

单相功率因数整流器的理论研究

郭向东, 杨政, 武志强, 冯虹, 刘振宇

(山西农业大学 信息科学与工程学院, 山西 太谷 030801)

摘要: 针对电网中存在的谐波会导致功率因数降低和电流波形发生畸变等问题, 详细阐述了一种最适合小功率范围内的有源功率因数校正方法; 并根据相关原理, 结合 Boost 变换器设计了一种单相高功率因数整流器; 结果表明: 经过校正后的输出电流产生的谐波数量明显降低, 输出电流的波形近似为正弦波; 同时, 通过调节电感和电容的参数取值, 使电流波纹稳定在了 9.667%, 输入电压抖动范围稳定在了 6.8% 左右, 使得功率因数获得很大的提高, 有效的降低了输入电流的谐波, 并抑制了系统中的电磁干扰, 保证了系统的正常工作, 达到了预期设定的目标; 因此, 抑制整流电路的谐波, 提高功率因数是提高电网供电质量的有效途径。

关键词: 谐波; 有源; 功率因数校正; 整流

Theoretical Study on Single Phase Power Factor Rectifier

Guo Xiangdong, Yang Zheng, Wu Zhiqiang, Feng Hong, Liu Zhenyu

(School of Information Science and Technology, Shanxi Agricultural University, Taigu 030801, China)

Abstract: Aiming at the problems of harmonic reduction in power factor and distortion of current waveform in the power grid, an active power factor correction method which is most suitable for small power range is discussed in detail. According to the principle of correlation and Boost converter, a single-phase high power factor rectifier is designed. The results show that the harmonics produced by the corrected output current are obviously reduced, and the waveform of the output current is approximately being more sinusoidal. By adjusting the parameters of inductance and capacitance simultaneously, the current ripple is stable at 9.667%, the input voltage range of jitter is stable at around 6.8%. The power factor is greatly improved, the harmonic of input current is reduced effectively, and the electromagnetic interference is suppressed in the system, ensuring the goal for optimally normal working of the system. Therefore, restraining the harmonic of rectifier circuit and increasing the power factor is an effective method to improve the quality of power supply.

Keywords: harmonics; active; power factor correction; rectification

0 引言

电网中的谐波源有很多种类, 其产生的谐波会导致电力系统的用电效率和寿命降低, 严重时会导致系统无法正常工作。现如今, 国内外抑制谐波主要由安装滤波器和功率因数的校正这两个途径来实现, 方法有: 无源滤波 (PF)、有源电力滤波 (APF)、无源功率因数校正 (PPFC)、有源功率因数校正 (APFC) 等^[1]。无源滤波结构简单, 成本低, 但 LC 网络的设计较困难, 可能产生很大的谐波电流, 使电网供电质量下降。有源电力滤波可以补偿频率和大小都改变的谐波以及无功, 一般在抑制动态谐波和补偿无功的装置中使用^[2]。无源功率因数校正的操作简单、成本低, 功率因数可以达到 0.7~0.8, 电流中谐波的比例可以降低到 40% 以下, 所以, 无源 PFC 适用于中小功率场合, 特别是在需要能量双向传递的场合^[3]。有源功率因数校正通过改变有源开关的通断来使输入电流随着输入电压的变化而改变, 使得输入电流的波形近似为正弦波, 功率因数接近 1^[4]。经过对相关文献和资料进行归纳总结, 选用了具有功率因数校正的电路, 得出了有源 PFC 技术能够有效的抑制谐波的产生。

收稿日期: 2017-08-08; 修回日期: 2017-08-23。

基金项目: 国家高技术研究发展计划(2013AA102306); 国家自然科学基金(31371527)。

作者简介: 郭向东(1992-), 男, 山西太原人, 硕士研究生, 主要从事农业信息化方向的研究。

通讯作者: 刘振宇(1974-), 男, 山西汾阳人, 硕士生导师, 副教授, 博士, 主要从事农业物料电磁特性方向的研究。

宋晓磊等研究了双重交错并联 Boost PFC 的拓扑结构, 深入分析了交错并联在减小输入电感电流纹波、提升变换器功率等级等方面的改进机理, 单相功率因数校正系统提供了一种改进方向^[5]。刘玲等将有源功率因数校正装置引入飞机用电设备中, 有效的抑制了谐波的污染^[6]。杨徐路等在 PFC 基础上提出了基于飞思卡尔数字控制器 MC56F8013 平台的平均电流模式功率因数校正的数字化控制方案, 有效的提高了功率因数, 保证了系统的稳定运行^[7]。张阳等设计了一台双重反激式软开关 APFC 变换器样机, 并对变换器的效率和功率因数、负载调整率和输入电压调整率以及输入电压谐波和输入电流谐波进行了详细的实验测试, 结果表明该变换器具有高功率因数、高效率、谐波含量少、输出功率较大、可靠性高等优点^[8]。曾佑富等提出了将单相输入的有源功率因数校正技术 (PFC) 应用于弧焊逆变电源中, 并建立了弧焊逆变电源 Boost ZVT-PWM PFC 装置, 结果表明其功率因数高, 畸变谐波小^[9]。

本文根据当前功率因数校正的技术发展, 从单相功率因数校正的角度出发, 重点分析当前功率因数校正的现状, 详细阐述了有源功率因数校正的技术方法。经过对单相高功率因数整流器的改进分析, 以及对高功率因数的样机进行理论分析, 电路设计, 建模分析, 仿真实验等手段来证实功率因数的校正效果, 细致的讲述了单相整流 PWM 功率因数校正的整体过程。

1 单相高功率因数整流器主电路结构及分析

1.1 主电路结构及其工作原理

图 1 中电源输电后变压器会对电流进行隔离并降低电压, 随后用单相交流电源转换, 接通开关管 M1 和 M2, 从而提高了功率因数, 抑制了谐波。

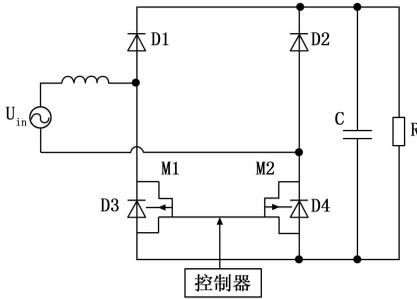


图 1 Boost 拓扑桥式 PFC 整流电路

1.2 电路工作原理

工作模式 1：如图 2 (a)，接通 M1 和 M2，此时交流电压 U_{in} 为正，输入电流的流动路径为：从电感 L 到 M1 由 M2 返回电源。同时，电容 C 中储存的能量向负载 R 供电。

工作模式 2：如图 2 (b)，接通 M1 和 M2，此时交流电压 U_{in} 为负。输入电流的流动路径为：从 M2 到 M1 由电感 L 返回。此时电容 C 向负载 R 供电。

工作模式 3：如图 2 (c)，断开 M1 和 M2，此时交流电压 U_{in} 为正，输入电流的流动路径为：电感 L 到二极管 D1 到负载 R 由二极管 D4 返回。此时电容 C 储存能量。

工作模式 4：如图 2 (d)，断开 M1 和 M2，此时交流电压 U_{in} 为负，输入电流的流动路径为：二极管 D2 到负载 R 到二极管 D3 由电感 L 返回。此时电容 C 储存能量。

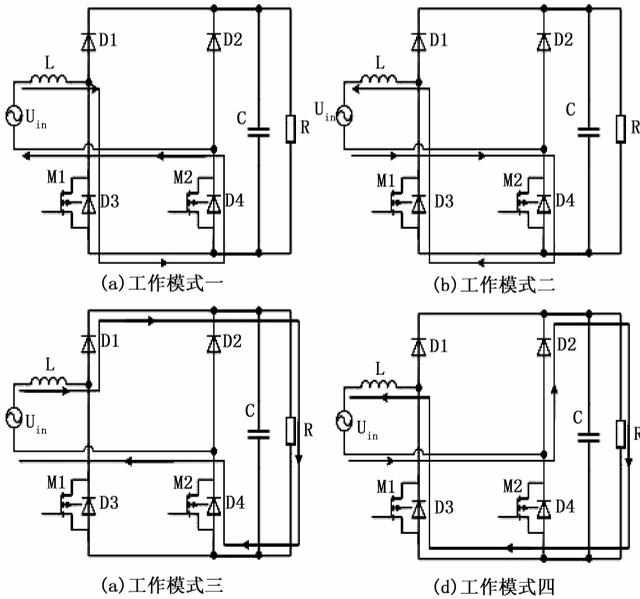


图 2 工作模式

由图 2 可以得出，电容 C 的充电和放电由 M1 和 M2 接通和断开的时间间隔来控制。这样可以使端电压维持在一个稳定值，输入电流的波形接近正弦波。如果我们在电路中加入采用软开关技术（零电流或零电压技术）的话，会使系统的性能进一步得到提高，但同时也会增加设计难度和制造成本。

2 数学模型建立

2.1 电路的理想开关模型

如图 3 所示，交流电由新型桥式半控整流电路输出给直流负载。并调整两个 MOS 管接通和断开的顺序和时间，进而保

证功率因数得以提高，输出电压维持稳定。

令开关函数 d 为：

$$d = \begin{cases} 1 & M_1, M_2 \text{ 导通} \\ 0 & M_1, M_2 \text{ 关断} \end{cases} \quad (1)$$

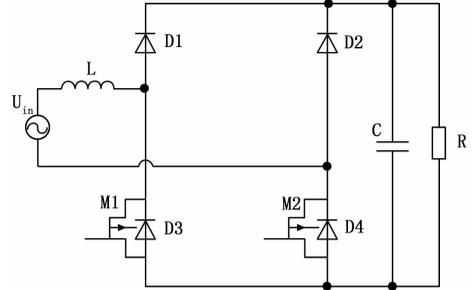


图 3 主电路结构图

则数学模型为：

$$M_1, M_2 \text{ 导通时} \begin{cases} L \frac{di}{dt} = u_i \\ C \frac{du_c}{dt} = \frac{u_c}{R} \end{cases} \quad (2)$$

$$M_1, M_2 \text{ 关断时} \begin{cases} L \frac{di}{dt} = u_i - u_c \\ C \frac{du_c}{dt} = i - \frac{u_c}{R} \end{cases} \quad (3)$$

故可得理想小信号模型为：

$$\dot{x} = \begin{cases} \mathbf{A}_1 x + \mathbf{B} u & t \in [t_{i-1}, t_{i-1} + DT_s] \\ \mathbf{A}_2 x + \mathbf{B} u & t \in [t_{i-1} + DT_s, t_i] \end{cases} \quad (i = 1, 2, \dots, n) \quad (4)$$

$$\text{其中: } x = \begin{bmatrix} i \\ u_c \end{bmatrix}, \mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{RC} \end{bmatrix}, \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, u = [u_i].$$

根据上述建模结果得出，开关模型在理想情况下和真实的电路很吻合。但是，我们可以从中发现一个问题，由于理想开关模型是时变的，所以我们无法通过建模计算求得解析。因此，我们应该加以修正以便使实验结果更加精确。

2.2 状态空间平均模型

不难看出，在开关管接通或者是断开时，它们的电路模型以及状态方程都可以计算出来。按照开关在不同工作状态下得到的状态方程，可以计算出一个开关周期内系统的空间平均模型方程。

令 D 为一个周期内的平均值，则：

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} = u_i - (1-D)u_c \\ C \frac{du_c}{dt} = (1-D)i + (2D-1) \frac{u_c}{R} \end{cases}, (0 \leq D \leq 1) \quad (5)$$

即得到系统的状态空间平均模型为：

$$\begin{bmatrix} \frac{di}{dt} \\ \frac{du_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-D}{L} \\ \frac{1-D}{C} & \frac{2D-1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ u_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u_i \quad (6)$$

通过计算此方程, 使我们对整流器系统的相关原理有了更进一步的了解和认识。同时也得出了, 在状态空间平均模型的解和理想开关模型接近的情况下, 电容电压和电感电流产生的变化非常微弱, 不容易检测, 并且在此模型下有效频带只有开关频率的 1/5~1/10, 一旦超出或靠近此区域, 其结果将失去意义。

2.3 小信号模型

在控制开关电路时, 一般通过改变控制电路中的占空比 D 来达到目的。与此同时, 状态空间平均模型并非线性, 而是体现在各变量之间的解耦, 进而可以得到小信号模型 (Small Signal Model)。

在此模型中, 电路的状态方程为:

$$\dot{x} = F(x, u_i, D) \quad (7)$$

设 (X_0, U_0, D_0) 为工作点, 用泰勒级数展开得:

$$\begin{aligned} \dot{x} = & F(x_0, u_0, D_0) + \frac{\partial F(x_0, u_0, D_0)}{\partial x}(x - x_0) + \\ & \frac{\partial F(x_0, u_0, D_0)}{\partial u}(u - u_0) + \frac{\partial F(x_0, u_0, D_0)}{\partial D}(D - D_0) + \\ & 0(x - x_0) + 0(u - u_0) + 0(D - D_0) \end{aligned} \quad (8)$$

略去高阶无穷小量, 式 (3~8) 可表示为:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} = & \frac{\partial F(x_0, u_0, D_0)}{\partial x} \hat{x} + \frac{\partial F(x_0, u_0, D_0)}{\partial u} \hat{u} + \\ & \frac{\partial F(x_0, u_0, D_0)}{\partial D} \hat{D} \end{aligned} \quad (9)$$

其中: $\hat{x} = x - x_0, \hat{u} = u - u_0, \hat{D} = D - D_0$

令 $A = \frac{\partial F(x_0, u_0, D_0)}{\partial x}, B = \frac{\partial F(x_0, u_0, D_0)}{\partial u}, C =$

$$\frac{\partial F(x_0, u_0, D_0)}{\partial D},$$

可进一步得:

$$\dot{\hat{x}} = A \hat{x} + B \hat{u} + C \hat{D} \quad (10)$$

复频域的解为:

$$\hat{x}(s) = (sI - A)^{-1} B \hat{u}(s) + (sI - A)^{-1} C \hat{D}(s) \quad (11)$$

鉴于模型中的 U_c 和 D 存在耦合关系, 在计算时, 要通过对部分的数学模型进行线性化操作, 实现 U_c 和 D 的解耦, 从而实现小信号模型的建立。由小信号模型状态方程为:

$$\dot{\hat{x}} = A \hat{x} + B \hat{u}_i + C \hat{D} \quad (12)$$

$$\text{式中, } A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-D}{L} \\ \frac{1-D}{C} & \frac{2D-1}{RC} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & \frac{2}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ u_{c0} \end{bmatrix}$$

小信号模型在复频域的解为:

$$\hat{x}(s) = (sI - A)^{-1} B \hat{u}_i(s) + (sI - A)^{-1} C \hat{D}(s) \quad (13)$$

$$\text{式中, } (sI - A)^{-1} B = \begin{bmatrix} \frac{Cs - (2D_0 - 1)/R}{s^2 - (2D_0 - 1)s/RC + (1 - D_0)^2/LC} \\ \frac{1 - D_0}{s^2 - (2D_0 - 1)s/RC + (1 - D_0)^2/LC} \end{bmatrix}$$

即得变量 \hat{x} 和输入量 \hat{u} 的传递函数为:

$$\begin{cases} \frac{\hat{i}}{\hat{u}_i} = \frac{Cs - (2D_0 - 1)/R}{s^2 - (2D_0 - 1)s/RC + (1 - D_0)^2/LC} \\ \frac{\hat{u}_c}{\hat{u}_i} = \frac{1 - D_0}{s^2 - (2D_0 - 1)s/RC + (1 - D_0)^2/LC} \end{cases} \quad (14)$$

又由式子

$$(sI - A)^{-1} C = \begin{bmatrix} \frac{(1 - D_0)i + [Cs - (2D_0 - 1)/R + (2D_0 - 2)/R]u_{c0}}{s^2 - (2D_0 - 1)s/RC + (1 - D_0)^2/LC} \\ \frac{-Lis + (1 - D_0 + \frac{2Ls}{R})u_{c0}}{s^2 - (2D_0 - 1)s/RC + (1 - D_0)^2/LC} \end{bmatrix} \quad (15)$$

即得变量 \bar{x} 和控制量 \bar{d} 的传递函数为:

$$\begin{cases} \frac{\hat{i}}{\hat{D}} = \frac{(1 - D_0)i + [Cs - (2D_0 - 1)/R + (2D_0 - 2)/R]u_{c0}}{s^2 - (2D_0 - 1)s/RC + (1 - D_0)^2/LC} \\ \frac{\hat{u}_c}{\hat{D}} = \frac{-Lis + (1 - D_0 + \frac{2Ls}{R})u_{c0}}{s^2 - (2D_0 - 1)s/RC + (1 - D_0)^2/LC} \end{cases} \quad (16)$$

经过以上的模型可以分析出, 小信号模型对高频信号的显示非常清晰, 对数学模型的建立和分析有了很大的帮助。

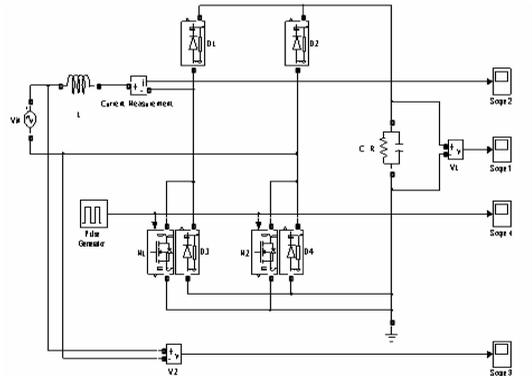


图 4 主电路 MATLAB 仿真原理图

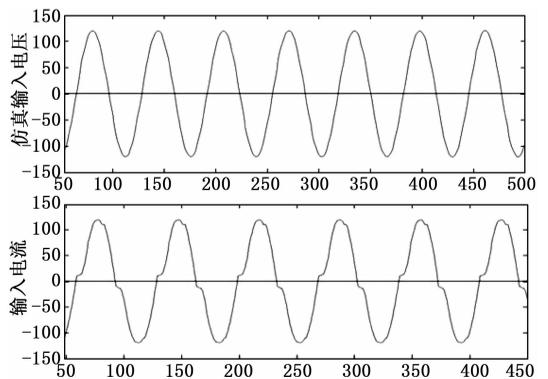


图 5 主电路的仿真结果

2.4 主电路的仿真

通过 MATLAB/SIMULINK 构建仿真框图, 如图 4 主电路的仿真原理图所示。设开关频率为 50 KHz, 时间为 1 S, 经

过仿真后结果如图 5 所示。

从图中可以看出，输入电压的波形非常平滑，而输入电流的波形出现抖动，表明此波形里面含有谐波信号。

3 高功率因数整流器设计

3.1 系统的总体设计

整流器 PFC 控制系统总体设计如图 6 所示。

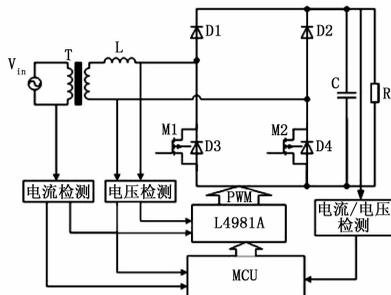


图 6 系统总体设计

由图可知，电源电流通过变压器降压，然后流入电路中的桥式半控整流电路。电源电流的检测数据以及变压器降压后的电压数据经采集后，分别传送到控制芯片 L4981A 和 MCU，在电路图的输出侧，输出电压和电流经过检测和采集后传送到 MCU，MCU 处理完输入和输出的数据后，把相应的控制信号传送给 L4981A，然后传送到 PWM 中，进而根据数值的变化来控制 M1 和 M2 的接通和关闭。其中，控制芯片 L4981A 运用平均电流控制技术进行 PFC 操作，使得输入电流的信号波形为正弦波形，相位与电压信号相位相同^[10]。

3.2 电路设计

3.2.1 系统控制原理

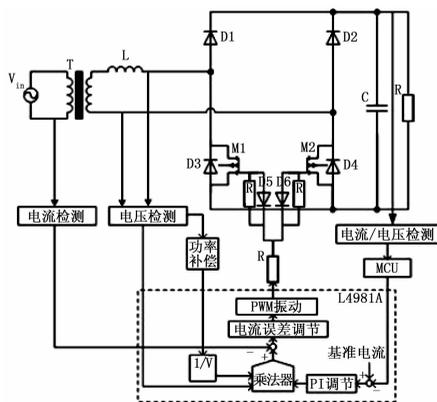


图 7 系统控制电路框图

由图 7 系统控制电路框图所示，系统采用有源功率因数校正技术平均电流控制方法，变压器变压后的电压经过检测后传送到乘法器，其中一部分检测数据进行功率补偿和算法计算后也传入乘法器。在输出端，输出电流和电压经过检测后传送到 MCU 进行处理，然后，处理后的数值在 L491A 芯片中与基准电流作比较，其差值用 PI 调节后得到一个恒定值，传送到乘法器。此时，在乘法器中通过计算来自前面提到的两个数据和输入端电压数据后，与输入电流进行比较，会得出电流的误差值，此误差值经过 PWM 驱动分析后，来控制 MOS 管 M1 和 M2 的接通和关断，进而实现功率因数的校正和整流输出。

电压电流信号的收集通过低通滤波器和电阻来实现。运用电阻和二极管来确保 PWM 和 MOS 管达到正常的工作运行状态，使电路的接通和关断时间符合规定的要求。并接通外接振荡器，调整其参数，使 PWM 的开关频率稳定在 74 kHz。同时，在芯片中还包括保护过电压和过电流的电路装置^[11]。

在整个电路的设计过程中，为了使功率因数达到设定的要求，应该给 L4981A 传送控制电流信号以及扫描电压信号。在采集两种信号时，低通滤波器检测的电压信号传送到 L4981A 是为了给电压和电流的相位做一个参考。在检测输入信号时使用一个精确电阻检测。

3.2.2 系统参数的选择

如图 8，45 W 样机所示，输入 220 V，50 Hz 交流，输出 15 V，3 A 直流，开关频率 74 kHz。参数设置过程如下：

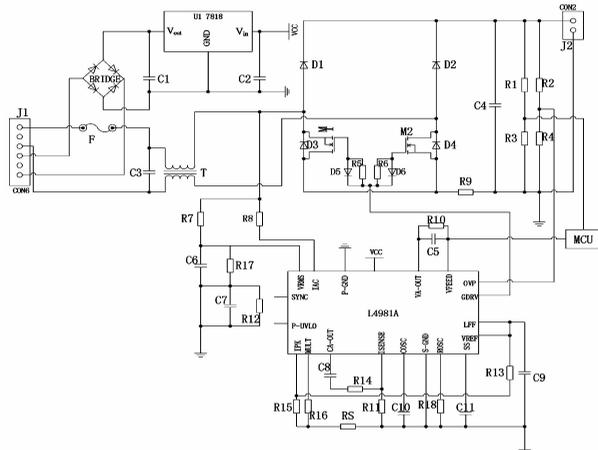


图 8 电路原理图

1) 输入侧电感 L 的计算。

电感 L 计算过程：

$$X_{nL} = \frac{V_{in}}{\Delta I} = \frac{9}{10\%} \times \frac{50}{9} = 16.2 \quad (17)$$

$$X_L = \frac{X_{nL}}{n} = \frac{X_{nL}}{\left(\frac{74k}{50}\right)} = 0.0109459 \quad (18)$$

$$L = \frac{X_L}{\omega} = \frac{X_L}{2\pi f} = \frac{0.0109459}{(2\pi \times 50)} = 34.8 \mu H \quad (19)$$

当电感值为 36 μH 时，电流波纹近似为 9.667%。

2) 输出侧电容的计算。

电容 C 计算过程：

$$\Delta V = V_{out} \times 0.05 = 15 \times 0.05 = 0.75 \quad (20)$$

$$I_{out} = \frac{P_{out}}{V_{out}} = \frac{45}{15} = 3A \quad (21)$$

$$C = \frac{I_{out}}{n\omega\Delta V} = \frac{P_{out}}{(V_{out} \times n\omega\Delta V)} = \frac{3}{(2 \times 2\pi f \times 0.75)} = 0.0064P \quad (22)$$

取电容 C = 4 700 μF 。则输入电压抖动允许范围大约为 6.8%。

3) 开关频率的设置。

震荡器定时电阻和电容分别与 L4981A 的 17、18 引脚相接，保证定时器可以正常进行充放电。此时，17 引脚的基准电压是 1.28 V，充电电流 IC 和放电电流 ID 为：

$$\begin{cases} I_c \approx 10 \frac{1.28 V}{R_{osc}} \\ I_d \approx 200 \frac{1.28 V}{R_{osc}} \end{cases} \quad (23)$$

由于放电电流的最大值约为 12 mA, 根据公式可以得出 R_{osc} 的最小值是 22 k Ω 。所以, 开关频率为:

$$T = t_r + t_f = V_{srp} C_{osc} \left(\frac{1}{I_c} + \frac{1}{I_d} \right) \quad (24)$$

V_{srp} 是数值为 5 V 的斜坡信号峰值。故开关频率由下式决定:

$$f_{sw} = \frac{1}{T} \approx \frac{2.44}{R_{osc} C_{osc}} \quad (25)$$

将 R_{osc} 和 C_{osc} 的值带入上式可得:

$$f_{sw} = \frac{2.44}{R_{osc} \times C_{osc}} = \frac{2.44}{30.1 \text{ k}\Omega \times 1 \text{ nF}} \approx 74 \text{ kHz} \quad (26)$$

4) 欠电压锁定阈值设置。

L4981A 中欠电压锁定阈值的接通和关断, 由 19 引脚 VCC、15 引脚 P-UVLO、电阻分压器和欠电压锁定比较器来控制。开通阈值由电阻 RL 决定。

设定电阻值是 220 k Ω 和 33 K Ω , 控制芯片接通和断开的电压是 10.1 V 和 12 V。

5) 软启动电流的设置。

软启动电流在系统中的作用主要是为了保证升压功率 MOSFET 接电后系统中的电流维持在稳定的范围。当输出过压或欠电压锁定时, 此时, 软启动电容接收到信号后会进行放电操作。方程为:

$$t_{ss} = C_{ss} \frac{V_{VA-OUT}}{I_{ss}} = 1 U \times \frac{5.1}{100 U} = 51 \text{ ms} \quad (27)$$

在 MOS 管中, M1 和 M2 的输入输出通道都接在源极上, 使得系统在运行中不用进行光电隔离。采集输出端电压信号后, 同电路中的基准电压进行差值计算, 计算出的误差与收集到的电压信号有效值一起传送到乘法器中进行处理, 并把处理完成的输出值当做输入电流的参考数值^[12]。整个过程中采用 RS 触发器来控制 PWM 的输出。

设置最大功率因数 0.98, 待机功率为 3 W。其它参数为: MOS 管 M1、M2 为 IRFP2907, 变压器 220~10 VAC, 各种元器件及其参数如表 1 所示。

表 1 系统各种元件及参数

Part	Value	Part	Value	Part	Value	Part	Value
U1	7 818	C1~C2	200 uf	R1,R14	15k	R15	200
J1	CON6	C3	20V 10 uf	R2~R3	220 k	R16	1.8k
J2	CON2	C4	4700 uf	R4	22 k	R17	6.2 k
F	20 V 10 A	C5	10 nf	R5~R6	10	R18	33 k
T	36 uf	C6~C7	200 nf	R7~R8	42 k	RS	0.033
D1~D6	1N4001	C8,C10	1 nf	R9	2.2 k		
M1~M2	IRFP2907	C9,C11	1 uf	R10~R13	5.1 k		

4 实验结果

根据图 8 的电路原理图对在本设计电路输出电流端加入逆变器对整流后的电流进行逆变处理, 并且对其输出电流进行仿真分析, 观察输出电流仿真波形如图 9, 图 9 可以表明本设计输出电流具有很高的品质, 校正输出电流波形在坐标轴 0 处出现了小幅度的抖动, 但并不影响整个波形的变化规律, 基本表

现为标准正弦波形。表明该方法确实可以有效的提高功率因数, 减少谐波的产生^[13]。

同时, 该设计中的整流器系统具有成本低, 操作简单, 易于实现等优点。适用于各种各样的直流电源以及蓄电池的充电器。

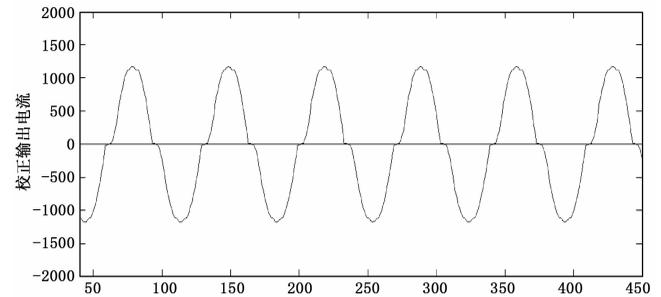


图 9 电流仿真波形

5 结论

1) APFC 平均电流控制技术, 使系统的跟踪误差电流产生的畸变小于 1%, 功率因数达到了 0.9 以上。实现了输出高品质的电流, 其波形表现为标准的正弦波, 有效的抑制了谐波的数量。

2) 通过对 Boost 拓扑电路的改进以及对样机的测试, 得出了提高功率因数是减少谐波的有效途径。运用 L4981A 控制芯片提供的定频控制工作模式, 以及对输入电流实现正弦化, 且无需斜坡补偿等功能, 实现了单相 PWM 功率因数的校正。保证了系统的稳定运行。

参考文献:

- [1] 桂 丽. 基于 MC33260 的 Cuk 型有源功率因数校正的研究与设计 [D]. 合肥: 合肥工业大学, 2010.
- [2] 宋长江. 大容量并联混合型有源电力滤波器的研究 [D]. 武汉: 武汉理工大学, 2007.
- [3] 施三保. 单相高功率因数整流器及其控制策略研究 [D]. 武汉: 武汉理工大学, 2006.
- [4] 李军庆, 胡绍忠. 有源功率因数校正浅析 [J]. 科技广场, 2012 (1): 199-202.
- [5] 宋晓磊. 基于单相功率因数校正系统的改进与研究 [D]. 南京: 东南大学, 2016.
- [6] 刘 玲. 飞机交流电网有源谐波抑制技术的研究 [D]. 南昌: 南昌航空大学, 2013.
- [7] 杨徐璐. 基于 DSP 的数字化 APFC 研究 [D]. 南京: 南京理工大学, 2014.
- [8] 张 阳. 双重反激式软开关 APEC 变换器的研究 [D]. 长沙: 湖南工业大学, 2013.
- [9] 曾佑富. 模拟实际负载下弧焊逆变电源单相功率因数校正 [D]. 长春: 吉林大学, 2006.
- [10] 翟亚永. 基于 DSP 的有源功率因数校正技术研究 [D]. 沈阳: 东北大学, 2012.
- [11] 刘元岗. 基于 FPGA+DSP 的并联型有源电力滤波器的研究 [D]. 合肥: 合肥工业大学, 2011.
- [12] 薛宝章. 功率因数校正电路设计 [J]. 安徽电子信息职业技术学院学报, 2006 (5): 72-74, 81.
- [13] 任大庆. 单级隔离型 PFC 变换器及其控制研究 [D]. 武汉: 武汉理工大学, 2011.