模

开关电源模拟控制器的设计都是基于  $s$  域进行的，在数字控制中仍然可以采用  $s$  域的设计方法，在得到  $s$  域的控制函数之后再行  $z$  变换得到数字控制器的参数，如图 1 所示。

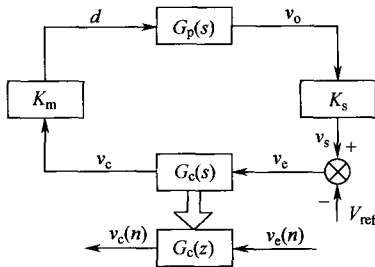


图 1 开关电源  $s$  域模型

$G_p(s)$ —变换器功率级传递函数  $K_s$ —反馈检测比例系数

$K_m$ —PWM 调制比例系数  $G_c(s)$ —设计的控制传递函数

Fig.1  $s$  domain model of switching mode power supply

该方法虽然设计简便，但是前面分析的数字控制的时间延迟和采样保持的影响难以考虑进去，因此采用直接数字建模的方法建立系统的数学模型。DC/AC 变换器的系统模型框图可以表示为图 2 所示的形式，其各个部分的含义如下：

$G_p(s)$ ——功率级的连续域模型；

$K_c$ ——传感器的检测比例，包括 A/D 转换的增益；

$H_c$ ——控制器的计算延迟，包括 A/D 转换的转换时间引起的延迟；

ZOH——DPWM 的零阶采样保持；

$G_c(z)$ ——需要设计的控制器。

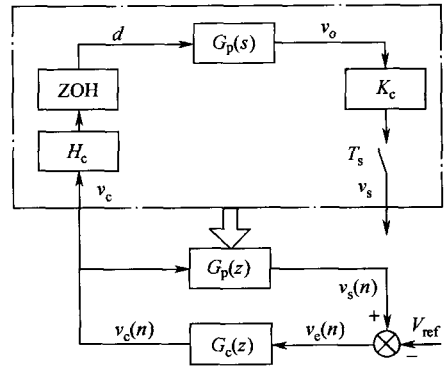


图 2 数字控制的  $z$  域设计

Fig.2 Digital control design in  $z$  domain

该建模方法与图 1 的最大区别在于，设计中考虑了零阶采样保持 ZOH 和控制中的时间延迟  $H_c$  的影响，将它们与变换器的功率级模型  $G_p(s)$  一并进行  $z$  变换，得到离散域模型  $G_p(z)$  然后再在离散域进行设计，求得控制器的传递函数  $G_c(z)$ 。这样得到的模型会更精准。

在连续域中时间延迟和采样保持的传递函数分别如式 (1) 和式 (5) 所示，则图 2 所示的功率级模型可按式 (6) 进行离散化

$$G_p(z) = Z \left\{ \frac{1 - e^{-sT_s}}{s} \cdot H_c(s) G_p(s) K_c \right\} \quad (6)$$

可以利用 Matlab 实现上式的变换。一旦得到了功率级的离散域模型  $G_p(z)$  就可以采用离散域的设计方法设计控制器  $G_c(z)$  了。

#### 3.3 数字控制器的设计与仿真

参照文献[9]可以求得 DC/AC 的功率级连续域模型  $G_p(s)$  为

$$G_p(s) = \frac{813.88(s+1.14 \times 10^7)}{(s^2+1722s+4.55 \times 10^7)} \quad (7)$$

若不考虑数字控制中的时间延迟，即  $T_d=0$ ，利用式 (6) 可得

$$G_{p1}(z) = \frac{0.41(z+0.97)}{(z-1)(z-0.97)} \quad (8)$$

利用 Matlab 的“SISOTOOL”工具采用滞后超前的校正方法，经过零极点设计可得校正传递函数为

$$G_{c1}(z) = \frac{0.49(z-0.94)(z-0.89)}{(z-1)(z-0.075)} \quad (9)$$

对应的开环传递函数博德图为图 3，由图可知，相位裕量为  $44.2^\circ$ ，穿越频率为  $3.19 \times 10^4 \text{ rad/s}$  (即  $5.08 \text{ kHz}$ )，相应的阶跃响应曲线如图 4 所示。主要瞬态指标如下：

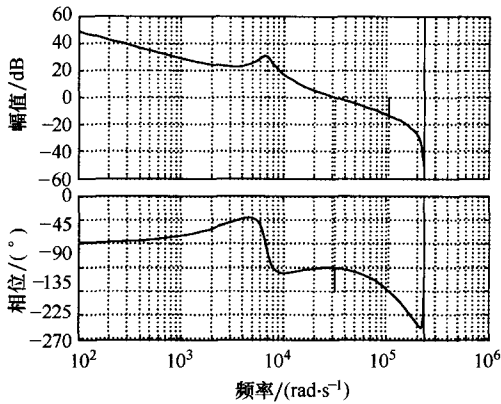


图 3 逆变电源开环博德图 ( $G_{p1} * G_{c1}$ )

Fig.3 Openloop Bode diagram of the inverter ( $G_{p1} * G_{c1}$ )

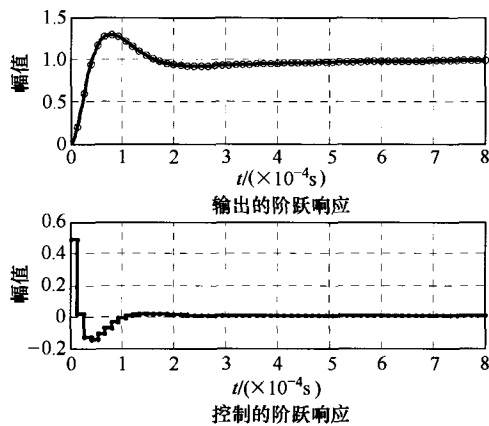


图 4 逆变电源的阶跃响应波形 ( $G_{p1} * G_{c1}$ )

Fig.4 Step response waveforms of the inverter( $G_{p1} * G_{c1}$ )

超调  $M_p=29.3\%$ , 上升时间  $t_r=29\mu s$ , 调整时间  $t_s=0.63ms$ .

若考虑数字控制中存在的延迟, 有  $T_d=0.5T_s$ , 则

$$G_{p2}(z) = \frac{0.105(z+5.63)(z+0.17)}{z(z-1)(z-0.97)} \quad (10)$$

仍采用式 (9) 进行补偿控制, 则经过分析可知此时相位裕量变为  $32^\circ$ , 如图 5 和图 6 所示, 相应的

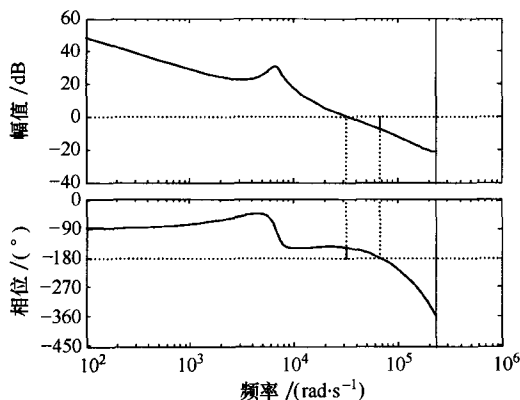


图 5 逆变电源的波特图 ( $G_{p2} * G_{c1}$ )

Fig.5 Bode diagram of the inverter ( $G_{p2} * G_{c1}$ )

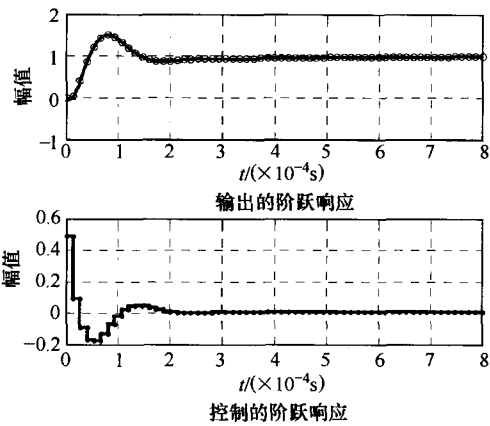


图 6 逆变电源的闭环阶跃响应 ( $G_{p2} * G_{c1}$ )

Fig.6 Closesloop step response waveforms of the inverter ( $G_{p2} * G_{c1}$ )

$M_p=50.0\%$ ,  $t_r$  和  $t_s$  变化比较小。显然超调的值太大, 需要对控制器重新进行设计, 根据新的功率级传递函数  $G_{p2}(z)$  重新设计控制器, 得到新的控制传递函数如下:

$$G_{c2}(z) = \frac{0.32(z-0.98)(z-0.90)}{(z-1)(z-0.075)} \quad (11)$$

对应的波特图和阶跃响应分别如图 7 和图 8 所示。由图可以看出相位裕量达到了  $45.9^\circ$ , 但是同时带宽也变窄了, 截止频率为  $2.29 \times 10^4 rad/s$  (即  $3.65kHz$ ) 比原来降低了  $1.4kHz$ 。相应的阶跃响应指标如下:

$M_p=19.3\%$ ,  $t_r=41.9\mu s$ ,  $t_s=2.3ms$ 。

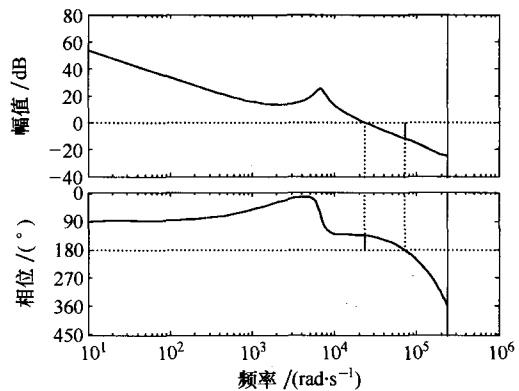
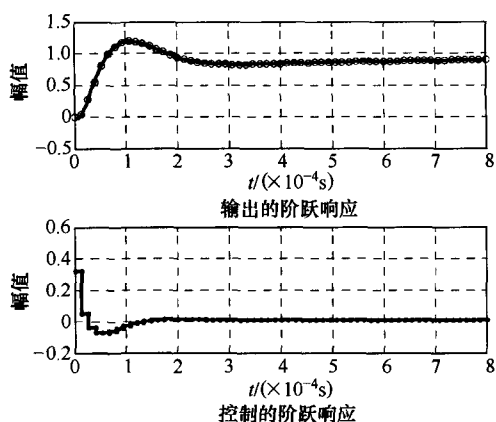


图 7 逆变电源的波特图 ( $G_{p2} * G_{c2}$ )

Fig.7 Bode diagram of the inverter ( $G_{p2} * G_{c2}$ )

为了降低超调 (得到高的相位裕量), 牺牲了较大的低频增益, 因此虽然大大减小了超调, 同时也延长了调整时间。

为了进一步验证设计的有效性, 利用 Matlab 对设计的逆变电路进行时域仿真, 控制电路分别采用上面设计的补偿电路  $G_{c1}$  和  $G_{c2}$ , 对这两种不同控制

图8 逆变电源的闭环阶跃响应 ( $G_{p2} * G_{c2}$ )Fig.8 Close-loop step response waveforms of the inverter ( $G_{p2} * G_{c2}$ )

方法的差值电压(将施加了扰动的输出电压减去没有施加扰动正常情况下正弦输出电压)进行比较,仿真结果如图9所示,在1.5ms处增大负载施加扰动,可以看出采用 $G_{c1}$ 补偿的超调大于采用 $G_{c2}$ 补偿的超调,这与前面分析的完全一致。同时由于在400Hz处补偿的增益是有限的,输出电压存在稳态误差,因此在负载发生变化后,输出电压的幅值发生了变化。表现在图9的瞬态过程结束后,电压有稳定400Hz的波动,但这种波动是满足误差要求的。同时采用 $G_{c2}$ 补偿的波动幅值大于采用 $G_{c1}$ 补偿的控制,这是由于 $G_{c2}$ 的低频增益低于 $G_{c1}$ 的低频增益造成的。

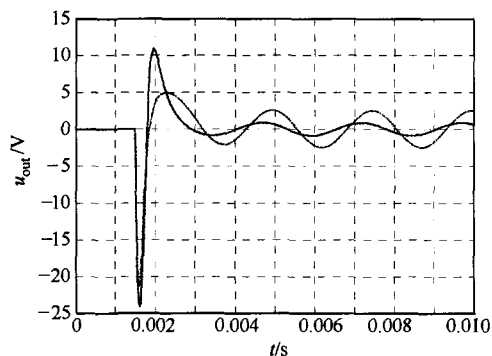


图9 两种补偿电路下输出电压瞬态响应波形比较

Fig.9 Output voltage transient response waveforms comparison with two compensating parameters

#### 4 实验结果

根据上述的电路参数制作实验样机,控制器采用TMS320F2812,其主频150MHz,集成了转换时间达60ns的12位高速A/D转换器以及功能强大的事件管理器(对PWM输出进行管理),易于实现对

75kHz开关频率的控制。

分别采用控制器参数 $G_{c1}$ 和 $G_{c2}$ 对逆变主电路进行反馈控制,并施以相同的负载冲击,其瞬态响应波形如图10所示,图中 $I_{oa}$ 为负载突变后输出电流的变化量。其中图10a为采用 $G_{c1}$ 控制下的响应波形,图10b为采用 $G_{c2}$ 控制下的响应波形,通过比较可以看出采用 $G_{c2}$ 控制的输出电压的波动幅度明显小于采用 $G_{c1}$ 控制的响应波形。另外通过测量可知采用 $G_{c2}$ 控制的稳态输出电压值要低于采用 $G_{c1}$ 控制的有效值,这一结果与前面仿真结果完全一致。从而验证了模型中考虑了时间延迟的控制器可以达到更理想的动态响应特性。

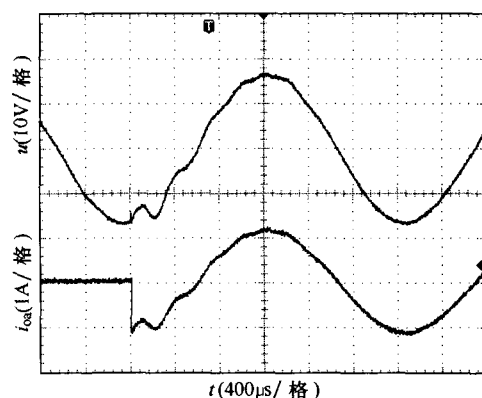
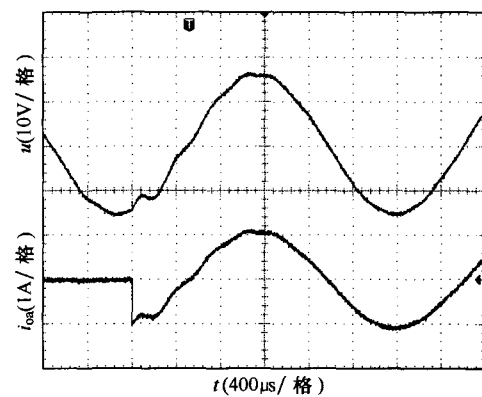
(a) 采用 $G_{c1}$ 控制(b) 采用 $G_{c2}$ 控制

图10 负载瞬态响应实验波形

Fig.10 Experiment waveforms of load transient responses

#### 5 结论

本文研究了开关电源数字控制方法中存在的问题,并采用新的方法从z域建立了逆变器的模型。该方法考虑了控制中的时间延迟和采样保持等对控制回路的影响,同时借助于Matlab对该控制器进行设计,时域仿真和实验结果表明采用该方法设计的控制器具有更好的稳定性和瞬态响应特性。

## 参考文献

- [1] Benjamin J Patella, Aleksandar Prodic, Art Zirger, et al. High frequency digital PWM controller IC for DC-DC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(1): 438-446.
- [2] Lü Zhengyu, Qian Zhaoming, Zeng Yong, et al. Reduction of digital PWM limit ring with novel control algorithm[C]. IEEE Applied Power Electronics Conference, 2001: 521-524.
- [3] Jaber A Abu-Qahouq, Wen Yangyang, Yao Liangbin. Digital controller for an isolated half-bridge DC-DC converter[C]. IEEE Applied Power Electronics Conference, 2005: 1217-1223.
- [4] Martin T W, Ang S S. Digital control for switching converters[C]. IEEE Symposium on Industrial Electronics, 1995: 480-484.
- [5] Franklin G F, Powell J D. Digital control of dynamic systems[M]. 3rd ed. Beijing: Tsinghua University Press, 2001.
- [6] Guo Liping, John Y Hung, Nelms R M. Digital controller design for buck and boost converters using root locus techniques[C]. IEEE Symposium on Industrial Electronics, 2003: 1864-1869.
- [7] Zdravko Lukić, Wang Kun, Aleksandar Prodić. High-frequency digital controller for DC-DC converters based on multi-bit Sigma-Delta pulse width modulation[C]. IEEE Applied Power Electronics Conference, 2005: 35-40.
- [8] Aleksandar Prodic, Dragan Maksimovic, Robert W Erickson. Design and implementation of a digital PWM controller for a high-frequency switching DC-DC power converter[C]. The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2001: 893-898.
- [9] Robert W Erickson, Dragan Maksimovic. Fundamentals of power electronics[M]. 2nd ed. Secaucus NJ: Kluwer Academic Publishers Group, 2000.

## 作者简介

王凤岩 男, 1975 年生, 博士, 研究方向为高频开关电源拓扑结构和控制方法。

任黎立 女, 1980 年生, 硕士, 研究方向为电子信息技术。

(上接第 93 页)

- Fei Wanmin, Lü Zhengyu, Yao Wenxi. Research on selected harmonic elimination PWM technique applicable to three-level voltage inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(9): 11-15.
- [11] 费万民, 阮新波, 张艳莉, 等. 多电平逆变器 SHEPWM 方法的初值问题研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(13): 87-92.
- Fei Wanmin, Ruan Xinbo, Zhang Yanli, et al. Research on the initial values of SHEPWM method for multilevel voltage inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(13): 87-92.
- [12] Sun Jian, Beineke S, Grotstollen H. Optimal PWM based on real-time solution of harmonic elimination equations[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1996, 11(4): 612-621.
- [13] Sun Jian, Grotstollen H. Solving nonlinear equations for selective harmonic eliminated PWM using predicted initial values[C]. Proceedings of the 1992 International Conference on Power Electronics and Motion Control, 1992, 1: 259-264.

## 作者简介

费万民 男, 1965 年生, 博士, 教授, 研究方向为电力电子技术及其应用。

张艳莉 女, 1970 年生, 博士研究生, 副教授, 研究方向为测量与仪器、热能工程等。