

一种有源功率因数校正电路及控制方法的设计*

董秀芬

(扬州市职业大学 电子工程系, 江苏 扬州 225009)

摘要: 从开关变换器的基本拓扑结构出发, 寻找简单和方便的控制方式。根据正向输出的 Buck-Boost 变换器工作的基本原理, 提出了一种新的功率因数校正电路结构, 给出了相应的控制方法, 并对其进行了仿真。该电路能够利用电压跟随的方式实现 PFC。由于该电路能够实现降压输出, 因此降低了对所有功率开关管的耐压要求, 有利于提高变换器的转换效率并降低成本。

关键词: 功率因数校正; 控制; 仿真; 有源功率因数校正

中图分类号: TM571

文献标识码: A

文章编号: 1674-7720(2012)19-0035-05

Design a new type of active power factor correction circuit and control methods

Dong Xiufen

(Department of Electronic Engineering, Yangzhou Polytechnic College, Yangzhou 225009, China)

Abstract: From the basic topological structure of the switch converter, this article looks for an simple and convenient way of control. According to the basic principle of the positive output Buck-Boost converter, this paper proposes a new power factor correction circuit structure, the corresponding control method, and its simulation. This circuit can realize PFC by using the mode of voltage followed. Because the circuit can realize step-down output, it reduces the pressure requirements of all power switch tubes, the transformation of the converter is helpful to improve the efficiency and reduce cost.

Key words: power factor correction; control; simulation; active power factor correction

有源功率因数校正技术的研究主要集中在电路拓扑、控制策略和建模分析等方面。其中电路拓扑的研究除了电力电子技术中的基本变换器结构外, 还针对一些特殊的拓扑结构。利用这些拓扑结构本身特性构成所需要的 PFC 变换器, 以实现提高电路性能, 降低成本的目的。控制策略的研究则主要是针对特定的拓扑结构, 通过不同的数学和建模分析, 寻找最优或最合适的控制方法, 以提高整体电路的性能, 简化控制电路, 降低成本。此外, 改进开关器件的性能, 也可以从整体上提高电路的性能。

在实际应用中, 针对不同的应用场合, 对有源功率因数校正电路的要求也是多种多样的。Boost 型电路以其控制简单, 电流纹波较小等优点得到了广泛应用。从实现 PFC 的控制策略上来看, 又以 DCM 模式下的变频控制法和 CCM 模式下的平均电流控制法应用最为广

泛, 并且在市面上已经有了商用的 PFC 控制芯片出售。本文的目的是从开关变换器基本的拓扑结构出发, 寻找简单和方便的控制方式。

根据正向输出的 Buck-Boost 变换器工作的基本原理, 提出了一种新的功率因数校正电路结构, 并给出了相应的控制方式。该电路能够利用电压跟随的方式实现 PFC。由于该电路能够实现降压输出, 因而降低了对所有功率开关管的耐压要求, 有利于提高变换器的转换效率和降低成本。

1 Boost PFC 变换器电路设计要求

本文内容来源于对一项军用车载电源的研究设计, 该设计的主要设计指标如下。

(1) 输入特性。市电: 154~264 V, 50±3 Hz; 4.5 kW 汽油发电机: 154~264 V, 50±3 Hz; 外 28 V: DC 28 V 3.5 kW, 蓄电池组: DC 24 V/200 Ah。(2) 输出特性。输出两路 DC 24 V。(3) 交流输入正常时的输出特性。输出电

《微型机与应用》2012 年第 31 卷第 19 期

* 基金项目: 2011 年度扬州市职业大学科教研项目 (11z01)

压为 25.5 ± 0.5 V, 输出功率为 3 000 W; 输出电压纹波不大于 10 mV; 电源效应小于或等于 2%; 负载效应小于或等于 3%。

(4) 蓄电池 24 V 或外 28 V 输入时的输出特性。输出电压为 25.5 ± 0.5 V; 输出功率为 3 000 W; 输出电压纹波不大于 10 mV; 输出特性: 输出两路 DC 24 V。

(5) 配电优先顺序: 市电、油机、外 28 V、电池。

(6) 保护。交流输入过压保护: 264 V; 交流输入欠压保护: 154 V; 外 28 V 输入保护; 过压保护: 32 ± 0.5 V; 欠压保护: 20 ± 0.5 V; 反接保护。

(7) 蓄电池保护。过放保护和反接保护。

(8) 输出保护。过压保护: $27 V \pm 0.5$ V。

(9) 过流与短路保护。效率大于或等于 80%; 功率因数大于 0.9。

(10) 充电特性。正常充电特性: 最高充电电压 28.8 ± 0.2 V; 最大充电电流 40 ± 5 A; 充电时间为 6.5 h; 充电效果为恒流——均压减流——浮充; 电池严重亏电时的充电特性为涓流(1A)——恒流——均压减流——浮充。

为了满足以上要求, 本论文选择了有实际研究价值的基于 UC3854 控制的 Boost PFC 变换电路来研究。

比较而言, Flyback 型 PFC 虽然易于实现输入、输出的隔离, 但由于其隔离变压器磁芯单向磁化, 使得其磁通复位控制困难, 变压器利用率低, 电路设计不但困难、复杂, 而且可靠性降低, 又增加了电源的体积、重量、铁耗、铜耗及成本。这均限制了它的实际应用。Boost 型 PFC 输入电流连续、易于控制, 功率因数 PF 高, 电流畸变系数 THD 小, 输出电压高, 允许电容储存更多的电能, 能提供更长时间的掉电保护, 这些优点促使世界上一些电力电子器件生产厂商(如美国德州仪器、微线)开发出诸多性能非常稳定可靠的集成控制芯片, 如 UC3852、UC3854、UC3855、UC3857、UC3858、UC38500、ML4803 等, 使 Boost 变换器获得了广泛的应用。

2 UC3854 简介

UC3854 是一种有源功率因数校正专用控制芯片。它可以完成升压变换器校正功率因数所需的全部控制功能, 使功率因数达到 0.99 以上, 输入电流波形失真小于 5%。该控制器采用平均电流型控制, 控制精度很高, 开关噪声较低。采用 UC3854 组成的功率因数校正电路后, 当输入电压在 85~260 V 之间变化时, 输出电压还可保持稳定, 因此也可作为 AC/DC 稳压电源。UC3854 采用推拉输出级, 输出电流可达 1 A 以上, 因此, 输出的固定频率 PWM 脉冲可驱动大功率 MOSFET。UC3854 内部框图如图 1 所示。

3 Boost PFC 变换器电路主要参数的设计与计算

3.1 Boost 功率电路的设计与计算

Boost 电路的设计主要就是功率器件的选取和电感

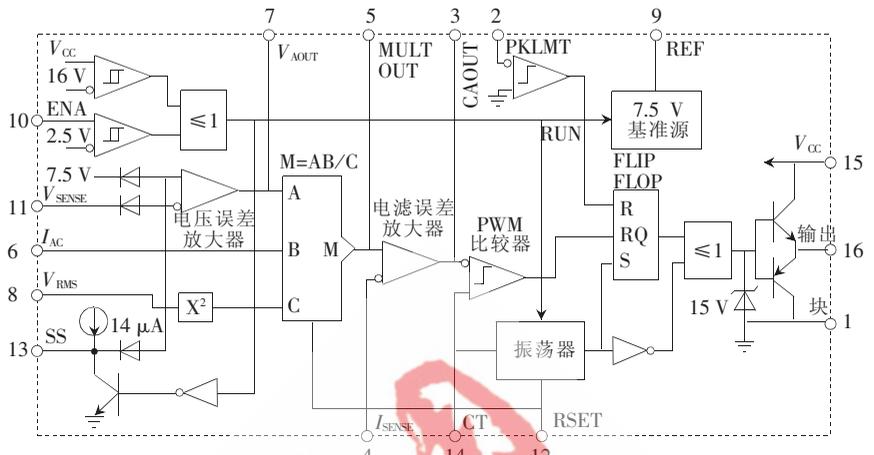


图 1 UC3854 内部框图

的设计。变换器的输入电压范围是 AC 80~275 V, 输出为 DC 400 V, 标称功率为 300 W, 开关频率为 50 kHz, 变换器工作在 DCM 下。下面来给出具体的参数设计。

由于功率恒定, 输入电流的最大峰值是在输入电压为最低时:

$$I_{imax} = \sqrt{\frac{2P}{V_{imin}}} = 5.3 \text{ A} \quad (1)$$

谐波系数取 50%, 因此电流谐波峰峰值为:

$$\Delta I_{imin} = I_{imax} \times 50\% = 2.65 \text{ A} \quad (2)$$

输出电压恒定, 最大占空比也出现在输入电压为最低时:

$$D = 1 - \sqrt{2} \frac{V_{imin}}{V_{out}} = 0.717 \quad (3)$$

$$L = \sqrt{2} \times V_{imin} \times D_{max} / f_s = \Delta I_{imin} = 6.12 \times 10^{-4} \text{ H} \quad (4)$$

取 $L = 0.8 \text{ mH}$

磁芯材料选用金宁三环 JP 系列的 Mn-Zn 铁氧体, 型号为 EE42C。采用直径为 0.4 mm 的漆包线, 8 股并绕, 匝数为 90 匝, 并留有 3 mm 左右的气隙, 以提高电感的抗饱和能力, 也可以通过气隙的宽度来调节电感的值。

电容的选取。输出为电压 400 V 的直流电, 因此, 输出电容应该为耐压为 450 V 的铝电解电容。它的容量由式(5)来决定:

$$C = \frac{2 \times P \times \Delta t}{V_0^2 - V_{0(min)}} \quad (5)$$

其中, P 为额定功率, Δt 为电容的擎住时间, 一般取 15~50 ms, $V_{0(min)}$ 是输出电压的最小值, 一般取 300 V, 因此输出电容的值取 450 μF 。

此外, 功率管选取 IR 公司生产的 RFP460LC, 耐压为 600 V, 最大正向通态电流 20 A (25℃时)。续流二极管选用 Onsemi 公司生产 MUR860 超快恢复二极管, 耐压 600 V, 正向额定电流 8 A, 反向恢复时间为 35 ns。

3.2 控制电路的设计

分块来设计以 UC3854 为核心的有源功率因数校正

(2) 振荡电路用于产生三角波。由一个电压控制开关、电流控制的电流源及一个脉冲电流源构成。电容的充电电压控制开关的导通和截止,而开关上的电压反过来控制 B5 电流源的大小。开关的两个状态是由电容的电压来判断的,开始 $B5=0$, B6 为一个恒流对外接电容正向充电,当 $V(16)>6.3\text{ V}$ 时,开关合上,此时以 1 倍的电压下降直至小于 2.5 V , B5 的电流变为 10 mA ,反向迅速充电;当 $V(16)<1.1\text{ V}$ 时,开关打开, $V(18)$ 电压回升,直至 $V(18)>2.5\text{ V}$, B5 电流再次为 0 ,开始下一周期的充放电。产生所需的振荡三角波。B4 等于 V6 支路的电流, B5 的电流是通过数字模型来模拟的。

(3) 电压误差放大器。其输入端为 27, 输出端为 22, 由差分放大器和放大器电路构成。输出 V_{AOUT} 是由差分放大器 2 个集电极的电流差控制的。假设 V_{SENS} 等于参考电压, 则受控电流源 $B6=0$, 因为 $V7=1.5\text{ V}$, 所以 Q_3 、 Q_4 都处于微导通, 流过 Q_3 、 Q_4 射极的电流很小, 2 个集电极均分 V_{CC} , V_{AOUT} 为 7.5 V 。若 V_{SENS} 小于参考电压时, $B6<0$, 对电容正向充电, $V(20)$ 的电位抬高, 使 Q_4 趋于截止。 V_{AOUT} 电压上升。同理, 若 V_{SENS} 大于参考电压, 造成 $V(20)$ 的电位下降, Q_4 的导通加深, V_{AOUT} 的电压下降。模型的工作原理与实际相符。模型中仍借助了数字模型, $B6=I_{qsc}-I_{qfc}$ 。

(4) 电流误差放大器。电流误差放大器与电压误差放大器的结构和工作原理基本一样, 不再作详细分析。

不同的是它有 2 个受控源。B7 是电流控制电流源, 它的数字模型与 B6 相似。B10 是表示乘法除法器的输出电流。在模型中通过数字模型实现了乘法除法器的功能。

4.2 仿真结果及分析

本文仿真了输入电压范围是交流 $154\text{ V}\sim 264\text{ V}$, 输出为 28 V 直流, 标称功率为 $3\ 000\text{ W}$, 开关频率为 50 kHz 的 Boost 型变换器, 模型中所用到的参数是根据 UC3854 的使用手册设计的。其仿真结果如图 4~图 10 所示。图 4 为电路输入脉冲波形; 图 5 为二极管电流波形; 图 6 为主功率管电流波形; 图 7 为电容电压波形; 图 8 为电源电压、电流波形; 图 9 为校正前电压、电流波形; 图 10 显示了加功率因数校正后的电压与电流的仿真波形。通过波形的分析可以清楚地看到, 用 UC3854 为主芯片的 PFC 电路, 功率因数校正效果明显, 输出的电压电流波形有很好的改善。

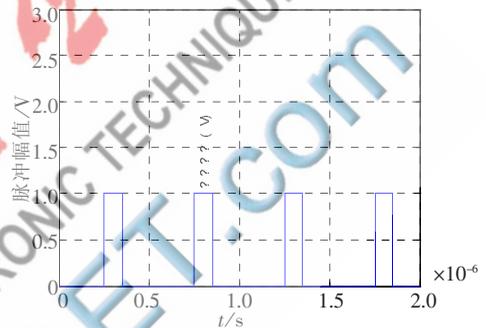


图 4 输入脉冲波形

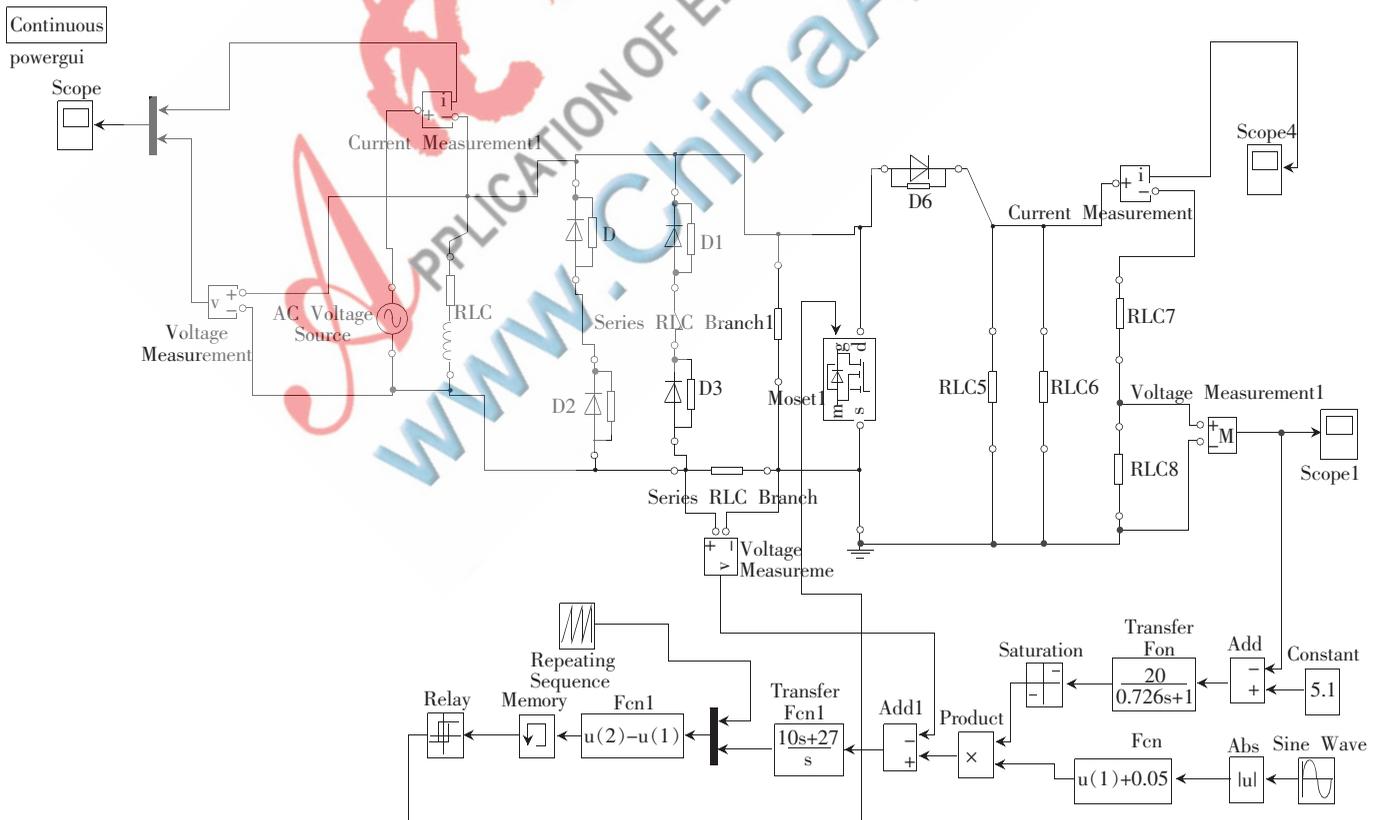


图 3 基于 UC3854 的 Simulink 仿真模型

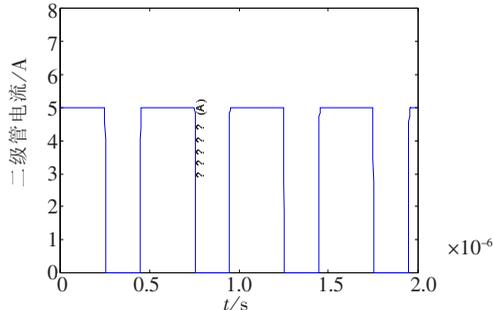


图5 二极管电流波形

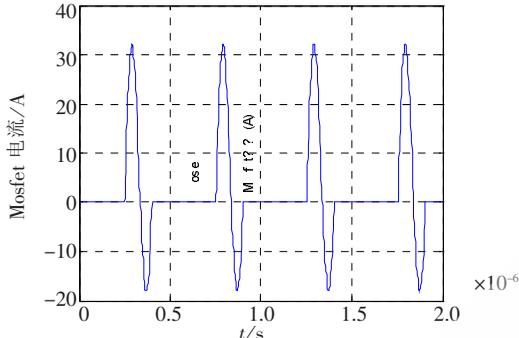


图6 主功率管电流波形

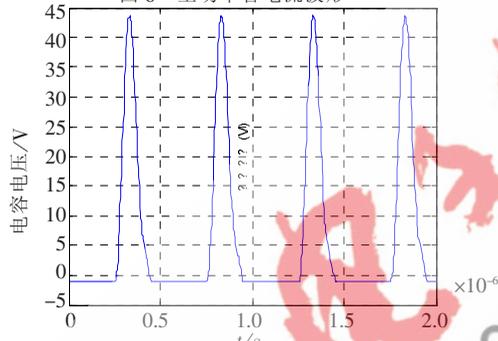


图7 电容电压波形

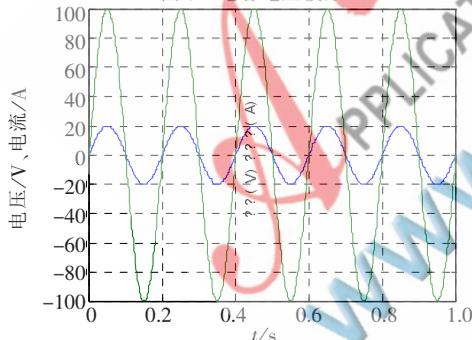


图8 电源电压、电流波形

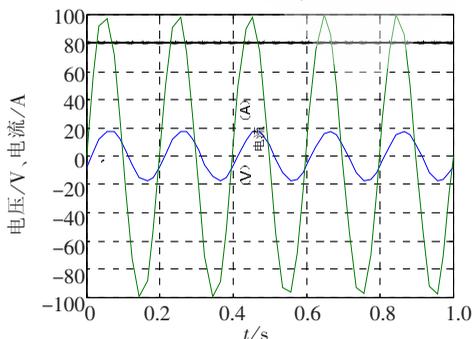


图9 校正前电压、电流波形

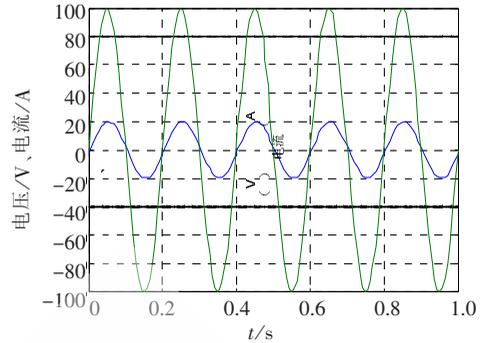


图10 校正后电压、电流波形

本文在总结前人研究的已较为成熟的平均电流法控制的升压型功率因数校正技术与拓扑 Boost 型变换电路的基础上,成功地将二者结合在一起。在分析了有源功率因数校正器的基本工作原理的基础上,仿真了功率因数校正和未经功率因数校正的电路,并且记录了相关电压和电流波形。经过比较后发现,经过 PFC 校正之后电路的功率因数有了明显改善。本文提出的功率因数校正电路新控制方法和得到的结果对功率因数校正技术的研究和应用具有一定的价值。

参考文献

- [1] 谢章贵.单相桥式整流滤波负载的功率因数分析[C].第十三届全国电源技术年会,1999:408-409.
- [2] 张占松,蔡宣三.开关电源的原理与设计(第一版)[M].北京:电子工业出版社,1998.
- [3] TANG V V, JIANG Y M, LEE F C. Power factor correction with flyback converter employing charge control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1997, 12(2): 376-386.
- [4] REYCAK B. Power factor correction using the UC3852 controlled on-time zero current switching technique[Z]. Product & Applications Handbook, 1996: 406-413.
- [5] TODD P C. UC3854 controlled power factor correction circuit design[Z]. Product & Applications Handbook, 1996: 205-210.
- [6] 刘胜利.现代高频开关电源实用技术(第一版)[M].北京:电子工业出版社,2001.
- [7] NALBANT M K. Theory and application of the ML4821 average current mode PFC controller [Z]. Micro Linear Application Note, 1997: 105-114.
- [8] PRESSMAN A I. Switching power supply design (2nd ed)[M]. New York: R.R. Donnelley & Sons Company, 1998.

(收稿日期:2012-03-04)

作者简介:

董秀芬,女,1975年生,硕士,讲师,主要研究方向:电力电子与电力传动、应用电子技术。