

# Boost PFC 变换电路功率损耗分析研究

## Analysis and Research of Power Dissipation in Boost PFC Converter Circuit

罗佳明 戴庆元 上海交通大学微纳米科学技术研究院 (上海 200030)

Luo Jiaming Dai Qingyuan Shanghai Jiaotong University (200030)

**摘要:**本文分析了开关器件、电感在硬开关 Boost PFC 电路中的损耗,并计算了 Boost PFC 变换器电路的开关损耗,给出功率损耗计算方法。通过对用有源功率因数校正集成电路 UC3854 实现的用于 Sever Computer 的 600W 开关电源的分析计算,用实验验证了 Boost PFC 电路功率损耗计算方法的正确性。

**叙词:**Boost 变换器 功率因数校正 功率损耗 硬开关

**Abstract:** The power dissipations of switching components and inductor used in Boost PFC converter are analyzed, researched and computed, and then their distributions are figured out. Furthermore the paper rectified one 600W Switch Power Supply for server computer with UC3854 PFC controller, to prove the correction of the computer method.

**Keywords:** Boost converter PFC power loss hardware switching

[中图分类号] TM92 [文献标识码] A 文章编号:1561-0349(2006)12-0027-05

## 1 引言

将 220V 市电电压整流再提供直流,是实际应用中最为广泛的变流方案,但传统的二极管或晶闸管会对电网产生谐波电流,引起功率因数下降,造成电网污染。有源功率因数校正(APFC)技术可将电源变换成等效的纯电阻,有效地消除整流器的谐波电流,提高功率因数,减小高次谐波。开关电源中功率器件的损耗影响其可靠性和效率,特别是有源功率因数校正电路中,二极管反向恢复电流不但给二极管造成损耗,还给开关管造成损耗,并产生较大的 EMI 干扰谐波。对于硬开关 Boost PFC 变换器电路中开关器件的损耗,已有很多文献进行过讨论<sup>[1,2]</sup>,已较成熟。下面先对典型的 Boost 变换器的损耗进行分析和计算,再对利用它构架的 600W Boost PFC 开关电源进行损耗分析计算和实验测试,验证理论分析的正确性。

## 2 功率因数校正控制原理

功率因数(PF)指交流输入有功功率( $P$ )与输入视在功率( $S$ )的比值。即

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{V_1 I_1 \cos\varphi}{V_1 I_{rms}} = \frac{I_1 \cos\varphi}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} = \frac{I_1}{I_{rms}} \cdot \cos\varphi = \gamma \cos\varphi$$

其中, $\gamma$ 表示输入电流失真系数, $\cos\varphi$ 表示基波电压与基波电流之间的相移因数, $I_{rms} = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_n^2}$ 为有效值, $I_1, I_2, \dots, I_n$ 为输入电流的基波与各次谐波分量。

由上可知,功率因数是输入电流失真系数与相移因数的乘积。抑制谐波分量即可达到减小、提高功率因数的目的。故可定性地讲,谐波的抑制电路就是功率因数校正电路。

由 PFC 公式:

$$PF = \frac{I_1}{I_{rms}} \cdot \cos\varphi = \frac{I_1 \cos\varphi}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}}$$

及总谐波失真系数公式:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}}{I_1}$$

可得功率因数与总谐波失真系数的关系:

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + (THD)^2}} \cdot \cos\varphi$$

常规整流装置使用非线性器件(如可控硅、二极管)而产生大量谐波电流,但谐波电流成分不做功,只有基波电流成分做功,因此功率因数主要受  $\cos\varphi$  的影响;开关整流电路功率因数低主要源于电流波形的畸变,根源是整流电路后面的滤波电容使输出电压平滑,而输入电流却变为尖脉冲,当整流电路后面不加滤波电路,仅为电阻性负载时,输入电流即为正弦波,并且与电源电压同相位,功率因数为 1。因此,功率因数校正电路的基本思想是将整流电路与滤波电容隔开,使整流电路由电容性负载变为电阻性负载。

国际电工委员会(IEC)和许多国家都制定出相应的技术标准以限制谐波电流含量,如:IEC555-2, IEC61000-3-2, EN60555-2 等标准,规定了允许产生的最大谐波电流。我国也于 1994 年颁布了《电能质量公用电网谐波》标准(GB/T14549-93)。

### 3 典型 Boost PFC 变换器拓扑结构

升压式(Boost)变换器是较常用的拓扑之一,其典型结构如图 1(a)所示,图 1(b)~(g)是各器件和输出电压电流波形。Boost 变换器是一种输出电压等于或大于输入电压的单管非隔离直流变换器。主电路由开关管、整流二极管、滤波电感和输出滤波电容构成。与单纯的 Boost 斩波电路的区别仅在于控制方法不同,而工作过程相同。当图 1(a)中开关器件(功率晶体管)Q 受外部基极驱动脉冲激励导通,反偏截止,电感 L 储存输入提供的能量;当开关器件 Q 受外部驱动脉冲作用关闭截止时,二极管 D<sub>1</sub> 由于电感 L 反向峰值电压的作用正偏导通,电感 L 与输出切断,开始释放原先储存的能量。

### 4 开关器件功率损耗分析

典型 Boost PFC 电路应用中,开关损耗主要包括整流二极管损耗、开关管损耗和电感损耗,还有其他杂散损耗。其中整流二极管和开关管损耗对整机的性能指标和可靠性的影响最大。

#### 4.1 整流二极管的损耗分析

整流二极管的损耗主要由开通损耗  $P_{Don}$ 、通态损耗  $P_{Dcon}$  和关断损耗  $P_{Doff}$  三部分组成。

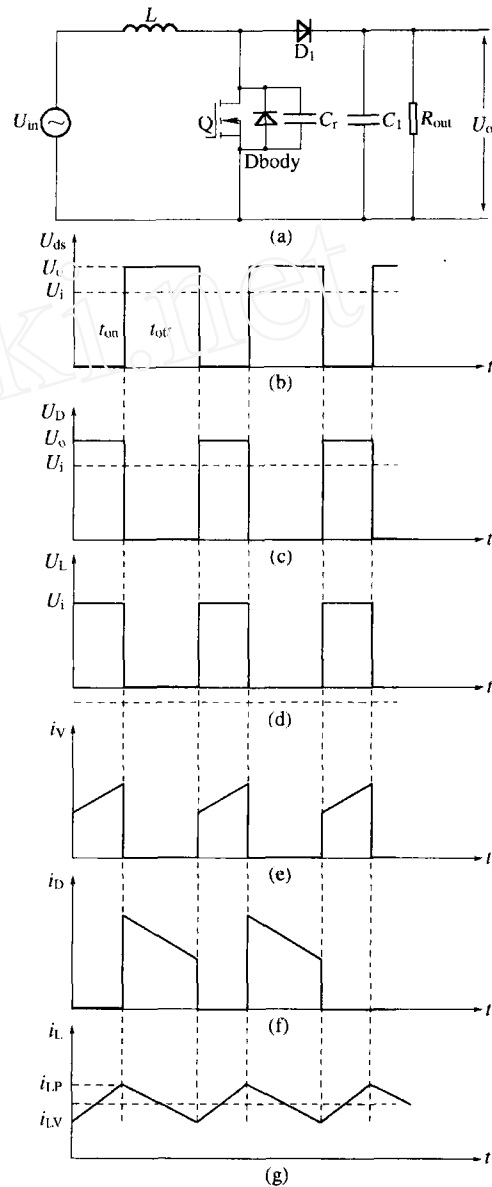


图 1 Boost PFC 变换器典型结构及波形

开通损耗:假设电感工作在电流连续模式下,则整流二极管的开通损耗由开关管关断时  $(di/dt)_{off}$  决定,关断损耗由开关管开通时  $(di/dt)_{on}$  决定。在图 3 所示整流二极管 RHRP1560 典型的导通特性图中,  $t_{tr}$  为二极管的正向电压恢复时间,  $V_{FR}$  为二极管正向恢复最大电压,  $V_F$  为二极管压降的典型值,  $I_F$  为二极管正向电流,  $I_{RM}$  是二极管的反向恢复电流的最大值,  $t_{rr}$  是反向恢复时间,  $di_F/dt$  是二极管在开通时的电流变化率。在此期间内开通损耗  $P_{ON}$  表述为:

$$P_{Don} = \frac{1}{2} f_c I_F (V_{FR} - V_F) t_{tr} \quad (1)$$

其中,  $f_c$  是开关频率。

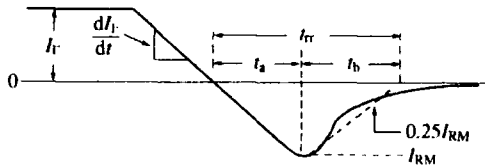


图2 二极管的电压-电流导通特性

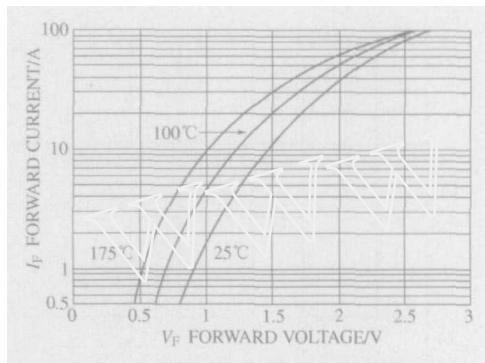


图3 正向开通时的电压-电流波形

通态损耗:一般通态损耗用整流二极管的正向导通压降  $V_F$  和正向电流  $I_F$  的乘积来计算。设二极管导通时的内阻为  $R_D$ , 则通态损耗  $P_{Dcon}$  为:

$$P_{Dcon} = V_F \cdot I_{Dav} + R_D \cdot I_{Dm}^2 \quad (2)$$

其中,  $I_{Dav}$  是二极管电流平均值,  $I_{Dm}$  是二极管电流的有效值。

关断损耗:关断损耗主要由二极管的反向恢复电流造成。可以近似表示为:

$$P_{Doff} = \frac{1}{4} \cdot f_c \cdot I_{Dm} \cdot K_F \cdot V_F \cdot t_{rr} \quad (3)$$

式中,  $K_F$  表示二极管反向恢复电流的温度系数。

这样可以得出整流二极管的总开关损耗为:

$$P_D = P_{Dcon} + P_{Dcon} + P_{Doff} \quad (4)$$

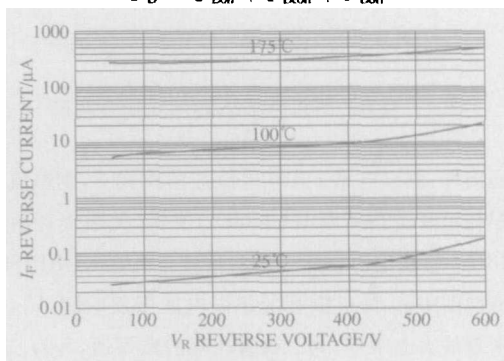


图4 反向关断时的电压电流波形

## 4.2 开关管的损耗分析

开关管损耗主要包括开通损耗、通态损耗和关断损耗三部分。开通损耗  $P_{Qon}$  主要是开通时的开关管两端等效电容(包括开关管的输出电容  $C_{oss}$  和变换器电路的输出电容  $C$ )放电形成的

容性开通损耗,以及从截止到完全开通,渡过放大区时形成的损耗;Boost 电路中由于二极管在关断时产生反向恢复电流,造成二极管本身的损耗,同时也增大了开关管 Q 的开通损耗,增大大部分为  $P_{Doff}$ 。通态损耗  $P_{Qcon}$  主要由 Q 的通态电阻产生。关断损耗  $P_{Qoff}$  产生的原因主要是关断过程中电流下降的延迟和电压上升得过快,从而形成电压电流的交叠,产生很大的功率损耗。其一般的表达式为:

$$\left. \begin{aligned} \text{开通损耗: } P_{Qon} &= \frac{2}{3} f_c C_{oss} U_o^2 + P_{VDoff} \\ &= \frac{2}{3} f_c C_{oss} U_o^2 + \frac{1}{4} f_c I_{VDms} K_f V_R t_{tr} \\ \text{通态损耗: } P_{Qcon} &= I_{Qrms}^2 R_{VQ} \\ \text{关断损耗: } P_{Qoff} &= \frac{1}{2} f_c U_o I_L t_{tr} \end{aligned} \right\} (5)$$

所以开关管的总损耗为:

$$P_o = P_{Qon} + P_{Qcon} + P_{Qoff} \quad (6)$$

其中,  $f_c$  为开关频率,  $C_{oss}$  为开关管的输出电容,  $I_{Dms}$  为 SR 电流有效值,  $K_f$  为 SR 反向恢复电流的温度系数,  $V_R$  为输出电压,  $t_{tr}$  为 SR 的开通上升时间,  $I_{Qrms}$  为开关管 Q 的电流有效值,  $R_{VQ}$  为开关管 Q 在给定温度下的导通电阻,  $I_L$  为电感电流 ( $I_L = I_m$ )。

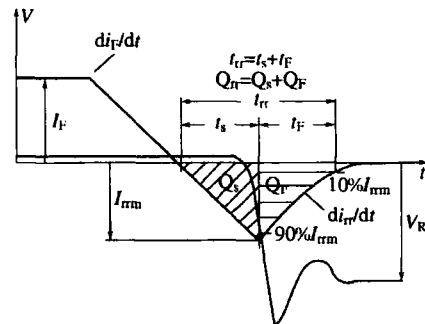


图5 开关管电压特性

## 4.3 电感的损耗分析

电感损耗主要由铜损耗、磁滞损耗和涡流损耗组成。其表达式如下:

$$\left. \begin{aligned} \text{铜损: } P_{Cu} &= I_L^2 R_{Cu} \\ \text{磁滞损耗: } P_n &= K_n f_c B_m^{1.6} \\ \text{涡流损耗: } P_v &= \frac{1}{6\rho} \pi^2 d^2 B_w^2 f^2 \end{aligned} \right\} (7)$$

式中,  $R_{Cu}$  为电感导线电阻,  $K_n$  为比例系数(因材料而异),  $B_m$  为最大磁通密度,  $\rho$  为电阻率,  $d$  为物体密度,  $B_w$  为工作磁感应强度。

## 5 Boost PFC 开关损耗分析与计算

开关管 Q 和整流二极管工作在 Boost PFC 电路中时,开关

器件流过的电流为正弦波包络线波形。设 PFC 的工作频率为  $f_c = 1/T_c$ , 交流电频率为  $f$ ,  $n = f/f_c$ , 则从  $nT \sim (n+1)T_c$  一个开关周期内,  $nT \sim (n+1-D_n)T_c$  为 Q 的导通时间, 当 Q 导通, 占空比为  $D_n$  时, 开关管流过的电流为  $D_n I_1$ , 同样, 整流二极管流过的电流为  $(1-D_n)I_1$ , 其中:

$$1 - D_n = \frac{V_m}{V_o} \frac{V_m \sin(2\pi(n+1)T_c/T)}{V_o} \quad (8)$$

可得整流二极管的电流平均值和有效值分别为:

$$\begin{cases} I_{D_{av}} = \frac{T_c}{T} \sum_{n=0}^{N-1} I_L (1 - D_n) \\ I_{D_{rms}} = \sqrt{\frac{T_c}{T} \sum_{n=0}^{N-1} I_L^2 (1 - D_n)^2} \end{cases} \quad (9)$$

流过开关管 Q 的电流平均值和有效值分别为:

$$\begin{cases} I_{Q_{av}} = \frac{T_c}{T} \sum_{n=0}^{N-1} I_L D_n \\ I_{Q_{rms}} = \sqrt{\frac{T_c}{T} \sum_{n=0}^{N-1} I_L^2 D_n^2} \end{cases} \quad (10)$$

其中,  $n = T_c/T$ ,  $T_c$  为开关周期,  $T$  为交流电周期。

将式(8)~式(10)分别代入式(1)~式(7)即可得到 Boost PFC 变换器的总功耗。其中电感损耗难以降低, 需要在设计过程中包括选择谐振参数时充分考虑降低损耗的措施。

## 6 试验及结果分析

以图 1 为主变换电路, 用 UC3854 进行 PFC 控制的 600W 整流电源设计, 使用 AC Source Chroma6630 和示波器 Yokogawa DL2700 测量该整流电源的各项参数。当输入电压为 50kHz、AC220V 时, 输出电压 400V, 输出电流 1.53A, 开关频率为 100kHz 时, 测得输入电流  $I_m$  为 2.98A, 整机效率为 93.6%, 功率因数为 0.99。

设整流二极管的电流上升率  $(di/dt)_{on}$  和电流下降率  $(di/dt)_{off}$  为  $100A/\mu s$ , 开关管最小占空比  $D_{min} = (V_o - V_m)/V_o = 0.22$ , 整流管  $D_1$  采用 RHRP1560, 其导通电阻为  $7.5m\Omega$ , 最大导通比则为  $(1-V_o) = 0.78$ , 平均输出电流  $I_{D(AV)} = 1.53A$ , 峰值平均电流为:

$$I_F = \frac{1}{2} \frac{V_m D_{min}}{L f_c} + 2.98 = 9.82A$$

查该整流二极管特性表知:  $(di/dt)_{on} = 100A/\mu s$  时,  $t_{rr}$  为  $35ns$ ,  $V_{FR}$  为  $18V$ 。当  $I_F = 9.82A$  时, 由二极管正向电流和管压降的关系可得出  $V_F = 2.1V$ , 二极管正向电流的有效值  $I_{D(RMS)} \approx 1.44 I_{D(AV)} \approx 2.2A$ ; 整流二极管  $D_1$  的反向恢复电流  $I_{D(RM)}$  通过查  $I_{D(RM)}$  和  $(di/dt)_{off}$  的关系表得到:  $I_{D(RM)} = 17.5A$ , 当二极管工作在  $100^\circ C$  时, 温度系数  $K_T = 1.1$ 。所以可以计算得到整流二极管的损耗:

$$P_D = P_{D_{on}} + P_{D_{con}} + P_{D_{off}} = 27.3W$$

开关管使用 SPW20N60S5, 其输出电容  $C_{oss}$  为  $1100pF$ , 在开关管的漏源端接有  $0.01\mu F$  的耐压  $1000V$  的高压电容, 开关管的峰值平均电流  $I_{Q(AV)} = 9.82A$  时, 有效值电流为  $I_{Q(RMS)} \approx 1.44 I_{Q(AV)} D_{min} \approx 3.11A$ 。查得 SPW20N60S5 导通电阻的温度特性为: 在  $100^\circ C$  时导通电阻为  $0.19\Omega$ 。根据前面的计算公式, 开关管的功率损耗为:

$$P_Q = P_{Q_{on}} + P_{Q_{con}} + P_{Q_{off}} = 12.32W$$

这样, 该 Boost 变换器电源中开关管的总损耗为  $11.32W$ 。

电感使用电感值为  $0.1mH$  的 CRV-HPT5004, 铜阻为  $35m\Omega$ , 故铜损为:

$$P_{Cu} = I_L^2 R_{Cu} = 0.89W$$

如使用铁心材料, 其他磁滞损耗和涡流损耗都为铁损, 即:

$$P_{Fe} = P_n + P_v = 1.04W$$

经测量得整流桥的压降约为  $0.85$ , 其功率损耗为  $2 \times 0.85 \times 2.98 = 5.066W$ 。该整流变换电源总的功率损耗为:

$$P = P_D + P_Q + P_{Cu} + P_{Fe} = 41.6W$$

加上其他的杂散损耗要占到  $0.7\%$  左右, 于是整机的损耗为  $6.4\%$ , 整机的效率为  $93.6\%$ , 和实验结果基本相符合。

图 6 示出了  $U_{in} = 220V$  时, 输入电压  $U_{in}$ 、输入电流  $I_m$  的波形。图 7 是用 Pspice 仿真该变换电路得到的效率图。

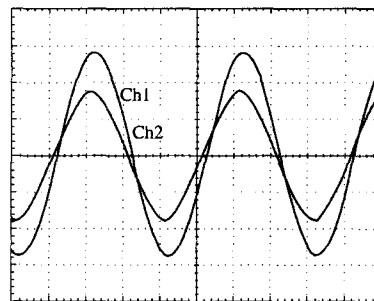


图 6 输入电压、电流波形

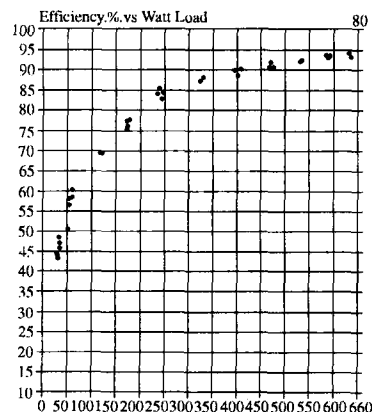


图 7 变换器效率图

## 7 结语

上面对典型 Boost PFC 变换器功率损耗的分析和验证,通过采用 UC3854 实现 600W Boost PFC 变换器的验证测试,证实了分析论证思路的正确性,主要得出了以下结论:

- (1) Boost PFC 变换器的主要损耗包括开关损耗和电感损耗,设计变换器的过程中要尽量选取关断速度快的功率开关管;
- (2) 整流二极管的关断损耗占其总损耗的大部分;
- (3) 要提高效率,首先应该降低整流二极管的反向恢复电流,或采用带有辅助回路的 ZVT-PFC,或采用饱和电感抑制。

本文对开关器件的损耗分析,能有效地指导电源设计和参数优化,为热设计提供参考。

### 参考文献

[1] 杨旭等. 零电压过渡 PWM 软开关电路的损耗计算[J]. 电力电子技术. 1999(1):29-32.

[2] 张占松,蔡宣三. 开关电源的原理和设计[M]. 北京:电子工业出版社,2004.

.....

(上接第 6 页)

[38] 孟庆海,牟龙华,林伯泉,李增华. 低能电弧放电模型比较分析[J]. 中国矿业大学学报. 2002,31(2).

[39] 孟庆海,牟龙华,王崇林,姜建国. 低能电弧放电瞬间的特性分析[J]. 西安科技学院学报. 2002,22(1).

[40] 商立群,施围. 安全火花电路的放电形式和电感电路放电时间的测量[J]. 煤矿安全. 2004,35(6).

[41] 宋楠. 复杂电感电路放电时间的研究[D]. 西安矿业学院, 1994.

[41] 章良海,宋雅亭,刘小周. 安全火花原理及应用[M]. 北京:煤炭工业出版社,1984.

[43] 商立群. 电感电路放电时间的测量[J]. 仪器仪表学报. 2002,23(3 增).

[44] 商立群. 复杂电感电路在不同频率特性下本质安全性研究的技术实现[J]. 煤矿机电,2002,(3).

[45] 张玉良. 一种带备用电池多路输出的隔爆兼本质安全型开关直流稳压电源[J]. 煤矿自动化,1996,(4).

[46] 国家安全生产监督管理局,国家煤矿安全监察局规划科技公司. 安全标志获证产品手册[M]. 北京:煤炭工业出版社, 2004.

[47] 孙继平,朱李平. 本质安全型防爆直流稳压恒流电源的研究

[3] 周志敏,周纪海等. 开关电源功率因数校正电路设计与应用[M]. 北京:人民邮电出版社,2004,1.

[4] Leopoldo Rossetto, et al. Conducted EMI issues in a 600W single phase boost PFC design [J]. IEEE Trans. on Industry Applications. 2000,36(2):578-585.

[5] IXYS Datasheet. HiperFETTM power MOSFETS with fast in2 trinsic diode [Z]. 1996,38-89.

[6] 贺冬梅等. 几种 Boost 电路的功率损耗分析与实验研究[J]. 电力电子技术. 2005,39(6):70-73.

[7] 周仕祥,刘伯恕. Boost 功率因数校正器的效率和空载损耗研究. 电力电子技术. 2003,37(3):24-25.

### 作者简介

罗佳明,男,1979 年生,上海交通大学在读研究生,主要研究方向为模拟集成电路设计与研究。

收稿日期:2006-07-25

定稿日期:2006-09-30

[M]. 中国煤炭学会第三届青年科技学术研讨会暨中国科协第二届青年学术年会卫星会议青年文集,中国煤炭学会中国科协第二届青年学术年会卫星会议,1994,208-211.

[48] 孙继平. 矿井安全监控系统[M]. 中国煤炭工业劳动保护科学技术学会,安全监控专业委员会,中国矿业大学(北京)信息工程研究所. 北京,2004.

[49] 付华,刘尹霞. 现场总线系统的本质安全防爆技术[J]. 电气防爆. 2003,(3).

[50] 王花鱼. 本质安全型开关直流稳压电源[J]. 山西煤炭. Vol. 20, No. 2, 2000(6).

[51] 刘健,刘树林,杨银玲,张燕美. Buck 变换器的输出本质安全特性分析及优化设计[J]. 中国电机工程学报. 2005,25(19).

[52] 王聪. 软开关功率变换器及其应用[M]. 北京:科学出版社, 2000.

[53] 张占松,蔡宣三. 开关电源原理与设计[M]. 北京:电子工业出版社,1998.

[54] 王英剑,常敏慧,何希才. 新型开关电源实用技术[M]. 北京:电子工业出版社,1999.

收稿日期:2006-07-25

定稿日期:2006-11-30