

# 一种新型的单级功率因数校正 AC/DC 变换器的设计

杜志勇<sup>1</sup>, 王鲜芳<sup>2</sup>, 冯星辉<sup>3</sup>

(1. 河南机电高等专科学校, 河南 新乡 453002; 2. 河南师范大学计算机与信息技术学院, 河南 新乡 453002;  
3. 河南省电子产品质量监督检验所, 河南 郑州 450003)

**摘要:** 在研究三相 Buck 变换器和正反激变换电路基本原理的基础上, 设计了一种新颖的单级高频隔离式功率因数校正电路。通过对电路的拓扑结构分析, 建立了相应的数学模型。应用三值逻辑 PWM 开关信号、坐标变换和电压闭环控制实现了单位功率因数校正, 并从理论角度证明该数学模型和控制策略的合理性。通过仿真实验, 进一步证明该设计能使输出电压稳定, 输入电流接近正弦波, 且电流和电压同相位, 功率因数近似为 1。

**关键词:** 电流源型变流器; 三值逻辑 PWM; 控制算法; 单级功率因数校正

## Design of a novel AC/DC converters with single-stage power factor correction

DU Zhi-yong<sup>1</sup>, WANG Xian-fang<sup>2</sup>, FENG Xing-hui<sup>3</sup>

(1. Henan Mechanical and Electrical Engineering College, Xinxiang 453002, China;  
2. School of Computer and Information Technology, Henan Normal University, Xinxiang 453002, China;  
3. Henan Supervision & Testing Institute for Electronic Product Quality, Zhengzhou 450003, China)

**Abstract:** A novel AC/DC converter with single-stage power factor correction is designed based on researching the basic theory of forward/flyback converters and three-phase buck rectifiers. The corresponding mathematic model is built by analyzing the topology structure of the circuit. The unit power factor correction is realized by adopting tri-logic PWM switch signal, transforming coordinate and controlling of voltage closed loop, and the rationality of the mathematic model and the control strategy is verified theoretically. Simulating experiments furtherly prove that the design can make the output voltage stable, the input current is close to the sine wave, the current and the voltage have the same phase, and the power factor is approximate 1.

**Key words:** current-source-converter; tri-logical PWM; control strategy; single-stage power factor correction

中图分类号: TM461 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2010)15-0110-04

## 0 引言

随着电力电子技术的迅猛发展和功率半导体开关技术的进步, 电子功率变换装置也不断迅速发展, 通信和网络电源是最能体现现代电源技术和应用的领域之一。由于常规的整流技术广泛采用二极管整流或晶闸管相控整流, 因而对电网注入了大量谐波和无功, 造成了严重的电网“污染”。治理这种电网“污染”的根本措施就是将 PWM 技术引入到整流器的控制中, 使变换器电网侧电流正弦化, 且可运行于单位功率因数, 或者应用 Boost、Buck 变换电路。Buck 和 Boost 电路是两种最基本的直流斩波电路, 两种电路都具有较低的总谐波畸变率、功率因数校正、恒定的功率潮流等功能。

有源功率因数校正电路一般有两种功率变换电路组合而成。前端是六开关整流变换器, 然后串联一个带隔离变压器的 Buck 斩波器。Manias.S 等人首先提出了一种功率可双向流动的“开关式变换器”拓扑电路<sup>[1]</sup>。Inagaki.K 等学者在原开关式整流器电路中引入 PWM 控制方式, 使变压器的铁损耗有了明显下降, 电网各次谐波及电流总谐波畸变率很小<sup>[2]</sup>。

本文设计了一种单级高频隔离式三相 Buck 变流器及其控制策略, 该设计的主要特点是电路拓扑结构简单, 只用三个开关管, 电压的调节范围宽, 功率因数高。

## 1 电路结构及工作原理

### 1.1 电路构成

三相电流型 PWM 变流器拓扑结构如图 1 所示。和电压型 PWM 变换器的控制常采用二值逻辑

基金项目: 河南省教育厅自然科学研究计划(2009A480001)

PWM 技术不同的是, 电流源型变流器要实现其交流侧电流的 PWM 控制必须采用三值逻辑开关函数。此时变流器的交流侧可以看作是一个三相对称的电流源。图中  $V_a$ 、 $V_b$ 、 $V_c$  为三相电网电压,  $L_s$ 、 $C_f$  分别为输入交流侧的滤波电感和滤波电容,  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$  为交流控制开关, 和  $D_1 \sim D_6$ 、 $D_{a1} \sim D_{a6}$  一起构成电力电子双向开关。直流侧为 Buck 斩波电路。

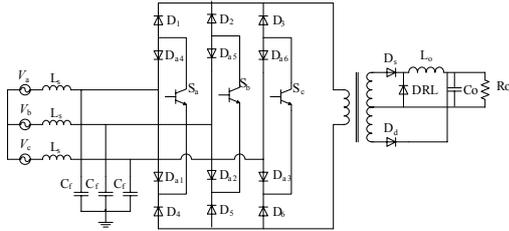


图 1 隔离型不可逆 BUCK 变换器

Fig.1 Isolated unidirectional BUCK rectifier

### 1.2 正反激变换电路

正反激变换器实质就是一个带变压器去磁电路的直流斩波电路, 其正激变换电路工作在电流连续导通模式 CCM, 反激变换电路工作在断续导通模式 DCM<sup>[3]</sup>。正反激电路的工作原理如图 2 所示。

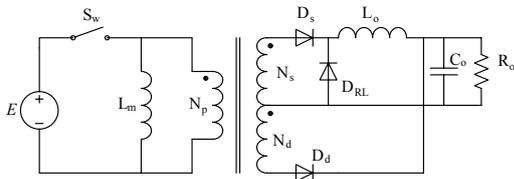


图 2 正反激变换电路

Fig.2 Forward/flyback converter

正反激电路的工作原理可分为三个阶段。

第一阶段( $t_0 \sim t_1$ )  $t_0$  时刻开关 S 闭合, 变压器铁芯被磁化, 能量通过二次绕组  $N_s$  从电源  $E$  传递到负载, 向  $L_0$  充电储能。如图 3 (a) 所示。

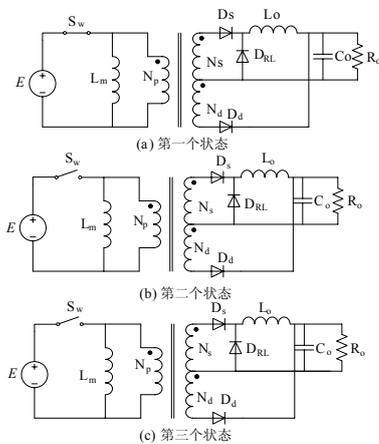


图 3 正反激变换电路的等效电路

Fig.3 Forward/flyback converter equivalent circuit

第二阶段( $t_1 \sim t_2$ )  $t_1$  时刻开关 S 断开,  $L_0$  中的电流通过续流二极管  $D_{RL}$  释放, 变压器铁芯的去磁电流通过去磁线圈  $N_d$ , 流过负载, 直到  $t_2$  时刻  $i_{Dd}$  为零, 变压器完全去磁。如图 3 (b) 所示。

第三阶段( $t_2 \sim t_3$ ) 开关仍然断开,  $L_0$  中的电流继续通过  $D_{RL}$  释放。如图 3 (c) 所示。

上述变换过程的波形如图 4 所示。很明显, 变压器中的电流是不连续的。

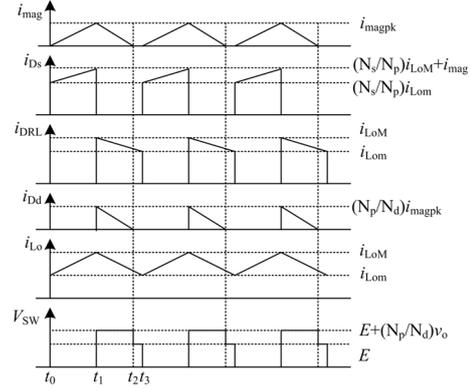


图 4 正反激变换电路的波形

Fig.4 Forward/flyback converter theoretical waveforms

## 2 三值逻辑 PWM 信号的产生

对于图 1 所示的三相电流型 PWM 变换器, 工作过程中会出现同一桥臂完全通和完全关断的情况, 其控制常采用三值逻辑 PWM 技术。

实现三值逻辑 PWM 调制的基本方法就是在二值逻辑 PWM 信号的基础上, 经过一定的变换, 产生一种适用于三相电流型变换器的三值逻辑 PWM 信号<sup>[4]</sup>。

假设, 需要调制的电源正弦信号为:

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{pk} \sin(\omega t) \\ V_{pk} \sin(\omega t - 120^\circ) \\ V_{pk} \sin(\omega t - 240^\circ) \end{bmatrix} \quad (1)$$

二值逻辑的 PWM 调制信号为:

$$\begin{bmatrix} m_a(t) \\ m_b(t) \\ m_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M \sin(\omega t) \\ M \sin(\omega t - 120^\circ) \\ M \sin(\omega t - 240^\circ) \end{bmatrix} \quad (2)$$

根据二值逻辑开关函数与三值逻辑开关函数之间的关系, 三值逻辑的 PWM 调制信号为:

$$\begin{bmatrix} y_a(t) \\ y_b(t) \\ y_c(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} m_a(t) \\ m_b(t) \\ m_c(t) \end{bmatrix} \quad (3)$$

图 5 中分析了一个正弦波信号周期的三值逻辑状态调制过程。其中  $y=1$  表示上桥臂导通，下桥臂关断， $y=0$  表示同一桥臂器件都导通或都关断， $y=-1$  表示上桥臂关断，下桥臂导通； $S=1$  表示开关导通， $S=0$  表示开关关断。

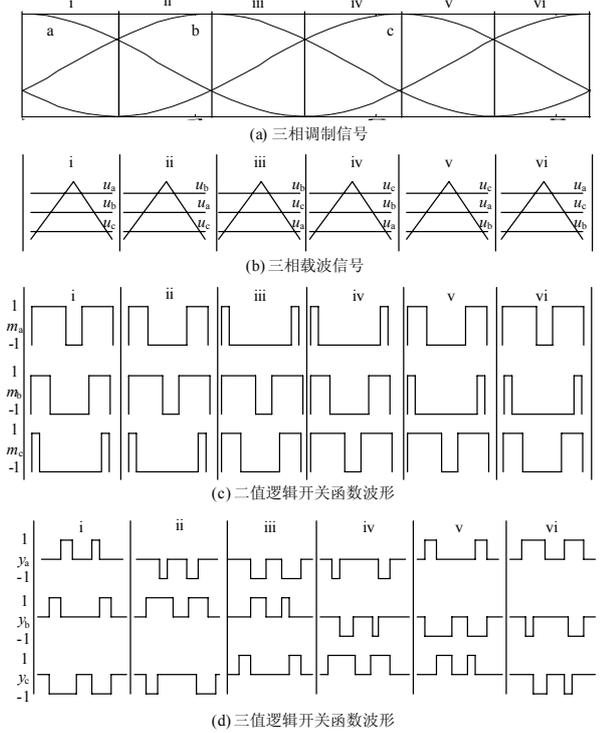


图 5 一个正弦波调制信号周期中二、三值逻辑 PWM 波形  
Fig.5 Two/three level PWM transform waveforms in one sine wave modulating signal period

由图 5 可知，每 600 区域，三值逻辑状态在两个非零状态值与一个零状态值间来回切换。零状态有三种情况，分别为三个桥臂同时导通或关断。由于本电路在设计正反激变换时，正好设计了第三状态利用续流管  $D_{RL}$  使变压器完全去磁，因此不需要再判断不同 600 区域内零状态的选取。

### 3 数学模型的建立

单级隔离型三相 Buck 变换器 PWM 系统的控制原理如图 6 所示。

PWM 控制系统主要有 Buck 变换器、坐标变换、PWM 调制电路和电压闭环控制四部分组成，系统完整的闭环结构模型如图 7 所示<sup>[5-6]</sup>。

图中的  $C_i(s)$  是电流补偿， $C_v(s)$  是电压补偿， $K_i$  是采样电流增益， $K_v$  是输出采样电压增益， $V_t^{-1}$  是

PWM 调制增益。

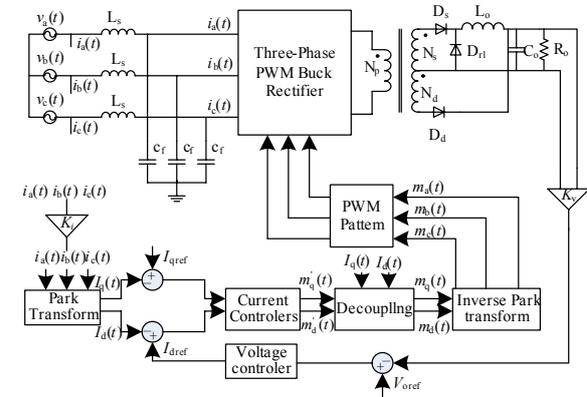


图 6 三相 Buck 变换器 PWM 控制系统结构框图  
Fig.6 Three-phase Buck converter PWM control loop block diagram

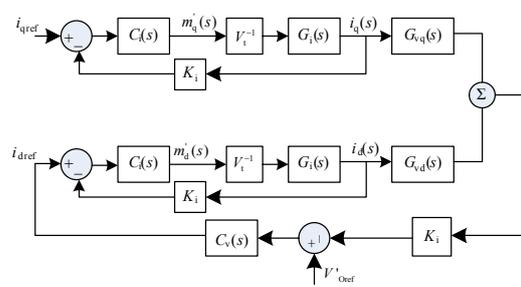


图 7 变换器模型的闭环结构框图  
Fig.7 Complete block diagram of the control loops

### 4 仿真结果

使用电力电子专用仿真软件 Sable 对文中提出的新型单级隔离三相 Buck 变换器及其控制方法进行了仿真<sup>[7]</sup>。仿真参数为：电源频率 50 Hz，三相输入线电压 380 V，三角载波频率 30 kHz，输出功率 6 kW，输出电压 60 V，输出电流 100 A。

为了得到较高的功率因数  $\cos\varphi (\geq 0.98)$  和较低的线电流总谐波畸变率  $THD (\leq 0.05)$ ，因此设计  $L_s=175 \mu H$ ， $C_f = 175 \mu F$ 。

变压器的励磁电感  $L_{Mag}=3.3 \text{ mH}$ ， $N_p=28$  匝， $N_s=12$  匝， $N_d=3$  匝。滤波电感  $L_o=130 \mu H$ ，电容  $C_o=1000 \mu F$ ，负载电阻  $R_o=0.6 \Omega$ 。

电网侧线电流和电源电压的波形如图 8 所示。输入滤波电容两端的电压和电流的波形如图 9 所示。当负载以 50% 的变化率变化时，负载的输出电压和输出电流的波形如图 10、图 11 所示，此时线

电流的总谐波畸变率  $THD$  小于 4%。

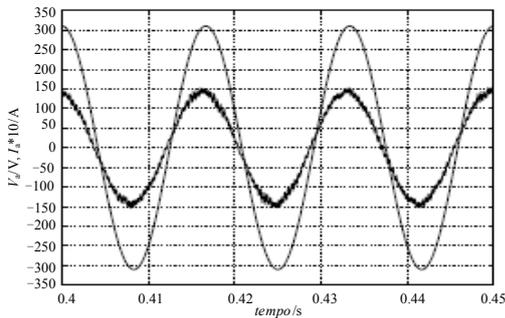


图 8 电源电压和线电流的波形

Fig.8 Phase voltage and line current

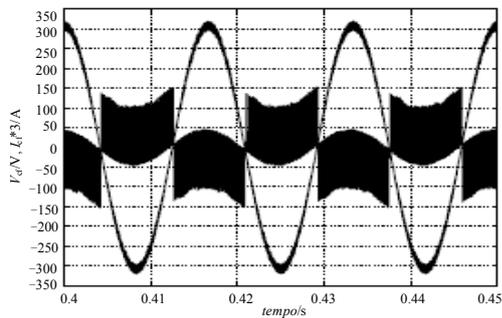


图 9 滤波电容两端的电压和电流的波形

Fig.9 Voltage and current of AC filter capacitor  $C_f$

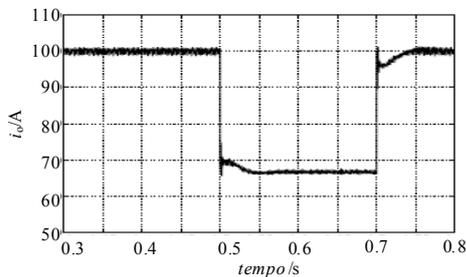


图 10 输出电流随负载变化的波形

Fig.10 Load current for a 50% increase in  $R_o$

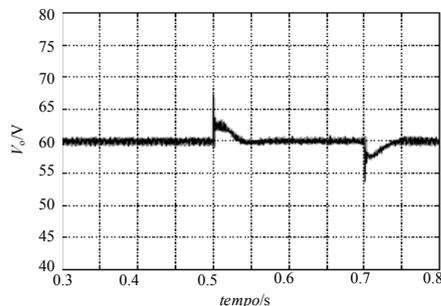


图 11 输出电压随负载变化的波形

Fig.11 Load voltage for a 50% increase in  $R_o$

由图可知, 在输入电压很宽的变化范围内都能实现较好的功率因数校正, 电压和电流的波形完全一致。当负载  $R_o$  增加 50% 时, 输出电流和电压在很

短时间内趋于稳定, 并且输出电压恒定, 输出电压得到很好的控制, 系统对电网的谐波污染很小。

## 5 结论

本文介绍了一种新型单级高频隔离式三相电流型 Buck 变换器, 设计了电路的拓扑结构, 建立了数学模型, 并在此基础上介绍了三相电流型功率变换器单位功率因数控制算法。该算法应用三开关 PWM 开关信号、坐标变换和闭环控制策略, 既实现 AC/DC 功率变换, 又实现了单位功率因数校正控制。从实验结果可以看出直流侧电流纹波很小并能够很好地跟踪电流设定值, 且满足变换器网侧电流单位功率因数控制和低谐波污染的要求。

## 参考文献

- [1] Manias S, Ziogas P D. A novel sinewave in AC to DC with high-frequency transformer isolation[J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 1985, IE-32(4): 430-438.
- [2] Inagaki K, et al. A new PWM control method for AC to DC converters with high-frequency transformer isolation[C].//IEEE Industry Application Society Conference. 1989: 783-789.
- [3] ZHANG Jin-dong, et al. An improved CCM single-stage PFC converter with a low frequency auxiliary switch[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2003,18(1): 44-49.
- [4] 张崇巍, 张兴. PWM 整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2005.  
ZHANG Chong-wei, ZHANG Xing. PWM rectifier and its control[M]. Beijing: China Machine Press, 2005.
- [5] Bose B K. Modern power electronics and AC drives[M]. 北京: 机械工业出版社, 2005.  
Bose B K. Modern power electronics and AC drives[M]. Beijing: China Machine Press, 2005.
- [6] 王付胜, 等. 基于 DSP 和 CPLD 的三相电流源型变频器[J]. 电工电能新技术, 2004, 24(4): 26-29.  
WANG Fu-sheng, et al. 3-phase current source rectifier based on DSP and CPLD[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2004, 24(4): 26-29.
- [7] 张迁, 蔡丽娟. 三相高功率因数变换器的数字控制仿真模型[J]. 华南理工大学学报: 自然科学版, 2003, 31(6): 45-48.  
ZHANG Qian, CAI Li-juan. Simulation model of digital controller for three-phase high power factor converter[J]. Journal of South China University of Technology: Natural Science Edition, 2003, 31(6): 45-48.

收稿日期: 2010-01-23; 修回日期: 2010-06-24

作者简介:

杜志勇(1967-), 男, 硕士, 副教授, 主要从事电力电子技术和电机智能控制; E-mail: zhydu@126.com

王鲜芳(1969-), 女, 博士, 副教授, 主要从事计算机智能控制。