

# 基于预测电流控制的三相高功率 因数 PWM 整流器研究

方宇<sup>1</sup>, 裘迅<sup>2</sup>, 邢岩<sup>1</sup>, 胡育文<sup>1</sup>

(1. 南京航空航天大学航空电源重点实验室, 江苏省南京市 210016;

2. 苏州市职业大学, 江苏省苏州市 215104)

## Research on Three-phase High Power Factor Correction Based on Predictive Digital Current Controller

FANG Yu<sup>1</sup>, QIU Xun<sup>2</sup>, XING Yan<sup>1</sup>, HU Yu-wen<sup>1</sup>

(1. Nanjing University of Aeronautics and astronautics, Nanjing 210016, Jiangsu Province, China;

2. Suzhou Vocational University, Suzhou 215104, Jiangsu Province, China)

**ABSTRACT:** Predictive digital current control is proposed in three-phase PWM rectifier application. Design of the current-control loop is simplified and less memory and interrupt resource in DSP TMS320F240 needed. Associated with the Pre-decomposition-Matrix method, the total control algorithm can be implemented with only one timing underflow interruption service. Based on this, higher switching frequency is wined. The predictive current control helps greatly to voltage regulation with the input current keeping in phase with input voltage. And high power factor is achieved as a result. Experimental results are given to verify the proposed analysis and design at the end of the paper.

**KEY WORDS:** power converter; control; power factor correction; space vector pulse width modulation

**摘要:** 在三相功率因数校正中提出了预测电流数字控制器, 它可以简捷地实现电流内环, 相应地减少 TMS320F240 程序所占用的资源。结合预分解矩阵算法, 使得整个控制程序只用一个定时器下溢中断资源就完成了所有算法, 从而得以实现较高的开关频率。采用的预测电流数字控制器实现了输入电流的闭环控制, 三相输入电流能跟踪输入电压相位, 三相电压型 PWM 整流器实现了高功率因数。PWM 整流器的电压环采用 PI 调节器, 获得了恒定的输出电压。实验结果验证了分析设计的可行性和有效性。

**关键词:** 变换器; 控制; 功率因数校正; 空间矢量脉宽调制

## 0 引言

三相电压型 PWM 整流器拓扑不仅可采用各种

合适的控制策略, 而且可以实现能量的双向流动, 加入简单的输入滤波器就可以实现较低的电磁干扰。而 SVPWM 技术应用于三相 PFC, 可以改善开关管的电压应力<sup>[1-11]</sup>。

三相功率因数校正电路, 一般都采用电流电压双环控制, 电流内环按采样电流与否分 2 种: 一种是直接电流控制, 另一种是间接电流控制。间接电流受参数的影响较大, 直接电流控制响应速度快, 稳定性好。在 DSP 中要实现双环控制, 电压环与电流环在速度上必须进行配合, 电压环要比电流环慢得多。常用算法是电压和电流环都采用 PI 调节, 且电流环采用直接电流控制, 采用 2 个定时器中断源: 一个用作电流环 PI 调节, Clarke 算法及电压空间矢量算法; 而另一个中断源则用于电压调节算法, 这样可以确保有较高的开关频率。传统的空间矢量扇区的识别是用相角判别的, 这就需要用外部中断来实现相位的同步。可见, 要实现三相功率因数的校正, 传统方法要用到 3 个中断源, 并且需要大量的资源来存放正余弦表值, 占用 DSP 资源较多, 不利于系统集成。本文提出一种基于预测电流控制的三相功率因数校正的数字电流控制器, 它可减少程序占用的 DSP 资源, 结合所提出的预分解矩阵快速算法<sup>[12]</sup>, 仅用一个下溢中断服务子程序就可实现电压调节器、电流控制器、空间矢量算法, 并且省去了正余弦查表, 节省了大量的 DSP 资源。

基金项目: 江苏省高校自然科学研究计划项目(05KJD470200)。

## 1 电压型 PWM 整流器的建模

### 1.1 ABC 静止坐标系下的低频数学模型

三相电压型 PWM 整流器主电路如图 1 所示。

设电网电压为

$$\begin{cases} U_{sa} = E_m \cos(\omega t) \\ U_{sb} = E_m \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ U_{sc} = E_m \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (1)$$

设整流器输入电流基波为

$$\begin{cases} i_{sa} = I_m \cos(\omega t - f) \\ i_{sb} = I_m \cos(\omega t - f - 2\pi/3) \\ i_{sc} = I_m \cos(\omega t - f + 2\pi/3) \end{cases} \quad (2)$$

设整流器调制信号电压为

$$\begin{cases} u_{ca} = m \cos(\omega t - d) \\ u_{cb} = m \cos(\omega t - d - 2\pi/3) \\ u_{cc} = m \cos(\omega t - d + 2\pi/3) \end{cases} \quad (3)$$

式中  $m$  为调制比,  $0 < m < 1$ 。整流器输入电压和控制电压的关系为

$$u_{rk} = \frac{u_{dc}}{2} u_{ck} \quad (k=a,b,c) \quad (4)$$

$$p_{in} = u_{ra} i_{sa} + u_{rb} i_{sb} + u_{rc} i_{sc} \quad (5)$$

将式(2)~(4)代入式(5)可得

$$p_{in} = \frac{3}{2} u_{dc} m I_m \cos(d - f) \quad (6)$$

整流器瞬时输出功率为

$$p_{out} = u_{dc} i_o \quad (7)$$

不计整流器输入电感的等效电阻, 整流桥为无损网络, 据瞬时功率守恒定理, 整流器的瞬时输入功率等于瞬时输出功率。令式(6)和式(7)相等可得整流器输出电流为

$$i_o = \frac{3}{2} m I_m \cos(d - f) \quad (8)$$

从上面的分析可得三相 PWM 整流器低频等效电路见图 2(a)。图中,  $O$  为电网中点;  $G$  为输出滤波电容中点;  $U_s$  为电网电压;  $U_r$  为整流器输入电压;  $i_s$  为输入电流;  $R_s$  为等效输入电阻;  $U_{dc}$  为整流器输出直流电压。图 2(b)是 A 相有关电量的相量图。不计高次谐波, 整流器输入电压  $U_r$  为工频正弦波。当输入电网电压和整流器三相控制电压对称时, 电网中点  $O$  和电容中点  $G$  的电位相等, 三相电路相互独立。

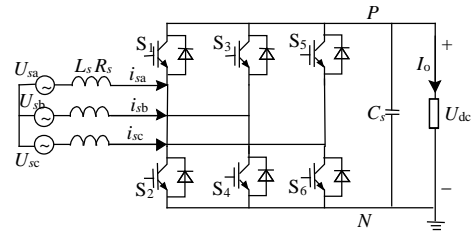


图 1 三相电压型 PWM 整流器电路拓扑  
Fig. 1 The topology of three-phase voltage source PWM rectifier

整流器直流侧方程又可表示为

$$i_o = c \frac{d u_{dc}}{dt} + \frac{u_{dc}}{R} \quad (9)$$

由式(8)、(9)得

$$c_s \frac{d u_{dc}}{dt} + \frac{u_{dc}}{R} = \frac{3}{2} m I_m \cos(d - f) \quad (10)$$

令式(10)中  $d u_{dc} / dt = 0$ , 得稳态输出电压

$$U_{dc} = \frac{3}{2} m I_m \cos(d - f) \quad (11)$$

据图 2 所示的整流器等效电路, PWM 整流器交流侧的低频方程为

$$\begin{bmatrix} L_s di_{sa} / dt \\ L_s di_{sb} / dt \\ L_s di_{sc} / dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 \\ 0 & 0 & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} - \frac{u_{dc}}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ca} \\ u_{cb} \\ u_{cc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} \quad (12)$$

### 1.2 两相 $a-b$ 静止坐标系下的低频数学模型

通过坐标变换将三相静止坐标变换到两相  $a-b$  静止坐标系下, 可以简化系统描述和分析。三相静止坐标到两相静止坐标系的 Clarke 变换矩阵为

$$T_{abc/ab} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (13)$$

逆变换矩阵为

$$T_{ab/abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (14)$$

由式(4)、(12)~(14)联立得 PWM 整流器在  $a-b$  静止坐标系下的状态方程

$$\begin{bmatrix} L_s di_a / dt \\ L_s di_b / dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & 0 \\ 0 & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ra} \\ u_{rb} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \end{bmatrix} \quad (15)$$

这就是  $a$ - $b$  静止坐标系下的状态方程。

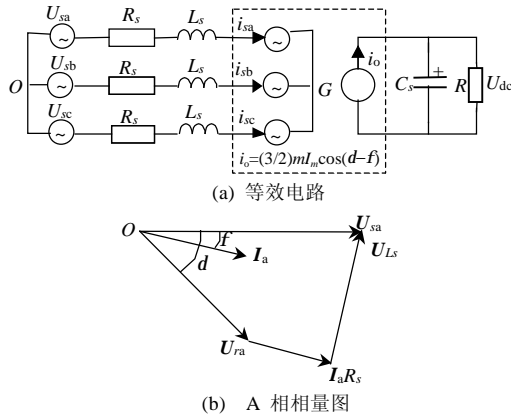


图 2 三相 PWM 整流器低频等效电路及相量图

Fig. 2 The equivalent circuit of 3-phase PWM rectifier and vectors diagram

## 2 控制器模型

### 2.1 控制框图

图 3 是三相 HPF PWM 整流器控制原理图。

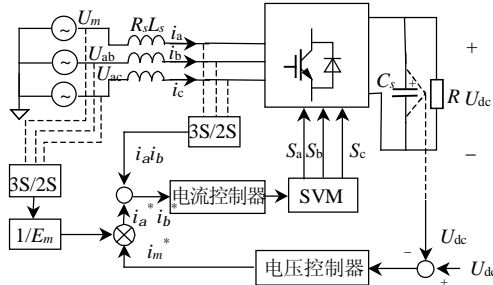


图 3 三相 HPF 整流器控制原理图

Fig. 3 The control schematic diagram of three-phase rectifier

电压闭环控制系统的控制量是三相输入电流的幅值给定值  $i_m^*$ ，被控制量是输出量  $u_{dc}$ 。稳态时， $i_m^*$  为恒定值  $I_m^*$ ， $u_{dc}$  为恒定值  $U_{dc}$ 。 $\hat{i}_m^*$ 、 $\hat{u}_{dc}$  分别是  $i_m^*$ 、 $u_{dc}$  在稳态工作点处的小扰动量。 $\hat{u}_{dc}^*$  是输出电压的波动值。

图 4 中， $G(s)$  是三相高功率因数整流器控制到输出的传递函数， $G_c(s)$  是电压控制器。

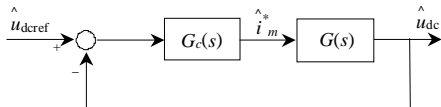


图 4 系统闭环控制框图

Fig. 4 The closed loop control block diagram

### 2.2 预测电流控制器原理

将三相 PWM 整流器在  $a$ - $b$  静止坐标系下的状态方程式(15)变形，可得控制电压为

$$\begin{bmatrix} u_{Rfa} \\ u_{Rfb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & 0 \\ 0 & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} -$$

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_s di_a / dt \\ L_s di_b / dt \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \end{bmatrix} \quad (16)$$

对式(16)进行离散化得

$$\begin{bmatrix} u_{Rfa}(k) \\ u_{Rfb}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & 0 \\ 0 & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(k) \\ i_b(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_s [i_a^*(k+1) - i_a(k)] / T_s \\ L_s [i_b^*(k+1) - i_b(k)] / T_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a(k) \\ u_b(k) \end{bmatrix} \quad (17)$$

式中  $i_a^*(k+1)$ ， $i_b^*(k+1)$  分别指第  $k+1$  次采样周期时的输入电流的采样值，这里分别用给定值来代替，这就是预测电流控制原理，定义实现电流预测控制的算法功能程序为预测电流数字控制器。

由式(17)可以看出  $a$ 、 $b$  分量方程是解耦的，因此易于控制。本控制系统电压外环采用 PI 调节器，其输出得到三相参考电流幅值基准  $i^*$ ， $i^*$  与电网输入交流电压相位信号相乘后得到参考电流信号  $i_{sk}^*$ ， $i_{sk}^*$  再经坐标变换式(13)运算得到两相  $a$ - $b$  静止坐标系下的电流给定值  $i_a^*(k+1)$ ， $i_b^*(k+1)$ ，只要在该开关周期实现了式(17)，就实现了电流无差拍控制，即预测电流算法可以实现电流无差拍控制。

### 2.3 分解矩阵法确定开关通断时间

空间矢量是抑制谐波效果较好的一种调制方法，在 DSP 中如何计算得到各矢量的作用时间是关键。图 5 是电压空间矢量图。

通常由  $\tan\alpha$  确定  $U_{Rf}$  在空间矢量图上的角度，再经过反正切、正弦函数求出矢量的作用时间  $T_1$ 、 $T_2$ 。这要涉及到非线性运算，这对于定点运算的 DSP 或单片机来说，难以得到令人满意的实时响应速度及运算精度，而采用查表计算又会占用大量的内存，限定了空间矢量的有效应用。采用预分解矩阵法，能有效地将空间矢量的运算转化为线性的运算，不需要查表，节省了大量的 DSP 资源<sup>[12]</sup>。

表 1 给出了 6 个有效工作矢量在  $a$ - $b$  静止坐标系下的坐标。 $U_x$  的横坐标即为  $a$ - $b$  坐标下  $a$  轴上的分量  $U_{xa}$ ， $U_x$  的纵坐标即为  $a$ - $b$  坐标下  $b$  轴上的分量  $U_{xb}$ 。所谓矩阵分解法实为用两种工作矢量的  $a$ 、 $b$  轴的分量各自合成  $U_{Rf}$  在  $a$ 、 $b$  轴上的分量，从而确定工作矢量的作用时间。下面阐述这一算法原理。

在一个 PWM 周期  $T_s$  内，有下式成立：

$$\frac{1}{T_s} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} U_{Rf}(t) dt = \frac{1}{T_s} (T_1 U_x + T_2 U_{x\pm 60}) \quad (18)$$

因 PWM 频率远大于工频( $U_{Rf}$ 的频率), 故可认为在一个 PWM 周期内  $U_{Rf}$  大小近似不变, 于是得到式(19), 这是一个关键方程。

$$U_{Rf} = \frac{1}{T_s}(T_1 U_x + T_2 U_{x\pm 60}) \quad (19)$$

这里的  $U_{Rf}$  是以  $U_{dc}$  作了归一化。在  $a-b$  静止坐标系下(19)式可写成

$$\begin{bmatrix} U_{Rfa} \\ U_{Rfb} \end{bmatrix} = \frac{1}{T_s} \left( T_1 \begin{bmatrix} U_{xa} \\ U_{xb} \end{bmatrix} + T_2 \begin{bmatrix} U_{x\pm 60a} \\ U_{x\pm 60b} \end{bmatrix} \right) \quad (20)$$

于是

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \end{bmatrix} = T_s \begin{bmatrix} U_{xa} & U_{x\pm 60a} \\ U_{xb} & U_{x\pm 60b} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} U_{Rfa} \\ U_{Rfb} \end{bmatrix} \quad (21)$$

根据式(21)可计算出相应开关管的工作时间。

令  $D_{eco} = \begin{bmatrix} U_{xa} & U_{x\pm 60a} \\ U_{xb} & U_{x\pm 60b} \end{bmatrix}^{-1}$

$D_{eco}$  即为分解矩阵, 对应每一扇区都有一个固定的分解矩阵, 如果将这 6 个分解矩阵以表格的方式写进 DSP 程序中, 则可以根据  $U_{Rf}$  所在的扇区查表可得到相应的  $D_{eco}$ , 然后利用 DSP 的计算能力, 得到相应工作矢量的作用时间  $T_1$ 、 $T_2$ , 当然由  $T_s - T_1 - T_2$  可得到零矢量作用时间  $T_0$ 。这样再如图 6(a)、(b)发出开关信号。

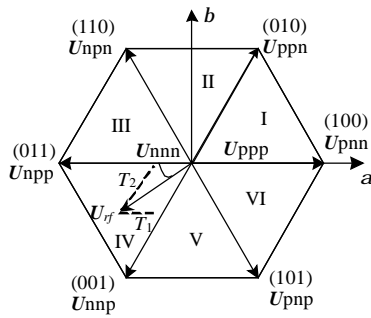


图 5 电压空间矢量

表 1 基本矢量的开关状态及 a-b 坐标

Tab. 1 Switching States and their a-b coordinates

$U_x$	$S_a$	$S_b$	$S_c$	a-b坐标
$U_{pnn}$	1	0	0	$(\sqrt{2}/3, 0)$
$U_{ppn}$	1	1	0	$(1/\sqrt{6}, 1/\sqrt{2})$
$U_{npn}$	0	1	0	$(-1/\sqrt{6}, 1/\sqrt{2})$
$U_{npp}$	0	1	1	$(-\sqrt{2}/3, 0)$
$U_{nnp}$	0	0	1	$(-1/\sqrt{6}, -1/\sqrt{2})$
$U_{pnp}$	1	0	1	$(1/\sqrt{6}, -1/\sqrt{2})$

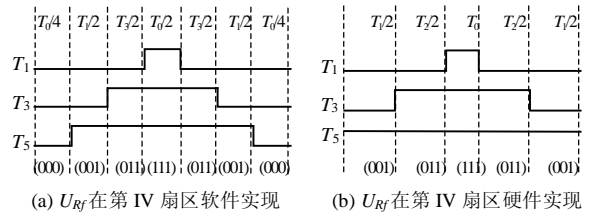


图 6 SVM 实现方法

Fig.6 Implementaion of SVM

将本文提出的预测电流控制器算法与预分解矩阵法有机地结合在一起, 可以提高 DSP 程序的运行效率, 获得较高的开关频率, 从而增加功率密度。

### 2.4 电压调节器的设计

由 2.2 的分析知预测电流控制器可以实现电流的无差拍调节, 也就是理论上可以实现电流相位完全跟踪输入电压相位的, 在此基础上可以得到三相高功率因数校正的电流内环模型, 式(22)就是三相电压型 HPF PWM 整流器电压开环的控制到输出的传递函数。

$$G(S) = \frac{\hat{u}_{dc}(s)}{\hat{i}_m} = K \frac{1 - T_z S}{1 + T_p S} \quad (22)$$

式中  $\begin{cases} T_p = 0.5RC_s \\ T_z = L_s I_m / E_m = L_s / R_s \\ K = 3RE_m / 4U_{dc} \end{cases} \quad (23)$

其中  $R_s$  是整流器的等效输入电阻。

从式(23)中可以看到  $G(S)$  中有一个 RHP 平面零点  $1/T_z$ , 一般情况下这个零点是不可忽略的, 因此三相电压型高功率因数 PWM 整流器属于非最小相位系统。

对于三相 HPF Boost PWM 整流器电压控制器的设计可按照式(24)设计。

$$G_c(s) = Q(s) / G(s) = \frac{m(1 + T_p S)}{KT_z S(1 + T_z S)} \quad (24)$$

为了保证电压控制环的带宽远低于电流跟踪控制环的带宽, 以实现电流的完全跟踪, 通常电压控制环的开环带宽一般小于开关频率的  $1/5^{[13]}$ 。这里取电压控制环带宽为  $160\text{rad/s}$ , 由(24)式知带宽等于  $m/T_z$ , 故得  $m=0.16$ 。在本样机中, 选取输出滤波电容较大, 且变换器功率容量较小, 故  $T_z \gg T_p$ , 这样就可以忽略  $T_z$ , 以简化电压控制器的设计。

忽略了  $T_z$  后的电压控制器传递函数为

$$Gc(s) = 0.16(1 + T_p S) / KT_z S \quad (25)$$

这是典型的 PI 调节器。可见, 三相 HPF PWM 整流电路的电压环是可以按 PI 调节器来设计。由(25)



式可写出 PI 调节器中的 P、I 参数为

$$\begin{cases} K_p = 0.16T_p / KT_z \\ K_i = 0.16 / KT_z \end{cases} \quad (26)$$

### 3 实验结果与分析

实验样机:  $R_s=0.002\Omega$ ;  $L_s=7.8\text{mH}$ ;  $C_s=2200\mu\text{F}$ ; 输入电压相电压幅值  $E_m=50\sqrt{2}\text{V}$ ; 输出电压  $U_{dc}=150\text{V}$ ; 输出功率  $P_o=1\text{kW}$ ; 开关频率  $f_s=10\text{kHz}$ 。主功率开关管选 IRFP264, 输出电压采用 A788J 线性光耦隔离采样。采用 TMS320F240 数字信号处理器, 在定时器 1 下溢中断服务子程序中完成 Clarke 变换, 电压 PI 调节算法, 电流预测控制及 SVPWM 波调制。图 7 是稳态时的输入电压电流波形, 实验结果表明文中提出的电流环采用预测电流控制方案, 在减少占用 DSP 资源的同时, 实现了三相电压型 PWM 整流器的高功率因数校正。

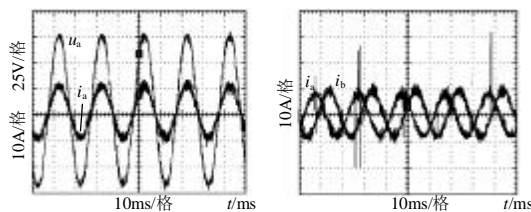


图 7 稳态电流电压波形

Fig. 7 The voltage and current waveforms in steady state

### 4 结论

本文提出在三相 PFC 数字控制中引入预测电流控制器, 实现输入电流的快速跟踪, 并且可减少电流调节这一环节的程序数量, 它与作者在文献[12]中提出的预分解矩阵方法共同作用, 节省了 DSP 的资源, 使得三相 PFC 的全数字控制实现了高开关频率调制, 这对减少 THD, 增加功率密度意义重大。

### 参考文献

- [1] Yamamoto K, Shinohara K. Comparison between space vector modulation and subharmonic methods for current harmonics of DSP-based permanent-magnet[J]. AC servo motor drive system. IEEE Proc. Electr. Power Appl., 1996, 143(2): 151-156.
- [2] Silva J. Fernando, Martins J F. Space vector alfa beta current regulator for sliding mode controlled unity power factor PWM rectifiers [C]. IECON recordings, Germany, 1998, 3: 1877-1882.
- [3] Lee H D, Lee G M. A novel over-modulation technique for Space-Vector PWM inverters[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1998, 13(6): 1144-1151.
- [4] Lee H D, Lee H D, Son Y C, et al. A new space vector pulse width modulation strategy for reducing ground to stator-neutral voltage in inverter-fed AC motor drives[C]. In proc. IEEE-APEC Conf, New

- Orleans, Louisiana, 2000: 918-923.
- [5] Zhou and D Wang. Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: A comprehensive analysis[J]. IEEE Trans. on Ind. Electronics, 2002, 49(1): 186-196.
- [6] 屈克庆, 陈国呈, 孙承波, 等. 一种三相软开关 PWM 变流器电流极性检测与电流补偿方法[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(15): 46-50.  
Qu Keqing, Chen Guocheng, Sun Chengbo, et al. A current polarity and current compensation strategy for a three-phase soft-switching-PWM converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(15): 46-50(in Chinese).
- [7] 张兴, 李建强, 张崇巍, 等. 基于内模控制的三相电压型 PWM 整流器不平衡控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(13): 51-56  
Zhang Xing, Ji Jianqiang, Zhang Chongwei, et al. Study of internal model control based three-phase PWM rectifier under unbalanced input voltage condition[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(13): 51-56(in Chinese).
- [8] 邓卫华, 张波, 丘东元, 等. 三相电压型 PWM 整流器状态反馈精确线性化解耦控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 32(6): 10-17.  
Deng Weihua, Zhang Bo, Qiu Dongyuan, et al. The research of decoupled state variable feedback linearization control method of three-phase voltage source PWM rectifier[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 32(6): 10-17(in Chinese).
- [9] 王英, 张纯江, 陈辉明. 三相 PWM 整流器新型相位幅值控制数学模型及其控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(11): 85-89.  
Wang Ying, Zhang Chunjiang, Chen Huiming. A new phase and amplitude control strategy and mathematics method of three-phase voltage rectifier[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(11): 85-89(in Chinese).
- [10] 张纯江, 顾和荣, 王宝诚, 等. 基于新型相位幅值控制的三相 PWM 整流器数学模型[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(7): 28-31.  
Zhang Chunjiang, Gu Herong, Wang Baocheng, et al. Mathematical model of three-phase PWM rectifier based on a novel phase and amplitude control[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(7): 28-31(in Chinese).
- [11] Chilakapati N, Ramsden V S, Ramaswamy V. Performance evaluation of doubly-fed twin stator induction machine drive with voltage and current space vector control schemes[J]. IEEE Proc. Electr. Power Appl., Electric Power Applications, 2001, 148(3): 287-292.
- [12] Yu Fang, Yan Xing, Yuwen Hu. A fast algorithm for SVPWM in three phase power factor correction application[C]. IEEE PESC'2004, Germany, 2004.
- [13] Chen Chern Lin, Lee Che Ming, Tu Rong jie, et al. A novel simplified space-vector modulated control scheme for three-phase switch-mode rectifier[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 1999, 86(3): 513-515.

收稿日期: 2006-05-22。

作者简介:

方宇(1972—), 男, 博士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动, [yufang@nuaa.edu.cn](mailto:yufang@nuaa.edu.cn);

袁迅(1967—), 男, 副教授, 主要研究方向为自动控制;

邢岩(1964—), 女, 教授, 博导, 主要研究方向为电力电子与电力传动。

(编辑 王彦骏)