

# 一种三相软开关 PWM 变流器电流极性检测与电流补偿方法

屈克庆, 陈国呈, 孙承波, 许春雨  
(上海大学自动化系, 上海市 闸北区 200072)

## A CURRENT POLARITY DETECTION AND CURRENT COMPENSATION STRATEGY FOR A THREE-PHASE SOFT-SWITCHING PWM CONVERTER

QU Ke-qing, CHEN Guo-cheng, SUN Cheng-bo, XU Chun-yu  
(Shanghai University, Zhabei District, Shanghai 200072, China)

**ABSTRACT:** For a phase and amplitude control (PAC) based three-phase zero-voltage soft-switching (ZVS) PWM converter, when saw-tooth carriers with alternative positive and negative slopes are used in PWM, it must be according to the phase current polarity to choose either positive or negative slope for the saw-tooth carrier, moreover, owing to the reversal of positive or negative slope for the saw-tooth carrier bring current distortion, it should compensate for current at the time for the reversal of current polarity. Based on the characteristic of unity power factor converter, in rectifying and regenerating modes, a software realization method for current polarity detection is proposed, the distortion of current zero-cross caused by adopting saw-tooth carriers with alternative positive and negative slopes is analyzed and its relevant compensation method is given. The proposed strategy is effectiveness and hardware-saving for the implementation of ZVS technique in converter, the phase current has a small harmonic content and near-sinusoidal waveform, these are demonstrated by experiment results.

**KEY WORDS:** Current polarity detection; Compensation for zero-cross; Converter; ZVS; PAC

**摘要:** 对于一种基于幅相控制的三相零电压开关 PWM 变流器, 在利用正负斜率交替的锯齿载波调制方式下, 需要按照电流极性来进行锯齿载波斜率的交替翻转, 由于在翻转处会造成电流畸变, 也需要按照电流极性变化的时刻来补偿。该文从单位功率因数变流器的固有特点出发, 在顺变和逆变状态下, 提出了电流极性检测的软件实现方法, 分析了使用正负斜率锯齿载波带来的电流过零点失真的原因, 并给出了相应的补偿方案。该方法有效保证了软开关技术在三相 PWM

变流器上的实现, 具有简便有效、节约硬件资源、相电流谐波较小等优点。

**关键词:** 电流极性检测; 电流补偿; 变流器; 零电压开关; 幅相控制

### 1 引言

由于软开关技术具有降低功率开关器件损耗、抑制过高  $dv/dt$  和  $di/dt$  所产生的电磁干扰(EMI)等优点, 越来越受到关注。目前三相软开关变流器的实现方式大致可分为两类: 谐振直流环节(RDCL)<sup>[1-4]</sup>, 谐振极型(RP)<sup>[5-7]</sup>。本文采用的软开关拓扑结构属于谐振直流环节变流器<sup>[8]</sup>, 通过 LC 谐振, 使得直流母线电压周期性地降为零, 为主电路功率开关器件提供零电压软开通条件。其优点是结构相对简单, 同时由于采用幅相控制方式, 其载波频率固定, 软开关控制中的谐振周期就可以固定, 容易实现功率开关器件在零电压时刻动作<sup>[9]</sup>。

本文所研究的三相软开关 PWM 变流器在调制方式上采用了正负斜率交替的锯齿载波<sup>[10]</sup>, 它具有便于实现谐振控制、减少谐振次数、提高直流母线电压利用率等优点, 但是要根据电流极性来选择使用正或负斜率锯齿载波, 同时由于在正负斜率交替的锯齿载波翻转处会产生电流失真, 应采取措施对此进行补偿, 也需要知道电流极性转换的时刻, 因此在实施中首先要进行电流极性检测。

有关电流极性检测方法通常采用硬件来实现, 这样不仅电路复杂且占用 CPU 资源, 而且电流在过零点处幅值较小以及传输延迟等因素影响会造成一

**基金项目:** 国家自然科学基金项目(59977012)。

Project Supported by the National Natural Science Foundation of China (59977012).

定的检测误差。本文在有关研究的基础上<sup>[8-15]</sup>，从单位功率因数变流器的固有特点出发，分别在顺变和逆变状态下，提出了有关电流极性检测的软件实现方法；分析了由电流极性翻转所带来的电流波形失真的原因，并给出了相应的补偿措施。

实验证明，当电阻负载为 1.5kW 时，顺变状态下相电流总谐波畸变率（THD）为 11.1%，逆变状态下为 5.3%。该方法有效保证了软开关技术在三相 PWM 变流器上的实现，具有简便有效、节约硬件资源、相电流谐波较小等优点。这些问题对于研究三相软开关 PWM 变流器有重要参考价值。

## 2 电流极性的检测

### 2.1 概述

图 1 为三相软开关 PWM 变流器主电路。图中，三相全桥 boost 电路由串联电感  $L_R$ 、 $L_S$ 、 $L_T$ 、功率开关元件  $V_1 \sim V_6$  及缓冲电容  $C_1 \sim C_6$  组成，直流环节电路由功率开关元件  $V_{C1}$ 、 $V_{C2}$ 、分压电容  $C_{d1}$ 、 $C_{d2}$ 、谐振电感  $L_r$  和负载  $R_d$  组成，设定直流母线电压为  $E_d$ 。该软开关变流器的调制方式中采用了正负斜率交替的锯齿波作为载波<sup>[5]</sup>，在实现上必须判别电流的极性，即每相电流的方向。由于每相相差  $2\pi/3$ ，只需判别 R 相电流即可。为便于分析，在此规定电流从交流电网流向功率器件为正，采用负斜率锯齿波；反之电流从功率器件流向交流电网为负，采用正斜率锯齿波。

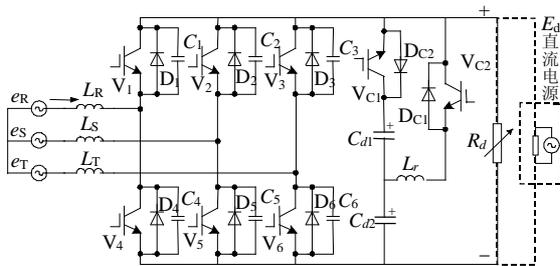


图 1 三相软开关变流器主电路

Fig. 1 Main circuit of a three-phase ZVS converter

在判别电流极性的具体实现方法上，通常采用硬件实现方案，但考虑到成本及复杂性，可根据单位功率因数变流器自身的特点，这里采用软件实现的方法。该系统是基于幅相控制方式<sup>[4]</sup>，可以认为系统稳态工作时相电压和相电流始终保持同相或反相，故可方便地根据相电压过零点来判断相电流过零点，这就是该变流器的电流极性判别依据。在过渡过程，包括启动、负载突变、从顺变到逆变、从

逆变到顺变，由于在过零点处电流幅值较小且时间较短，可不予考虑。

对于变流器工作在功率因数可调的场合，也可根据这种判断依据相应地改变所需偏移的功率因数角，进行电流极性判别，此不赘述。

### 2.2 顺变状态下的电流极性判别

在图 1 中，在各功率开关上施加 PWM 脉冲信号后，端子  $R'$ 、 $S'$  和  $T'$  上分别产生三相交流相电压。以 R 相为例，图 2 为顺变状态下 R 相的相量图。图中， $\dot{E}_R$  为 R 相电压的相量， $\dot{U}_{R'}$  为 PWM 调制生成的 R' 相电压基波成分有效值的相量， $\dot{U}_X$  为电感  $L_R$  上电压的相量。

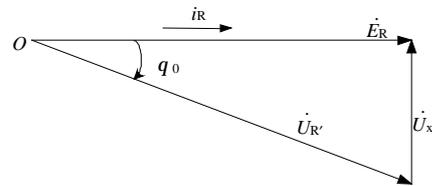


图 2 顺变状态下 R 相的相量图

Fig. 2 The phasor diagram of phase R for rectifying mode

根据前面的电流极性判别依据，在同步状态下相电流的输出角即为相电压的输出角。幅相控制方式中是通过调节相量  $\dot{U}_{R'}$  即  $\dot{U}_{R'}$  的相角和幅值，达到控制功率因数的目的，则 R' 相电压  $u_{R'}$  的表达式如下<sup>[4]</sup>：

$$u_{R'}(t) = \frac{ME_d}{\sqrt{6}} \sin q_c = \frac{ME_d}{\sqrt{6}} \sin(\omega t + q_0) \quad (1)$$

式中  $M$  为调制深度； $\omega$  为角频率； $q_c$  为系统的输出控制角； $q_0$  为相量  $\dot{U}_{R'}$  滞后相量  $\dot{E}_R$  的偏移角，即顺变状态下实际控制角。

因此利用系统已知相量  $\dot{U}_{R'}$  的相角  $q_c$ ，即能推算出 R 相电流的相位，可表示为

$$q_{iR} = q_{eR} = \omega t = q_c - q_0 \quad (2)$$

式中  $q_{iR}$  为 R 相电流的相位角； $q_{eR}$  为 R 相电压的相位角。

在实际应用的无中性线三相电源场合，无法直接检测相电压与相电流的夹角，该控制系统是通过检测线电压  $e_{ST}$  与相电流  $i_R$  的夹角来推出功率因数角，并利用此角度转换为实际控制角  $q_0$ ，故可利用系统已知条件进行极性判别。

由于线电压  $e_{ST}$  滞后于相电压  $e_R \pi/2$ ，系统已知条件为

$$q_{ini} = q_0 + \pi/2, \quad q_0 = q_{ini} - \pi/2 \quad (3)$$

式中  $q_{ini}$  为利用线电压  $e_{ST}$  与相电流  $i_R$  推算出的控

制角。

根据式(2)和(3)，则有

$$q_{iR} = q_c - q_0 = q_c + \pi/2 - q_{ini} \quad (4)$$

以上求得 $q_{iR}$ 即为顺变状态下判别R相电流极性的依据。

图3为顺变状态下相电压 $e_R$ 与电压 $u_{R'}$ 的位置关系。在顺变状态下，相量 $\dot{U}_{R'}$ 总是滞后于相量 $\dot{E}_R$ ，实际检测中定义方向为： $q_0 > 0$ 。由于电流极性判别是以相电压 $e_R$ 作为位置参照，在一个周期区间 $[0, 2\pi]$ 内进行，那么 $q_{iR}$ 将出现以下3段情况： $0 + q_0 > 0$ ， $\pi + q_0 > \pi$ ， $2\pi + q_0 > 2\pi$ 。为避免 $q_{iR}$ 落在区间 $[2\pi, 2\pi + q_0]$ 内，由于溢出周期区间 $[0, 2\pi]$ 而无法判断的情况，则只需判断 $q_{iR}$ 是否在区间 $[\pi, 2\pi]$ 内即可。当 $q_{iR}$ 在此区间内，R相采用正斜率锯齿载波，反之采用负斜率锯齿载波。

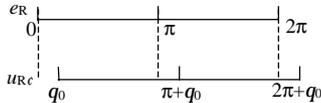


图3 顺变状态下 $e_R$ 与 $u_{R'}$ 的位置关系  
Fig. 3 The position relations between  $e_R$  and  $u_{R'}$  for rectifying mode

对于S相和T相的电流极性判别而言，当分别满足下面条件时：

$$\begin{cases} q_{iS} = q_{iR} + 2\pi/3 \in [\pi, 2\pi] \\ q_{iT} = q_{iR} + 4\pi/3 \in [\pi, 2\pi] \end{cases} \quad (5)$$

式中 $q_{iS}$ 为S相电流的相位角； $q_{iT}$ 为T相电流的相位角。

S相和T相分别采用正斜率锯齿载波，反之采用负斜率锯齿载波。

### 2.3 逆变状态下的电流极性判别

图4为逆变状态下R相的相量图。与顺变状态下分析类似，系统的输出控制角 $q_c$ 为

$$q_c = \omega t - q_0^* \quad (6)$$

式中 $q_0^*$ 为相量 $\dot{U}_{R'}$ 超前相量 $\dot{E}_R$ 的偏移角，即逆变状态下实际控制角。

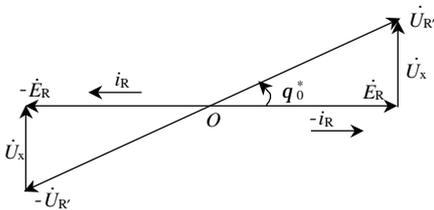


图4 逆变状态下R相的相量图  
Fig. 4 The phasor diagram of phase R for regenerating mode

根据前面的电流极性判别依据，在反相状态下

相电流的相位角 $q_{iR}$ 也等于相电压的相位输出角 $q_{eR}$ ，故可表示为

$$q_{iR} = q_{eR} = \omega t = q_c + q_0^* \quad (7)$$

由于实际检测的是线电压 $e_{ST}$ 与R相电流反相后 $-i_R$ 的夹角，则有

$$q_0^* = -(q_{ini} - \pi/2) = \pi/2 - q_{ini} \quad (8)$$

根据式(7)和(8)，则有

$$q_{iR} = q_c + q_0^* = q_c + \pi/2 - q_{ini} \quad (9)$$

以上求得 $q_{iR}$ 即为逆变状态下判别R相电流极性的依据。

图5为逆变状态下相电压 $e_R$ 与电压 $u_{R'}$ 的位置关系。在逆变状态下，相量 $\dot{U}_{R'}$ 总是超前于相量 $\dot{E}_R$ ，实际检测中定义方向为： $q_0^* > 0$ 。与顺变状态下分析类似，在区间 $[0, 2\pi]$ 上 $q_i$ 将会出现以下3段情况： $0 - q_0^* < 0$ ， $\pi - q_0^* < \pi$ ， $2\pi - q_0^* < 2\pi$ 。为避免 $q_i$ 落在区间 $[-q_0^*, 0]$ 内，出现因溢出周期区间 $[0, 2\pi]$ 而无法判断的情况，则只要判断 $q_{iR}$ 是否在区间 $[0, \pi]$ 即可。当 $q_{iR}$ 在此区间内，R相采用正斜率锯齿载波，反之采用负斜率锯齿载波。

有关逆变状态下S相和T相的电流极性判别依据，与2.2中分析类似，此略。

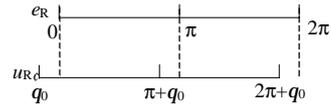


图5 逆变状态下 $e_R$ 与 $u_{R'}$ 的位置关系  
Fig. 5 The position relations between  $e_R$  and  $u_{R'}$  for regenerating mode

## 3 电流补偿

### 3.1 电流极性翻转

图6为电流极性从 $i > 0$ 到 $i < 0$ 翻转时的情况。从图中可以看出，在电流极性翻转时，即在电流过零点处，锯齿载波斜率从负变正，PWM调制信号出现连续导通，导致电流持续下降。在电流过零点后，由于在顺变和逆变状态下的PWM调制幅度不同，顺变状态下电流偏离等效中心线以上，而逆变状态下与之相反。同理，当电流极性从 $i < 0$ 到 $i > 0$ 翻转时，PWM调制信号出现连续关断，将导致电流持续增加，在电流过零点后，顺变状态下电流偏离等效中心线以上，逆变状态下与之相反，此略。

由于在一个周期内三相电流都有两次过零突跳，相互影响形成每相电流在一个周期内有6个突跳。为了尽量减小波形畸变，必须在过零点处进行

补偿。

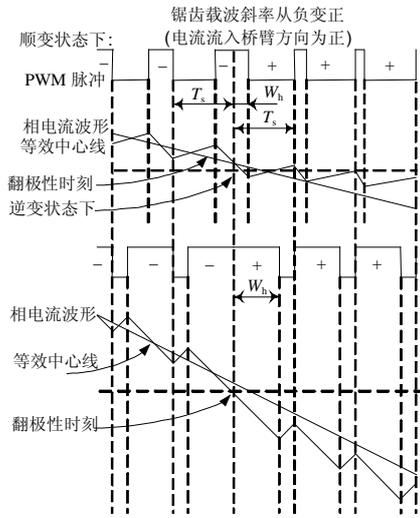


图 6 电流极性从  $i > 0$  到  $i < 0$  翻转

Fig. 6 The reversal of current polarity from  $i > 0$  to  $i < 0$

### 3.2 电流极性翻转时从 $i > 0$ 到 $i < 0$ 时补偿

从图 6 可知，在锯齿载波斜率由负变正后，为了使得电流波形落在等效中心线附近，只要改变电流过零点后的第一个 PWM 脉冲宽度即可，在顺变状态下的 PWM 脉冲宽度应该增大，使得电流继续下降，电流波形才能落在等效中心线附近。而在逆变状态下与之相反，脉冲宽度应该减小，这是因为：

由于逆变对应于顺变时的变化状态，相当于移动  $\pi$ ，如果顺变状态下的脉冲宽度为

$$W_h = T_s(1 - M \sin \omega t) / 2 \quad (10)$$

式中  $W_h$  为脉冲宽度； $T_s$  为载波周期； $M$  为调制深度。

那么对于逆变状态下脉冲宽度为

$$W_h = \frac{T_s}{2} [1 - M \sin(\omega t + \pi)] = \frac{T_s}{2} (1 + M \sin \omega t) \quad (11)$$

由式(10)和(11)可知，由于在电流极性从  $i > 0$  到  $i < 0$  翻转时，顺变和逆变状态下所产生的脉冲宽度不同，导致电流偏离等效中心线位置不同，故需要不同的补偿方式，即按不同方向改变极性翻转时刻后的脉冲脉宽。如果补偿方向相反，电流将畸变更加严重，甚至会导致系统不能稳定工作。

在顺变状态下，需要根据负载的情况（电阻性、电感性）情况，采取不同的补偿量。根据实验结果优化后，所补偿的脉宽值  $W_{\zeta}$  分别为：大电阻负载下，电流上升或下降速率较快，波形畸变较大，取  $W_{\zeta} = 3W_h / 4$ ；在电感性负载下，例如电机负载，电流上升或下降速率较慢，波形畸变较小，取  $W_{\zeta} = 7W_h$

/8。同理在逆变状态下，由于电网可等效为大电感负载，所补偿的脉宽值取  $W_{\zeta} = 17W_h / 16$ 。

从以上补偿方式可知，所采用补偿量的幅值应随着负载的电阻性增大而增加，随着电感性增大而减小。

### 3.3 电流极性翻转时从 $i < 0$ 到 $i > 0$ 时补偿

与 3.2 分析类似，不同的是锯齿载波斜率从正变负。在顺变状态下，脉冲宽度应该减小，而在逆变状态下，脉冲宽度应该增大，以便过零点后电流波形在等效中心线附近。

由于在负斜率锯齿载波下，脉冲宽度为  $1 - W_h$ ，所用的补偿脉宽计算公式可以与前面一样。这样在顺变和逆变状态下，不论电流极性翻转方向如何，采用的补偿方式相同。

## 4 实验结果

实验参数为：线电压  $e_{ST} = 220V$ ，直流侧电容  $C_{d1} = C_{d2} = 1100 \mu F$ ，直流负载  $R_d = 100\Omega$ ，顺变时输出直流电压  $E_d = 385V$ ，逆变时直流电源电压  $E_d = 405V$ ，系统输出功率为 1.5kW。

图 7 为实验波形。经检测在顺变状态下，位移功率因数为 1，未补偿时总输出功率因数为 0.9829，相电流总谐波畸变率为 18.7%；采取过零补偿后，总输入功率因数为 0.9939，相电流的总谐波畸变率为 11.1%。在逆变状态下，位移功率因数为 -1，未补偿时总输出功率因数为 0.9985，相电流总谐波畸变率为 5.5%；采取过零补偿后，总输出功率因数为 0.9986，相电流总谐波畸变率为 5.3%。这说明，在顺变状态下由于直流侧为大电阻负载，未补偿时畸变严重，补偿后效果明显，而在逆变状态下，由于交流侧三相电网为大电感性负载，补偿前后效果不显著。所采用的电流补偿方法，能够减小电流畸变，相电流谐波含量较小，具有良好的正弦度。

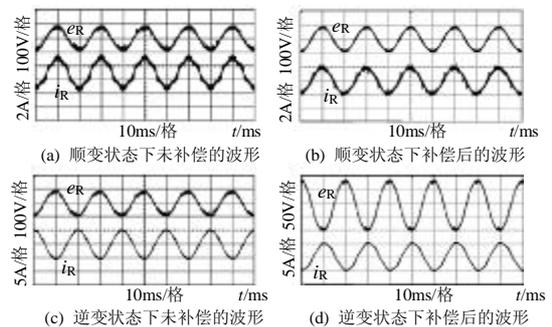


图 7 实验波形

Fig. 7 Experiment waveforms

## 5 结论

本文针对一种零电压谐振直流环节拓扑结构及其控制方案,提出了一种电流极性检测与电流补偿的软件实现方法,经实验证明简便有效。采用该电流极性检测方法,能够准确地判断出电流极性翻转时刻,这样不仅使得系统所采用正负斜率交替的锯齿载波能按时切换,便于实现软开关的控制,而且为进一步的电流补偿提供了前提条件。这种软件检测方法节约了硬件和CPU资源,虽然该检测方法忽略了过渡过程,但系统控制几乎不受影响。该方法不仅能用在单位功率因数的场合,而且在功率因数可调的情况下,仍可通过改变所调节的角度量进行电流的极性检测与补偿。这种方法适用于基于幅相控制方式的三相PWM变流器。

### 致谢

本文工作承2004年度台达科教发展基金资助。

## 参考文献

- [1] Lui Malesani, Paolo Tenti, Psolo Tomasin *et al.* High efficiency quasi-resonant DC link three-phase power inverter for full-range PWM[J]. IEEE Transactions on Applications, 1995, 31(1): 141-148.
- [2] Deepakraj M. Divan, Luigi Malesani *et al.* A synchronized resonant DC link converter for soft-switched PWM[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1993, 29(5): 940-947.
- [3] Vijay V Deshpande, Seshagiri R Doradla. A new topology for parallel resonant dc link with reduced peak voltage[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1996, 32(2): 301-307.
- [4] 张纯江, 刘彦民, 邬伟杨, 等. 软开关AC/DC变流器中SVPWM波形的优化选择[J]. 中国电机工程学报, 2000, 20(6): 35-38.  
Zhang Chunjiang, Liu Yanmin, Wu Weiyang *et al.* Optimal choice of SVPWM waves for soft-switched AC/DC rectifier[J]. Proceedings of the CSEE, 2000, 20(6): 35-38.
- [5] Sato Shinji, Suehiro Yutaka, Nagai Shin-ichiro *et al.* High efficiency soft-switching 3-phase pwm rectifier[C]. INTELEC, International Telecommunications Energy Conference, Phoenix, A Z, 2000, 453-460.
- [6] Wei Dong, Jae-Young Choi, Lee F C *et al.* Comprehensive evaluation of auxiliary resonant commutated pole inverter for electric vehicle applications[C]. Power Electronics Specialists Conference, Vancouver, BC, 2001, 12: 625-630.
- [7] Doncker R W De, Lyons J P. The auxiliary resonant commutated pole converter[C]. IEEE IAS Conf. Rec., Seattle, WA, 1990, 1228-1235.
- [8] 陈国呈, 孙承波, 张凌岚. 一种新颖的零电压开关谐振直流环节逆变器的电路分析[J]. 电工技术学报, 2001, 16(4): 50-55.  
Chen Guocheng, Sun Chenbo, Zhang Linlan. The analysis of a novel ZVS resonant DC-link inverter topology[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2001, 16(4): 50-55.
- [9] 屈克庆, 陈国呈, 孙承波. 基于幅相控制方式的零电压开关三相PWM变流器[J]. 电工技术学报, 2004, 19(5): 15-20.  
Qu Keqing, Chen Guocheng, Sun Chenbo. A PAC based three-phase zero-voltage soft-switching PWM converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004, 19(5): 15-20.
- [10] 陈国呈, 周勤利, 孙承波, 等. 三相软开关PWM逆变器载波方式的选择[J]. 电工技术学报, 2003, 18(1): 52-56.  
Chen Guocheng, Zhou Qinli, Sun Chenbo *et al.* Carrier selection for a three-phase soft switching PWM inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2003, 18(1): 52-56.
- [11] 明正峰, 钟彦儒. 硬开关和软开关三相PWM逆变器中偏差电压引起的波形畸变及校正策略比较[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(12): 85-90.  
Ming Zhengfeng, Zhong Yanru. Comparison of waveform distortion by deviation-voltage and compensation strategies in hard-switching and soft-switching three-phase PWM inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(12): 85-90.
- [12] Murai Y, Watanabe T, Iwasaki H *et al.* Waveform distortion and correction circuit for PWM inverters with switching lag-time[J]. IEEE Trans. Ind. Appl., 1987, 23(5): 881-886.
- [13] Takashi Sukegawa, Kenzo Kamiyama, Katsuhiko Mizuno *et al.* Fully digital, vector-controlled PWM VSI-fed AC drives with an inverter dead-time compensation strategy[J]. IEEE Trans. Ind. Appl., 1991, 27(3): 552-559.
- [14] 王宝诚, 张纯江, 顾和荣, 等. 谐振直流环对三相PWM整流器空间矢量PWM波形的影响[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(2): 113-117.  
Wang Baocheng, Zhang Chunjiang, Gu Herong *et al.* The influence of resonant DC link on SVPWM waveforms in three phase PWM rectifier[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(2): 113-117.
- [15] Dixon J W, Boon-Teck Ooi. Indirect current control of a unity power factor sinusoidal current boost type three-phase rectifier[J]. IEEE Trans. on Ind. Elec. 1988, 35(4): 508-515.

收稿日期: 2005-06-27。

作者简介:

屈克庆(1970-), 男, 博士, 博士后, 研究方向为电力电子变换与电机驱动;

陈国呈(1944-), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子新型变换及高性能交流电机调速等;

孙承波(1970-), 男, 博士研究生, 研究方向为电力电子变换、无刷电机驱动及交流变频;

许春雨(1970-), 男, 博士, 研究方向为电力电子变换技术及其电机驱动。