

# 具有谐波抑制及单位功率因数的 AC/DC 稳压电源

孙频东

(南京师范大学 电气与电子工程学院, 江苏 南京 210042)

[摘要] 在交流变压器副边的桥式整流电路后, 去除滤波电容. 用脉宽调制(PWM)加电流闭环的方法, 实现电源从交流到直流的转换, 使交流侧电流的谐波分量得到有效抑制, 使电流波形具有良好的正弦特性, 同时也使电源的功率因数近似为 1, 使电源的性能得到有效提高. 在对电路进行分析的基础上, 用仿真的方法进行验证, 得到和理论分析一致的结果. 由此, 设计了单片机控制系统, 通过对主电路中 IGBT 门极信号的控制, 实现预定的控制策略.

[关键词] 谐波抑制, 功率因数, 开关电源, 脉宽调制

[中图分类号] TN86, [文献标识码] B, [文章编号] 1672-1292(2004)02-0026-04

## 0 引言

整流二极管、晶闸管等非线性器件在电力设备中的不良使用会产生大量谐波同时降低电力系统中的功率因数. 在 AC/DC 的电源变换过程中, 传统的变换方式是在交流电源变压器后接一个整流桥, 然后通过电容等器件滤波后得到需要的直流电压. 在此电路中由于在整流桥后接入了电容, 使交流输入电流产生谐波分量, 同时也降低了系统的功率因数.

由于这类负载的大量存在, 使得克服由这类非线性负载产生的谐波, 减少其对电力系统的影响, 成为当前电力电子研究的一个重要方向. 本文在对升压型电源性能研究的基础上, 提出了能使电源实现单位功率因数并且能有效地抑制电源系统自身谐波的电路设计方案, 经仿真和对实际电路的测试证明其性能良好.

## 1 单位功率因数电源变换器的组成及工作原理

### 1.1 电源的主电路组成

对于如图 1 所示的普通整流加滤波电源, 由于在整流电路之后接入了大滤波电容, 因而在交流电源侧, 产生如图 2 所示的尖峰电流. 这不仅使交流侧电流中包含了大量的谐波, 同时也使电路的功率因数出现降低. 为了克服这一缺点, 这里采用的方法是在主电路的整流桥后, 去除产生谐波和相位超前的滤波电容 C. 新的电源主电路如图 3 所示, 它由二极管整流桥、开关元件 IGBT、电感 L、二极管

$V_D$ 、滤波电容  $C_o$  和负载  $R_L$  组成, 整流桥后的电路等同于一个电压提升电路, 通过对 IGBT 的通断方式的控制, 使电感上的电流按近似正弦规律变化, 和输入电压同步升、降, 实现同相位变化, 波形如图 4 所示.

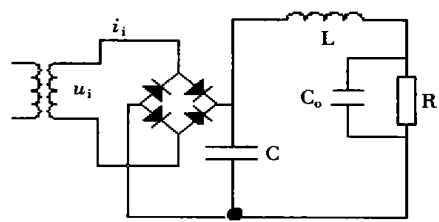


图 1 普通整流桥加滤波电源

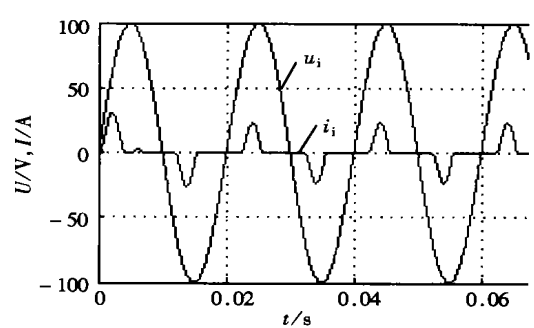


图 2 普通整流桥加 RC 滤波电路的输入电压、电流波形

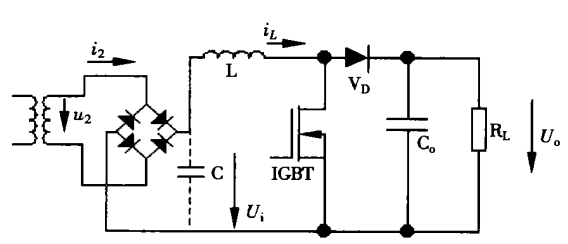


图 3 电源主电路

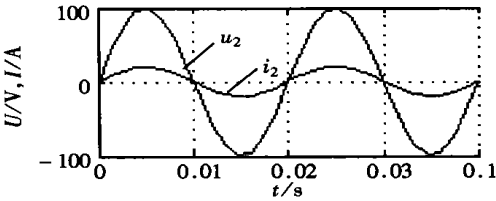


图4 理想电路的交流侧电压、电流波形

考虑到整流电路后的电压提升电路在正常情况下, 输出电压  $U_o$  大于等于二极管整流电路的输出最大电压值, 即当变压器二次侧输出电压峰值为  $U_{2m}$  时, 输出直流电压  $U_o$  通常大于  $U_{2m}$ . 为分析问题方便起见, 设想在二极管整流输出端接有滤波电容  $C$ , 将此时的二极管整流器的输出电压  $U_i$  记为  $U'_i$ , 则  $U'_i$  和  $U_2$  (变压器二次侧交流电压  $u_2$  的有效值) 具有下列近似关系:

$$U'_i \approx 1.2 U_2 \tag{1}$$

对于电压提升电路, 当输入电压为常数时, 输入、输出电压间有(2)式所示的关系<sup>[2]</sup>, 式中的  $D$  为 IGBT 的占空比:

$$U_o = \frac{U'_i}{1 - D} \tag{2}$$

但在实际电路中, 二极管整流器的输出端是不接滤波电容器的, 因此,  $U_i$  是变化的, 在一个周期的大多数时间内,  $U_i$  的值要小于  $U'_i$ . 因此, 用(2)式估算实际输出电压时, 是有误差的.

适当选择电源系统参数后, 输出直流电压值和变压器副边交流输入电压峰值有(3)式所示的关系:

$$U_o \geq U_{2m} \tag{3}$$

为实现如图 4 所示的电压、电流相位关系, 同时考虑到当输入电压  $u_2$  的值较小时  $i_L$  中的电流不能为零, 所以要求此时的 IGBT 有较大调制比  $D$ , 来提升  $u_2$ , 当  $u_2$  值上升时, 又不能使输出的电压值过大, 而影响电流的正弦波形特性, 这是需要降低 IGBT 的调制比  $D$ , 所以 IGBT 的调制比是变化的. 根据上述情况对调制比  $D$  的变化曲线进行预测, 调制比  $D$  的变化曲线应如图 5 所示. 从图 5 可

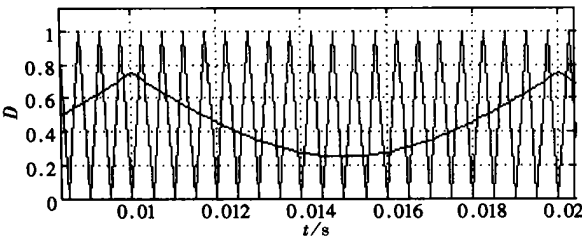


图5 IGBT 门极 M 型 PWM 触发信号

见, 当交流输入电压的绝对值增加时, 为了保证输入电流的正弦波形, 要求减小调制比  $D$ , 因此电源的电压提升功能减弱. 根据实验所得的数据, 通常调制比  $D$  小于等于 0.3, 若取  $D = 0.3$ , 则根据公式(2), 输出直流电压  $U_o$  在  $1.5 U_{2m}$  左右. 因此本电路的输出电压调节范围并不大.

对流经电感  $L$  的电流  $I_L$  的估算. 根据能量守恒原理, 交流电源的输入功率  $P_{AC}$  为:

$$P_{AC} = \frac{1}{T} \int_0^T p dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_{2m} \sin \omega t \cdot I_{2m} \sin \omega t d \omega t = \frac{U_{2m} \cdot I_{2m}}{2} \tag{4}$$

直流侧电源的输出功率为  $P_o$ :

$$P_o = \frac{U_o^2}{R_L} \tag{5}$$

若电源内部消耗功率为  $p_{in}$ , 则有(6)式:

$$P_{AC} = P_o + p_{in} \tag{6}$$

当电源自身消耗  $p_{in}$  较小时, 输入功率应近似等于输出功率, 同时考虑到  $i_2$  和  $i_L$  的有效值( $I_L$ )相等, 因此有(7)式:

$$I_L \geq \frac{\sqrt{2} U_o^2}{R_L U_{2m}} \tag{7}$$

由(7)式可用来估算流经电感电流的有效值.

1.2 电源的控制策略

为了使输入电流具有良好的正弦波形特性, 同时也使电源具有单位功率因数, 最关键是如何对 IGBT 门极进行控制. 用类似于正弦波 PWM 的方式, 对 IGBT 的门极的触发方式进行了研究、比较, 同时考虑到, 当流经电感  $L$  的电流  $i_L$  为正弦全波整流波形时, 交流侧输入电流波形最好, 所以调制波应具有如图 5 所示的近似 M 的形状. 通常载波频率取基波频率的 20 倍或以上, 为得到较为理想的正弦电流波形, 在电源中设置了电流闭环和电压闭环, 电流环给定波形为 50 Hz 电源经全波整流后的波形, 幅值为电压环调节器输出值. 可以这样认为, 电流环控制输入电流波形的形状, 通过改变调制波的形状实现; 电压环通过改变输入电流的幅值, 控制电源的输出电压值, 保证输出电压稳定在某一个值, 工作原理如图 6 所示.

1.3 电源控制器中的部分硬件电路

1.3.1 PWM 发生电路

用 555 集成芯片加相应外围元件构成方波发生电路, 电路的振荡频率  $f$  如式(8)所示, 占空比  $q$  如式(9)所示, 取占空比  $D = 0.5$ , 振荡频率  $f = 50 \sim 100$  kHz. 从 555 输出的方波经积分电路后输出三角波(载波), 和来自单片机控制器的 D/A 输出相比

较后产生 PWM 脉冲去触发 IGBT 管. 工作原理如图 7 所示.

$$f = \frac{1}{0.7(R_a + R_b)C} \quad (8)$$

$$D = \frac{R_a}{R_a + R_b} \quad (9)$$

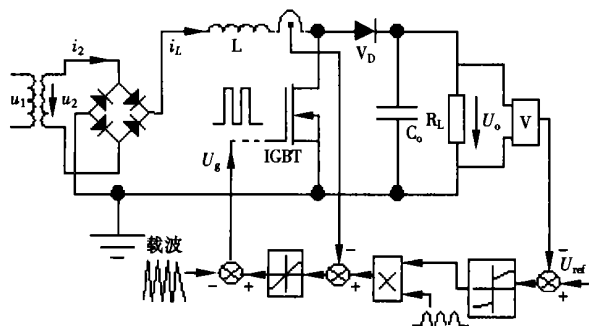


图6 稳压电源的结构原理图

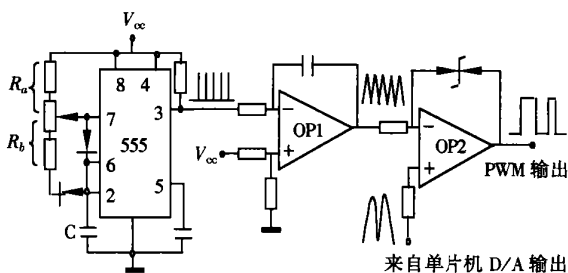


图 7 IGBT 门极控制 PWM 信号发生电路

### 1.3.2 电流检测电路

电流检测电路如图 8 所示, 通过采样电阻  $R_{\text{sense}}$ , 获取流经电感的电流样本, 再送单片机控制器进行 A/D 转换,  $R_{\text{sense}}$  的值取  $0.1 \sim 0.2 \Omega$ , 因此  $R_{\text{sense}}$  上产生的压降较小, 采样值经过放大后, 送控制器进行 A/D 转换经电流检测电路后, 输出的电压值  $u_{i1}$  如 (10) 式所示:

$$u_{iL} = Ki_L \quad (10)$$

式中,  $K$  为比例系数和放大电路中运放的放大系数, 电阻的取值和  $R_{\text{sense}}$  的值有关.

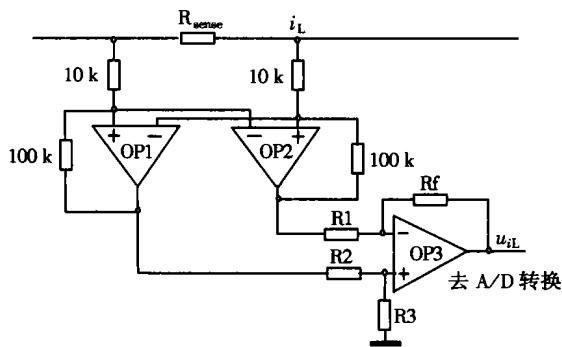


图8 电流检测电路

### 1.3.3 单片机控制器

图9为电源的单片机控制器原理图,单片机选

用廉价芯片 89C52, 主要是为了降低系统成本和复杂度, 使用片内的 EPROM 和定时器, 对大多数算法都采用查表方式进行工作, 以提高系统的工作速度, 如其中的正弦信号发生采用查表算法. 电流量的 A/D 转换约每 0.5 ms 进行一次, 以提高电流跟踪控制的精度.

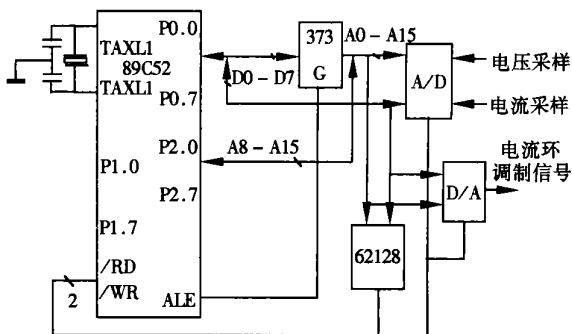


图 9 单片机控制器原理图

## 2 实验结果

对一个具有如下参数的电源进行测试,结果如图 10 所示:

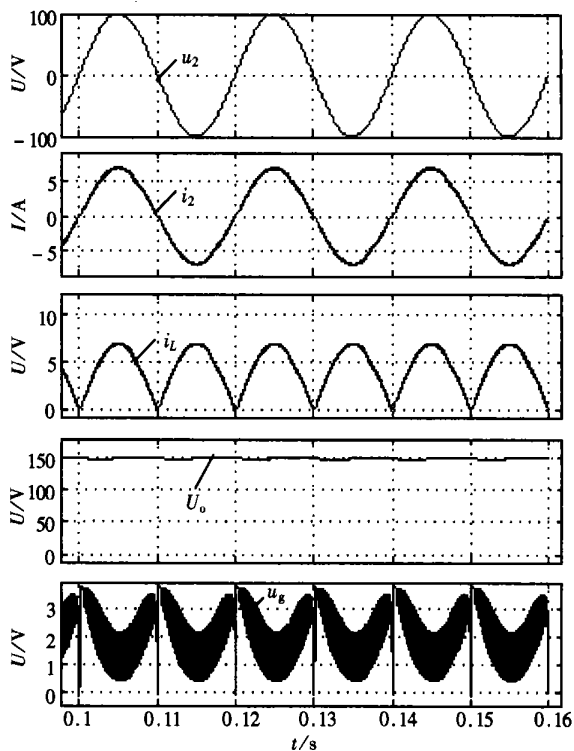


图 10 交流侧电压、电流、电感电流、输出电压、门控信号波形

- (1) 额定输出功率为 200 W; 交流侧输入电压峰值为 100 V, 频率 50 Hz;
- (2) 要求电源实际输出电压额定值为 150 V.
- (3) 测试时, 设定电源的 IGBT 开关载波频率为 100 kHz;

(4) 用电流环加电压环的方式进行控制.

输入电流  $i_2$ 、输入电压  $u_2$  之间为零相位差, 流经电感的电流  $i_L$  具有较好的全波整流波形, 输出电压  $U_o$  稳定且达到预期值, IGBT 门控触发信号  $u_g$  的调制形状为近似 M 形, 符合预测分析结果.

3 结束语

本文给出了一个具有单位功率及谐波抑制功能的稳压电源的工作原理及设计方法, 提出了用电流环的方法来保证交流侧电流的正弦波特征. 在电源正常工作时, 应保证电感中电流的连续, 和电流

环 M 型的调制形状, 这是确保交流侧电流正弦波形的条件. 由于系统的主要指标是保证单位功率因数和输入谐波电流的抑制, 因此, 电源的电压调节范围较小, 需要大幅调整输出电压时, 应通过改变交流侧变压器变比实现.

[ 参考文献]

[ 1] Oscar Garcia, Maria Dolores Martinez-Avial. Harmonic Reducer Converter[ J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2003, 50( 2) : 322 - 326.  
[ 2] 孙频东. BOOST 电源变换器原理与仿真[ J]. 计算机仿真, 2003, 20( 4) : 118 - 119.

The Design of AC-to-DC Regulated Converters  
with Unity Power Factor & Harmonic Reduction

SUN Pindong

(School of Electrical & Electronic Engineering, Nanjing Normal University, Nanjing 210042, China)

**Abstract:** The filter capacitor C connected in the DC side of diodes bridge rectifier was removed. By using pulse width modulation (PWM) method and current loop, energy conversion from AC to DC was realized, performance of the power supply was upgraded, the harmonic currents was restrained, the current in the AC side was made to be of good sinusoidal shape and the converter of unify power factor was insured. After theoretical analysis of the operating principle, simulations was carried out to verify the theoretical result. A microcomputer based control system, which was used to trigger the gates of IGBT and realize the strategy of control, was also provided.

**Key words:** harmonic reduction, power factor, switching power supply, PWM

[ 责任编辑: 严海琳]