

基于移相全桥的三相四线 PFC 变换器的理论和实验

赵 涛, 王相慕, 尚 雷, 张海燕

(中国科学技术大学国家同步辐射实验室, 安徽省 合肥市 230029)

THEORY AND EXPERIMENTATION ON A THREE-PHASE FOUR-WIRE PFC CONVERTER BASED ON PS-FB

ZHAO Tao, WANG Xiang-qi, SHANG Lei, ZHANG Hai-yan

(National Synchrotron Radiation Lab of USTC, Hefei 230029, Anhui Province, China)

ABSTRACT: This paper proposes a three-phase four-wire PFC converter based on PS-FB. By connecting the neutral line to the lagging leg, with no other parts or devices the soft-switching of the lagging leg in the FB is meliorated by the energy of the AC input inductors which work in DCM. The topology cannot bring additional duty cycle loss. The boost-derived converter operates with relatively low voltage stress, so PFC can be enhanced obviously. In addition, the output voltage is isolated from the input with a high-frequency transformer. The spectrum of AC input currents is analyzed. An AC input filter is presented. A prototype is given to confirm theoretical analysis.

KEY WORDS: Power electronics; PS-FB; AC/DC converter; PFC; AC input filter; Input current spectrum analysis; Isolated output

摘要: 该文基于移相控制全桥技术, 提出一种三相四线功率因数校正 AC/DC 变换器。把中线接到全桥的滞后臂, 利用交流输入电感的能量改善全桥滞后臂的软开关, 而不需要附加其他元器件, 因而不引起占空比损失。该 boost 型变换器在较低应力下工作, 因此更利于提高功率因数。输出有高频变压器隔离。利用二重 Fourier 级数分析了交流输入电流的频谱, 设计了交流输入滤波器。制作了一台样机以验证理论分析。

关键词: 电力电子; 移相全桥; AC/DC 变换器; 功率因数校正; 交流输入滤波器; 输入电流频谱分析; 隔离输出

1 引言

提高用电系统的功率因数和效率一直是功率电子学关注的领域, 大功率高速开关器件的开发促成

了这一领域的快速发展。功率因数校正对稳定电网质量意义重大。在中大输出功率场合, 电网输入一般是三相。较常见的三相功率因数校正方式大致有: ①单开关 Boost 型, 输出电压很高, 结构简单, 无需对电流进行控制, 交流输入电感工作在 DCM 状态^[1-4]; ②单开关 BUCK 型, 是单开关 Boost 型的对偶型, 输出电压较低^[5-6]; ③ 6 开关 Boost 型, 输出电压较高, 控制复杂, 成本高^[7]; ④ 6 开关 BUCK 型, 有降压作用, 结构复杂, 成本高, 效率稍低, 适用于中小功率场合。上述方式有两个缺点: ①交流侧和直流侧不隔离; ②须采取其他手段才能实现软开关。故不利于实际使用。基于移相控制技术的全桥变换器结构, 能获得高效的输出。但是, 如果高频整流变压器的漏感小, 或者输出电流小, 全桥滞后臂的软开关较难实现^[8]。为克服上述缺点, 可以在一次侧引入电感, 这虽然解决了滞后臂的软开关问题, 但功率器件的环流大, 损耗相应增加。二次侧钳位技术能减小损耗, 但需要一个有源开关或若干二极管, 增加了成本^[9-11]。还有一种方法是在二次侧增加一组绕组, 但这样会在二次侧产生较大的电压尖峰, 且成本上升^[12], 不能得到隔离输出。设想利用移相全桥结构实现功率因数和效率的提高, 同时改善滞后臂的软开关。一个性能良好的电源应该包括功率因数校正和高效的隔离输出。为此, 笔者提出一种新的拓扑, 如图 1。图中交流电中线接到滞后臂两管 V_{T2} 和 V_{T4} 之间, 利用 V_{T2} 、 V_{T4} 的开关及 L_1 、 L_2 和 L_3 的充放电能量, 既能实现 PFC, 又

能改善 V_{T2} 、 V_{T4} 的软开关。全桥具有两级变换器的 PFC 效果、高频逆变和隔离输出的双重作用，可以利用已有的移相控制技术。

相对中线的三相交流电压为 V_a 、 V_b 和 V_c ，其

振幅是 E ，对应的输入电感是 L_1 、 L_2 和 L_3 ， $L_1 = L_2 = L_3 = L$ ，电容 $C_1 \sim C_4$ ($= C'$) 是各开关的寄生电容，从变压器 T_{X1} 初级看进去的漏感是 L_r ，初级与次级的变比是 n 。

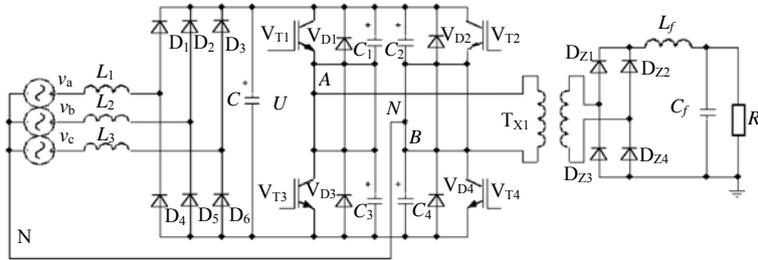


图 1 新型变换器基本结构

Fig. 1 Basic topology of the converter

2 相关分析

2.1 基本工作过程

状态 1 [$0 \sim t_1$ 时刻] 如图 2 所示。开关 V_{T3} 已经导通，设 0 时刻 V_{D2} 导通， V_{T1} 、 V_{T4} 截止。a、c 相电流 i_{L1} 、 i_{L3} 近似线性地从 0 增加，b 相电流开始给整流滤波电容 C 、 C_1 及 C_4 并联充电。变压器一次电压 $U_{AB} = -U$ ，一次向二次输送能量。在开关时间尺度上，认为各相电压不变。于是

$$V_a = L_1 (di_{L1} / dt) \tag{1}$$

$$U + V_b = L_2 (di_{L2} / dt) \tag{2}$$

$$V_c = L_3 (di_{L3} / dt) \tag{3}$$

$$i_{L1}(0) = i_{L3}(0) = 0, \quad i_{L2}(0) = (V_b / L) d_1 T \tag{4}$$

式中 d_1 为滞后臂开关管（包括反并联二极管的导通时间）的占空比。

注意 $V_b < 0$ ，所以有

$$i_{L1} = (V_a / L) t \tag{5}$$

$$i_{L2} = [(U + V_b) t + V_b d_1 T] / L \tag{6}$$

$$i_{L3} = (V_c / L) t \tag{7}$$

当 $t = t_1 = -V_b / (V_b + U) d_1 T$ 时， $i_{L2} = 0$ 。状态 1 结束。

设 T 是开关周期， E 是交流相电压的幅值，由式 (6)，最极端的情况是 $t_1 = (1 - d_1) T$ 时 $i_{L2} = 0$ 且 $V_b = -E$ ，故 $(U + V_b)(1 - d_1) T + V_b d_1 T \geq 0$ ，交流输入电感电流不连续的条件是

$$U \geq E / (1 - d) \tag{8}$$

只要满足式(8)，变换器就是三相 boost 型 DCM PFC

AC/DC 变换器。

状态 2 [$t_1 \sim t_2$] 如图 3 所示。 t_1 时 b 相断开， i_{L1} 、 i_{L3} 继续线性上升， C 、 C_1 及 C_4 并联并向次级输送能量。 t_2 时 V_{T3} 零电压关断。

状态 3 [$t_2 \sim t_3$] 如图 4 所示。b 相仍断开， i_{L1} 、 i_{L3} 继续线性上升，变压器一次电流使 C_3 充电， C_1 放电。 L_r 和 L_r 串联，一次电流 i_p 近似不变，为 i_{p0} ，于是

$$U_{C3} = i_{p0} t / 2C_3 \tag{9}$$

$$U_{C1} = U - i_{p0} t / 2C_3 \tag{10}$$

式中 U 为电容 C 的整流电压。

所以 U_{C1} 下降到 0 的时间 t_{32} 是

$$t_{32} = t_3 - t_2 = 2C_3 U / i_{p0} \tag{11}$$

这样 V_{T1} 的反并联二极管 V_{D1} 自然导通，状态 2 结束。 t_3 时变压器一次电压变为 0。

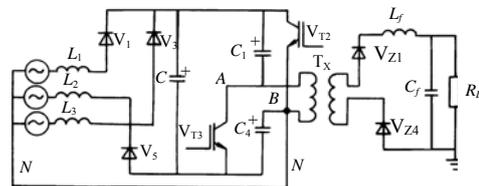


图 2 工作状态 1

Fig. 2 Operation State 1

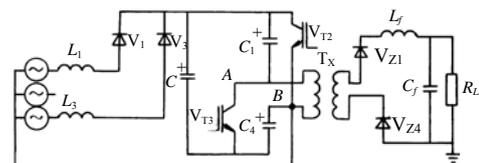


图 3 工作状态 2

Fig. 3 Operation State 2

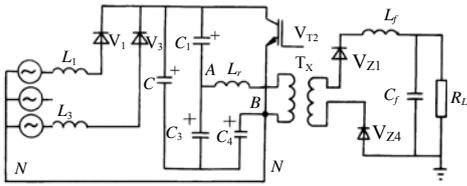


图 4 工作状态 3
Fig. 4 Operation State 3

状态 4 [$t_3 \sim t_4$] 如图 5 所示。b 相仍断开， i_{L1} 、 i_{L3} 继续线性上升，但 V_{T1} 未导通，直到 t_4 时刻。

状态 5 [$t_4 \sim t_5$] 如图 6 所示。b 相仍断开， i_{L1} 、 i_{L3} 继续线性上升。这期间二次绕组不足以提供负载电流，变压器二次侧的高频整流二次侧管全部导通。 t_5 时 V_{T2} 零电压关断。

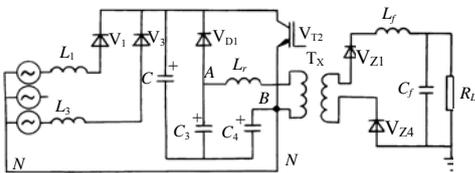


图 5 工作状态 4
Fig. 5 Operation state4

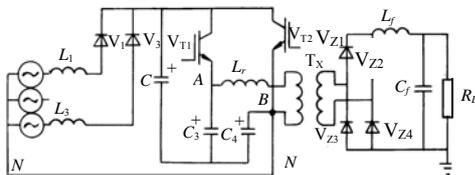


图 6 工作状态 5
Fig. 6 Operation State5

状态 6 [$t_5 \sim t_6$] 如图 7 所示。b 相仍断开，C 与 C_3 并联然后与 C_4 “反”串联，再与 C_2 并联，由 i_{L1} 、 i_{L3} 及 i_p 对 C_2 充电， i_{L1} 、 i_{L3} 开始线性下降，如图 8 所示。由图得到如下方程

$$I_{L1} + I_{L3} + I_{Lr} = C_2 dU_{C2} / dt \quad (12)$$

$$U_{C2} + L_r dI_{Lr} / dt = 0 \quad (13)$$

$$U_{C2} + L(d/dt)I_{L1} = V_a \quad (14)$$

$$U_{C2} + L(d/dt)I_{L3} = V_c \quad (15)$$

初始条件如下

$$U_{C2}(t_5) = 0 \quad (16)$$

$$C_2(d/dt)U_{C2}(t_5) = i_p(t_5) + (V_a + V_c / L)d_1 T \quad (17)$$

整理式(12)~(15)得到

$$(2L_r + L)U_{C2} / L_r + C_2 L d^2 U_{C2} / dt^2 = V_a + V_c \quad (18)$$

不难解得

$$U_{C2} = [i_p(t_5) - V_b d_1 T / L] / C_2 \omega \cdot \sin \omega(t - t_5) - V_b [1 - \cos \omega(t - t_5)] / C_2 \omega^2 L \quad (19)$$

$$\omega = \sqrt{(2L_r + L) / C_2 L_r L}$$

忽略上式第二项，得 V_{T4} 零电压导通的时间为

$$t_6 - t_5 = \frac{1}{\omega} (\arcsin \frac{C_2 U + B}{\sqrt{A^2 + B^2}} - \arctan \frac{B}{A}) \approx \arcsin \{ \omega C_2 U / [i_p(t_5) - V_b d_1 T / L] \} / \omega \quad (20)$$

式中 $A = [i_p(t_5) - V_b d_1 T / L] / \omega$ ， $B = V_b / \omega^2 L$

只要满足下式，滞后臂的软开关就可实现

$$\omega C_2 U \leq i_p(t_5) - (V_b / L) d_1 T \quad (21)$$

这表明，储存在漏感中的能量比文献[13]中需要的少。

一般情况下零电压导通时间是^[13] $(1/\omega) \arcsin \omega C_2 U / i_p(t_5)$ ，可见滞后臂的软开关大大改善。在轻载或占空比小的情况下， $i_p(t_5)$ 虽然减小，但由式(20)可知，其作用不十分明显，所以滞后臂的软开关在很大的范围内有很大改善。

变压器次级占空比损失是由漏感和初级串接电感引起的。串接初级电感同时缩短了领先臂和滞后臂的软开关所需时间，但是对领先臂的影响更大，因为更多的电感能量作用在领先臂，所以变压器初级串接电感引起更大的次级占空比损失。在我们的电路中，交流输入电感的能量只作用在滞后臂，不会引起占空比损失。

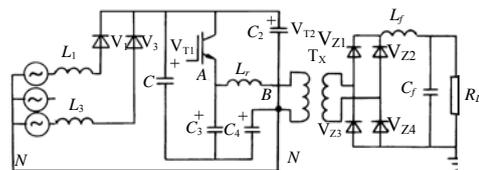


图 7 工作状态 6
Fig. 7 Operation State6

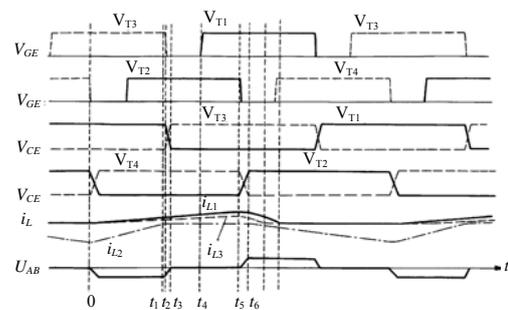


图 8 主要波形

Fig. 8 Main waveforms

输入电感电流变化如下:

$$i_{L1}^{\pm} = \begin{cases} \frac{E}{L} t_s \sin(\omega_1 t_1), & 0 \leq t_s \leq d_1 T \\ \frac{E}{L} [(\sin(\omega_1 t_1) \mp M)(t_s - d_1 T) + d_1 T \sin(\omega_1 t_1)], & d_1 T \leq t_s \leq \frac{M}{M \mp \sin(\omega_1 t_1)} d_1 T \\ 0, & \frac{M}{M \mp \sin(\omega_1 t_1)} d_1 T \leq t_s \leq T \end{cases} \quad (22)$$

i_{L1} 的上标 “+(-)” 代表交流电正半周(负半周)。

$M = U/E$ 是升压比。

2.2 交流输入电流频谱及输入滤波器

文献[1]试图分析输入电流的频谱,但是没有给出解析结果。文献[14]将输入电流分解为一系列三角波,使用数值方法计算频谱,十分复杂。笔者尝试用直观的办法计算输入电流的频谱。由于斩波器(逆变桥)的作用,存在着以开关频率为基频的高频成分。为方便,笔者继续考察 a 相电流。注意这里有两个时间尺度:一个是高频时间尺度 t_s ,一个是工频时间尺度 t_l 。在高频时间尺度 t_s 上,可以为工频量没有变化。对电流 i_{L1} 进行 Fourier 变换,首先展开为关于 ω_s 的频谱,其系数是 ω_l 的函数,然后再对这些系数进行 Fourier 变换,展开为关于 ω_l 的函数。所以可以把待变换函数当作有两个独立变量: t_s 和 t_l 。因而这等价于一个二重 Fourier 变换。

$$\text{令 } i_{L1}^{\pm} = \sum_{j,k=0}^{\infty} \lambda_{j,k} [a_{j,k}^{\pm} \cos(j\omega_l t_l) \cos(k\omega_s t_s) + b_{j,k}^{\pm} \sin(j\omega_l t_l) \cos(k\omega_s t_s) + c_{j,k}^{\pm} \cos(j\omega_l t_l) \cdot \sin(k\omega_s t_s) + d_{j,k}^{\pm} \sin(j\omega_l t_l) \sin(k\omega_s t_s)]$$

各系数如下定义:

$$\lambda_{j,k} = \begin{cases} 1/4, & j = k = 0 \\ 1/2, & j > 0, k = 0, \text{ 或 } j = 0, k > 0 \\ 1, & j, k > 0 \end{cases}$$

$$a_{j,k}^{\pm} = \frac{1}{\pi^2} \int_0^{\pi} d(\omega_l t_l) \iint_0^{2\pi} i_{L1}^{\pm} \cos(j\omega_l t_l) \cdot \cos(k\omega_s t_s) d(\omega_s t_s) d(\omega_l t_l)$$

$$b_{j,k}^{\pm} = \frac{1}{\pi^2} \int_0^{\pi} d(\omega_l t_l) \iint_0^{2\pi} i_{L1}^{\pm} \sin(j\omega_l t_l) \cdot \cos(k\omega_s t_s) d(\omega_s t_s) d(\omega_l t_l)$$

$$c_{j,k}^{\pm} = \frac{1}{\pi^2} \int_0^{\pi} d(\omega_l t_l) \iint_0^{2\pi} i_{L1}^{\pm} \cos(j\omega_l t_l) \cdot \sin(k\omega_s t_s) d(\omega_s t_s) d(\omega_l t_l)$$

$$d_{j,k}^{\pm} = \frac{1}{\pi^2} \int_0^{\pi} d(\omega_l t_l) \iint_0^{2\pi} i_{L1}^{\pm} \sin(j\omega_l t_l) \cdot \sin(k\omega_s t_s) d(\omega_s t_s) d(\omega_l t_l)$$

$$i_{L1} = \sum_{j,k=0}^{\infty} \lambda_{j,k} [(a_{j,k}^+ - a_{j,k}^-) \cos(j\omega_l t_l) \cos(k\omega_s t_s) + (b_{j,k}^+ - b_{j,k}^-) \sin(j\omega_l t_l) \cos(k\omega_s t_s) + (c_{j,k}^+ - c_{j,k}^-) \cos(j\omega_l t_l) \sin(k\omega_s t_s) + (d_{j,k}^+ - d_{j,k}^-) \sin(j\omega_l t_l) \sin(k\omega_s t_s)]$$

计算表明:在各输入电感电流频谱中, j 、 k 不能同时取奇数,也不能同时取偶数(包括0)。

笔者关心特征频谱(低频成分),为此令 $k=0$,得各次谐波的振幅

$$A = \frac{d^2 T U}{2\pi L} \left[\int_0^{\pi} \frac{\sin(\omega_l t_l) \sin(k\omega_l t_l)}{M - \sin(\omega_l t_l)} d(\omega_l t_l) + (-1)^{k+1} \int_0^{\pi} \frac{\sin(\omega_l t_l) \sin(k\omega_l t_l)}{M - \sin(\omega_l t_l)} d(\omega_l t_l) \right] \quad (23)$$

可见,输入电感电流中只存在 $k=1,3,5,\dots$ 奇次谐波。仿真结果如图9所示。仿真的条件是:整流电压305V,交流输入电感0.2mH,开关频率25kHz,各开关管占空比非常接近0.5,变压器变比4:1,漏感=22μH,输出滤波电感0.45mH,输出滤波电容3300μF,负载电阻4Ω。升压比 $M=4.36$ 。仿真得到的一次电流(60Hz)幅度为2.11A,由公式计算的为2.18A;三次谐波的仿真结果是0.061A,计算结果是0.050A。可见符合的很好。

对高频电流,采用图10的滤波器防止它们反射回电网,该滤波器引起的交流输入电流的相移仅有3.3°,由文献[15]也可近似计算该相移。与文献[16-17]比较,该滤波器引起的相移小,无振荡,对高频成分的滤波效果好,成本低。图11是利用该滤波器的仿真结果。

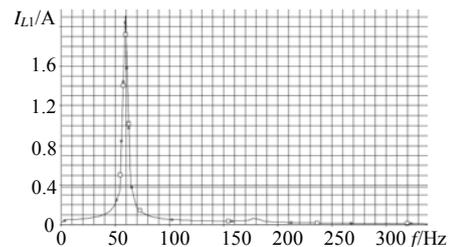


图9 交流输入电感电流低频频谱

Fig. 9 Input current spectra(simulation)

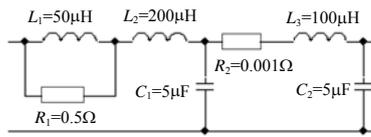


图 10 交流输入滤波器
Fig. 10 Input filter

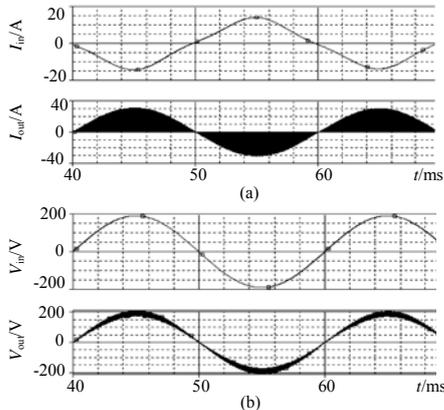


图 11 仿真结果
Fig. 11 Simulation results

3 实验结果

对上述理论进行了实验验证。实验条件是：交流输入电压幅度 190V，整流电压约 470V， $M \approx 2.5$ ，输出 48V。图 12 是输出电压的实验波形。可见电流滤波效果很好。采用上述滤波后，实测交流输入电感上 26.5kHz 的电流幅度为 7.09A，滤波后仅为 0.025A，衰减 49dB。输入滤波器引起的相移不大于 3.3° ，由表 1 可以计算功率因数为 0.994^[18]。这种

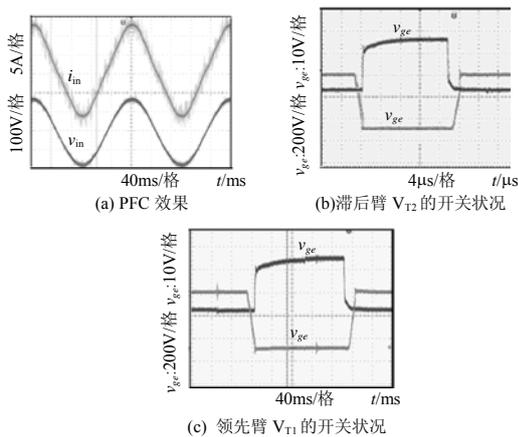


图 12 实验结果
Fig. 12 Experiment result

表 1 输入电感的谐波电流
Tab. 1 Harmonics current of the input inductor

谐波次数	1	3	5	7
电流/A	12.175	1.072	0.038	0.025

变换器结构简洁，性能全面，实用性强。实验表明理论分析是可行的。

4 结论

本变换器把全桥移相控制技术应用到三相 PFC，把交流电的中线接到全桥滞后臂之间，既实现了 PFC，又利用交流输入电感的能量改善滞后臂的软开关；逆变全桥既使交流输入电流跟踪交流输入电压的变化，又实现隔离输出。所以本结构用较少的元器件实现了较多的功能。由于在该结构中使用三相四线输入方式，其不控整流的空载电压(310V)是相应的三相三线输入方式下不控整流的空载电压(530V)的 $1/\sqrt{3}$ ，故升压比更高，既能更好地提高功率因数^[19]，又降低了功率器件的应力。此外，该结构不需要二级变换就能实现可调节的隔离输出，所以在高性能直流电源设计中有广泛应用。其缺点是存在三次谐波。

文中同时分析了输入电流频谱，所用方法简单、直观、准确；给出的交流输入滤波器具有良好的性能，这将在以后做详细分析。

参考文献

- [1] Prasad A R, Ziogas P, Maniass. An active power factor correction technique for three-phase diode rectifier[C]. PECS'89, 1989: 58-65.
- [2] Ismail E H, Erickson R. Single-switch 3 ϕ PWM low harmonic rectifiers[J]. IEEE Trans. on PE., 1996,11(2): 338-346.
- [3] Ismail E, Oliveira C M, Erickson R W. A low-distortion three phase multireonantboost rectifier with zero-current switching[J]. IEEE Trans. on PE, 1998,13(4): 718-726.
- [4] Carlos A Munoz, Ivo Barbi. A new high-power-factor three-phase AC-DC converter: analysis, design, and experimentation[J]. IEEE Trans. on PE, 1999,14(1) : 90-97.
- [5] 张炳华, 肖湘宁, 王铭诚. 新型软开关三相高功率因数整流器的研究[J]. 电网技术, 1999, 23(9): 43-45.
Zhang Binghua, Xiao Xiangning, Wang mingcheng. Development of a new soft-switching three phase power factor correction(RFC)[J]. Power System Technology, 1999, 23(9): 43-45.
- [6] Ji Yanchao, Shan Mingwei. A novel three-phase AC/DC converter without front-end filter based on adjustable triangular-wave PWM Technique[J]. IEEE Trans. on PE, 1999, 14(2): 233-245.
- [7] Wernekinck E, Kawamura A, Hoftr R. A high frequency ac/dc converter with unity power factor and minimum harmonic distortion[C]. IEEE PESC Rec. 1987: 364-370.
- [8] 阮新波, 严仰光. 移相控制零电压开关 PWM 变换器分析 [J]. 电力电子技术, 1998, 32(2) : 1-4.
Ruan Xinbo, Yan Yangguang. Analysis of the phase-shifted controlled zvs pwm converter[J]. Power Electronics , 1998, 32(2) : 1-4.
- [9] 曹建安, 王兆安. 无损吸收 ZVS-ZCS FB PWM 变换器的优化设计 [J]. 电力电子技术, 2001, 35(1): 10-12.

- Cao Jianan, Wang Zhaoan. Optimized design of zvs-zcs fb pwm dc/dc converter with lossless snubber[J]. Power Electronics , 2001, 35(1): 10-12.
- [10] 姜桂宾, 谢力华, 苏彦民. 次级钳位的 FB-ZVZCS PWM 电路研究[J]. 电力电子技术, 2000, 34(2): 1-3.
- Jiang Guibin, Xie Lihua, Su Yanmin. Zero-voltage and zero-current-switch full-bridge PWM converter secondary clamp[J]. Power Electronics, 2000, 34(2): 1-3.
- [11] 宋婷婷, 黄念慈. 一种新型次级钳位 FB-ZVZCS- PWM 变换器[J]. 电力电子技术, 2001, 35(6): 33-35.
- Song Ting-ting, Huang Nianci. A novel FB-ZVZCS-PWM converter using a simple auxiliary circuit[J]. Power Electronics , 2001, 35(6): 33-35.
- [12] Cho Junggoo, Baek Ju-won, Jeong Chang-yong *et al.* Novel zero-voltage and zero-current-switching full bridge PWM converter using transformer auxiliary winding[J]. IEEE trans. on PE, 2000, 15(2): 250-257.
- [13] Guichao Hua, Lee F C, Jovanovic M M. An improved zero-voltage-switched PWM converter using saturable inductor[C]. IEEE PESC 1992: 189-194.
- [14] Chan C H, Pong M H. Input current analysis of interleaved boost converter operation in discontinuous-inductor-current mode[C]. IEEE PESC, 1997: 329-398.
- [15] 李庚银, 陈志业, 丁巧林, 等. $dq0$ 坐标下广义瞬时无功功率定义及补偿[J]. 中国电机工程学报, 1996, 16(3): 176-179.
- Li Geng yin, Chen Zhi ye, Ding Qiao lin *et al.* Definition of generalized instantaneous reactive power in dq0 coordinates and its compensation[J]. Proceedings of the CSEE , 1996, 16(3): 176-179.
- [16] Silva Hiti, Vlatko Vlatkovic, Duš an Borojevi E *et al.* A new control algorithm for three-phase PWM buck rectifier with input displacement factor compensation[C]. IEEE PESC'93, 1993, 648-654.
- [17] Vlatko Vlatkovic, Dusan Borojevic, Fred C Lee *et al.* Input filter design for power factor correction circuit[J]. IEEE Trans. on PE, 1996, 11(1): 199-205
- [18] 王茂海, 刘会金. 通用瞬时功率理论的完善与负载性能指标的建立[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(7): 81-84.
- Wang maohai, Liu Huijin. Perfection of the universal instaneous power theory and presentation of load performance index[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(7): 81-84.
- [19] 邓卫华, 张 波. 一种全新的临界工作模式下的单级功率因数校正电路工作特性研究[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(7): 36-40.
- Deng Wei-hua, Zhang Bo. Research on a novel boundary conduction mode of single-stage pfcircuit[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(7): 36-40.

收稿日期: 2004-08-14。

作者简介:

赵 涛(1964-), 男, 高级工程师, 博士研究生, 主要研究方向为功率电子学在加速器中的应用;

王相碁(1945-), 男, 研究员, 博士生导师, 主要研究方向为加速器物理、技术及应用。