

# 基于反激变换器的手机充电器的设计

刘琳

(海军驻南京地区航空军事代表室, 江苏 南京 211102)

**摘要:**分析了手机充电器的设计要求,选择电路拓扑简洁的反激变换器作为其主电路。为了满足电路高变换效率的要求选择电路满载时工作在连续模式。考虑到降低待机功耗的要求,选取SG6848为控制芯片。给出90V~264V交流输入、12W输出的反激变换器的参数设计步骤及其实验结果。220V交流输入、12W输出时,变换器效率达到78%。

**关键词:**手机充电器;反激变换器;设计;SG6848

**中图分类号:**TM910.6;TN929.53 **文献标识码:**A **文章编号:**1672-1616(2011)13-0039-04

随着手机的普及,手机充电器在人们的生活中占有越来越重要的地位,它对人们的交通和信息传输发挥着举足轻重的作用。手机充电器大致可以分为旅行充电器、座式充电器和维护型充电器,一般用户接触的主要是前面两种,其中市场上多见的为旅行充电器<sup>[1]</sup>。旅行充电器的形式多种多样,常见的有价格便宜的鸭蛋型的微型旅行充电器、普通台式卡板型充电器以及带液晶显示的高档台式充电器。

针对手机电池的特殊负载,要求手机充电器应具备限流功能,以满足手机电池允许的耐受电流要求;此外,为了延长电池的使用寿命,要求充电器应具有充满自停功能<sup>[2-4]</sup>。由于手机充电器要经常携带,因此除了上述要求外,还应该体积小、质量轻、便于携带。为了适应不同地域的电网电压,还要求手机充电器能适应很宽的输入电压的变化,通常要求手机充电器的输入电压范围为90V~264V交流,这样就能够适应世界各地的电网电压<sup>[2-4]</sup>。此外,手机充电器的输入输出必须隔离,否则会存在安全问题,不便于使用。为适应节能环保的社会发展要求,设计手机充电器时不仅要提高满载效率,还应考虑如何降低待机功耗。

针对上述手机充电器的设计要求,本文详细讨论了其电路拓扑和控制IC的选取,完成了90V~264V交流输入、12W输出的手机充电器的设计,并给出电路在半载、满载的实验结果。

## 1 电路拓扑及控制IC的选取

### 1.1 电路拓扑的选取

针对手机充电器输入输出电压隔离的要求,下面对常用的5种隔离变换器(单端反激变换器、单端正激变换器、推挽变换器、半桥变换器以及全桥变换器)进行简单比较。从电路的器件来看,推挽变换器和半桥功率电路都采用2个主开关管,全桥功率电路需要4个主开关管。由于功率器件数量较多,多管电路适用于功率较大的应用场合。相比之下,单端反激变换器和单端正激变换器的电路结构简单,更适用于手机充电器这种小功率的应用场合。比较2种单管隔离电路,可以看出单端反激变换器的结构更为简单,其输出端无需增加滤波电感,变压器同时完成变压器和电感的双重功能。不仅如此,单端反激变换器还不需要专门增加变压器的磁复位电路,其变压器的磁复位电路通过输出电压自动完成。比较2种单管变换器的输入输出关系,还可以发现,单端反激变换器的输入、输出关系非线性,相比单端正激变换器更适合于宽输入的应用场合,更能适应手机充电器的要求<sup>[5]</sup>。

综合考虑电路结构、成本以及对输入电压范围的要求,结合本文设计的手机充电器的输出功率(12W),选择图1所示的单端反激变换器作为主电路,其中 $U_i$ 为输入电压; $S$ 为原边开关; $D$ 为副边整流二极管; $L_1$ ,  $L_2$ 为变压器原副边电感; $N_1$ ,  $N_2$ 为变压器原副边匝数; $C$ 为输出滤波电容。

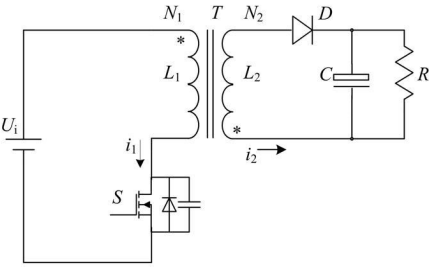
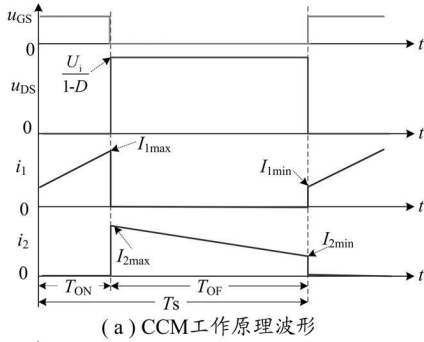


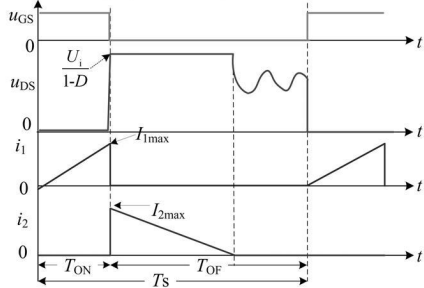
图1 反激变换器

1.2 工作模式的选取

反激变换器有 2 种工作模式: 电流连续模式 (Continuous Current Mode, CCM) 和电流断续模式 (Discontinuous Current Mode, DCM), 具体工作原理波形如图 2 所示, 其中  $u_{GS}$  为  $S$  的驱动波形,  $u_{DS}$  为  $S$  漏源极间电压,  $i_1, i_2$  分别为变压器原副边电流波形。当工作在 CCM, 稳态时电路分为 2 个工作模式:  $S$  导通和  $S$  关闭; 当工作在 DCM, 稳态时电路分为 3 个工作模式:  $S$  导通、 $S$  关闭  $D$  导通以及  $S$  和  $D$  均关闭。在  $S$  和  $D$  均关闭时,  $L_1$  与  $S$  结电容谐振, 直到下一周期  $S$  开通。



(a) CCM 工作原理波形



(b) DCM 工作原理波形

图2 反激变换器原理波形

2 种工作模式相比, DCM 峰值电流高, 功率器件损耗大, 但是副边二极管无反向恢复问题。综合考虑效率和副边二极管的工作状态, 选取满载时电路工作在 CCM 模式。

1.3 控制 IC 的选取

结合手机充电器具备限流功能、充满自停功能、便携要求、低待机损耗的要求, 选取 SG6848 作为变换器主控芯片。SG6848 采用峰值电流模式控

制, 其内部有斜坡补偿, 通过芯片 4 脚反馈的电流信号, 使变换器可逐周限流, 保证在电池均充状态甚至负载短路时可靠工作。当电池充满时, 变换器会自动从限流状态切换进入恒压状态, 实现充满自停, 且 IC 在轻载/空载时, PWM 频率线性降频, 可减少待机损耗; IC 芯片封装小 (SOT-26)、集成度高、外部元件少, 满足便携要求。当负载较重时, 开关频率恒定为 70kHz。

2 主要参数设计

下面根据 90V ~ 264V 交流输入、满载 12V/12W 输出条件完成该手机充电器的参数设计。要求额定 220V 交流输入、满载时效率不低于 75%。

2.1 变压器设计

a. 计算整流后直流电压范围。

根据交流输入电压范围计算得  $U_{imin} = 117V$ ,  $U_{imax} = 373V$ 。

b. 根据输出功率水平, 选定变压器磁芯。

反激变换器中变压器的体积主要取决于传递功率的大小, 可依据经验或磁芯厂家手册中提供的速选图表, 初选一磁芯型号进行计算。由于工作频率较高, 因此选用铁氧体材料。实际选取 898 厂的 JSM 铁氧体 EE 19 型铁芯, 实际导磁面积  $S_c = 22.8mm^2$ , 磁芯窗口面积  $Q = 52.4mm^2$ 。根据磁芯数据手册取  $B_m < 0.3T$ ,  $\Delta B = 0.24T$ 。

c. 限定开关管的电压应力, 确定变压器匝比。

为了提高变换器的效率, 要求尽量选用低电压定额的 Mos 管。由此考虑选用 600V 电压的 Mos 管。考虑漏感引起的电压尖峰, 并留有一定裕量, 要求理论计算的 Mos 管电压应力不超过 450V, 则有:

$$U_{imax} + U_{or} = U_{imax} + \frac{N_1}{N_2} \cdot (U_o + U_D) \leq 450$$

可以计算得到:

$$U_{or} \leq 77$$

其中  $U_D$  为二极管正向压降, 取 1.3V, 则  $\frac{N_1}{N_2} \leq 5.8$ , 不妨取为 5.8。

d. 根据副边折射电压  $U_{or}$ , 计算最低输入电压  $U_{imin}$  对应的最大占空比  $D_{max}$ 。

由于  $U_{or} = \frac{D_{max}}{1 - D_{max}} \cdot U_{imin}$ , 取  $U_{or} = 77$ , 可计算得到  $D_{max} = 0.37$ 。

e. 计算原边平均电流  $I_{avg}$ 、峰值电流  $I_p$ 、有效

值电流  $I_{rms}$ 。

$$I_{avg} = P_o / (\eta \cdot U_{imin}) \quad (1)$$

$$I_{1max} = I_{avg} / \left[ \left( 1 - \frac{K_p}{2} \right) \cdot D_{max} \right] \quad (2)$$

$$I_{rms} = I_{1max} \sqrt{D_{max} \cdot \left( \frac{K_p^2}{3} - K_{rp} + 1 \right)} \quad (3)$$

$$K_{rp} = \Delta I_1 / I_{1max} \quad (4)$$

式中:  $K_p$  为方便计算所引入的参数;  $\Delta I_1$  为电流脉动量;  $I_{1max}$  为电流峰值; 电路工作在电流断续模式时,  $K_{rp} = 1$ 。兼顾效率和体积, 实际取  $K_{rp} = 0.78$ , 效率  $\eta$  取 75%。根据式(1)~(4)就可计算出  $I_{avg} = 0.137A$ ,  $I_{1max} = 0.607A$ ,  $I_{rms} = 0.24A$ 。

f. 计算原边电感量  $L_1$ 、原边匝数  $N_1$ 、副边匝数  $N_2$  和辅助绕组匝数  $N_b$ 。

忽略损耗, 有:

$$\frac{L_1 \cdot I_{1max}^2}{2} - \frac{L_1 \cdot (I_{1max} - \Delta I_1)^2}{2} = \frac{P_o}{f}$$

考虑到效率并引入损耗分配参数  $Z$  (为副边损耗与原边损耗之比), 可得到原边电感量  $L_1$  的计算公式:

$$L_1 = \frac{10^{-6} \cdot P_o}{I_{1max}^2 K_{rp} \left( 1 - \frac{K_p}{2} \right) f} \cdot \frac{Z(1-\eta) + \eta}{\eta} \quad (5)$$

将  $K_{rp} = 0.78$ ,  $P_o = 12W$ ,  $Z = 0.5$ ,  $I_{1max} = 0.607A$ ,  $f = 70kHz$ ,  $\eta = 0.75$  代入式(5)得:  $L_1 = 1.14mH$ 。

由磁芯参数和电磁感应定律可计算得:

$$N_1 = \frac{U_{imin} \cdot D_{max}}{\Delta B \cdot S_c \cdot f} = 113$$

则副边匝数为:

$$N_2 = 113/5.8 = 19.45$$

实际取  $N_1$  为 116 匝,  $N_2$  为 20 匝。

磁芯间所需气隙为:

$$\delta = \frac{\mu_0 N_1^2 S_c}{L_1} = 0.34mm$$

根据实际情况来调整。

取辅助绕组输出电压为 13V 左右, 同样可计算得到  $N_b$ :

$$N_b = \frac{13 \pm 0.7}{12} \times 20 = 22.8$$

实际取  $N_b$  为 23 匝。

g. 线径的选取。

根据计算的原边电流有效值、导线电流有效值和选取的电流密度选取铜线线径。考虑到集肤效应, 70kHz 时线径最好不要超过 0.5mm。实际选

用直径 0.25mm 的漆包线绕制  $N_1$ ,  $N_b$ , 用直径 0.63mm 的漆包线绕制  $N_2$ 。 $N_2$  的电流密度为 5.84A/mm<sup>2</sup>。

h. 校核磁芯。

计算磁芯的最大磁密  $B_m$ :

$$B_m = 100 I_{1max} L_1 / (N_1 S_c) = 2.616GS < 3.000GS$$

i. 校验窗口面积。

校验窗口系数:

$$K_u = \frac{N_1 \pi d_1^2 + N_2 \pi d_2^2 + N_b \pi d_b^2}{4Q} = 0.334$$

填充系数小于 0.4, 可以绕下。

## 2.2 器件选取

a. 场效应管  $S$ 。

如前所述, 考虑裕量, 选取 600V 的 Mos 管。Mos 管的电流有效值等于原边绕组电流有效值, 为 0.24, 考虑裕量, 实际选取仙童公司的 Mos 管 SSU2N60B, 电压定额 600V, 电流定额 1.8A, 导通电阻为 5Ω。

b. 二极管  $D$ 。

$$D \text{ 承受的电压应力为 } \frac{N_2}{N_1} U_{imax} + U_o = 86V,$$

实际选取 TRSYS 公司的 SB3100(100V/3A)。

c. 输出滤波电容  $C$ 。

输出电容的等效串联电阻  $ESR$  是影响电容纹波电压的主要因素。限制输出纹波不超过 100mV, 则:

$$ESR \leq \frac{0.1}{I_{2max} - I_{omax}} = \frac{0.1}{3.52 - 1} = 39.6m\Omega$$

实际选取 470μF、16V 耐压的电解电容, 其  $ESR$  为 33.3mΩ 满足要求。

## 3 实验结果

图3~图8分别给出 90V、220V、264V 交流输入时输出半载(6W)、满载(12W)的实验波形。其中  $u_{CS}$ ,  $u_{DS}$ ,  $i_1$  的定义同前。从实验波形可以看出, 变换器在 90V~264V 交流的输入范围内, 满载时都工作在连续模式。半载情况下, 220V、264V 交流输入时变换器工作在断续模式,  $S$  关断后, 当副边  $D$  导通,  $S$  承受较高的电压; 当副边电流衰减到零、二极管  $D$  截止, 变压器原边电感与  $S$  结电容谐振。半载情况下, 90V 交流输入时变换器工作在连续模式, 这是因为峰值电流较大、 $S$  关断时间缩短、副边电流没有衰减到零。当  $S$  关断时漏源间电压有电压尖峰和

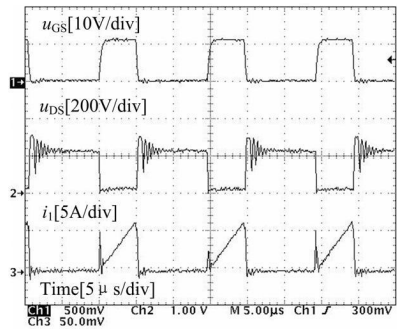


图3 90V 交流输入/6W 输出的波形

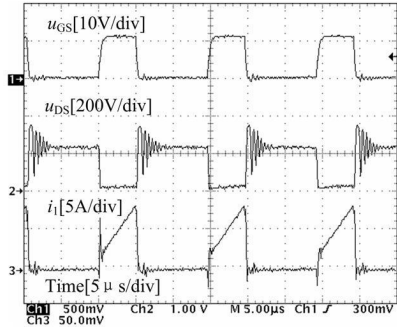


图4 90V 交流输入/12W 输出的波形

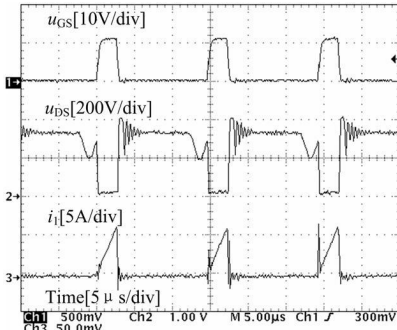


图5 220V 交流输入/6W 输出的波形

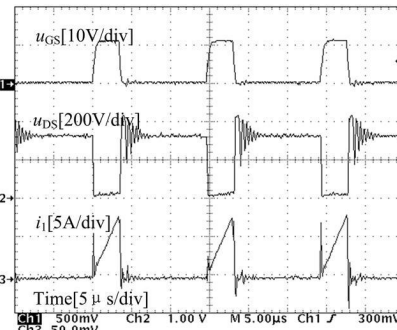


图6 220V 交流输入/12W 输出的波形

图9为额定220V交流输入时变换器的效率曲线。随着负载增大,变换器效率不断增大,满载时效率最高,为0.78,满足不小于0.75的设计要求。轻载时效率较低的原因是由于变换器存在开关损耗、变压器损耗等固有损耗,输出功率小时,这些固有损耗所占比例较大,效率较低。随着负载增

大,效率上升。

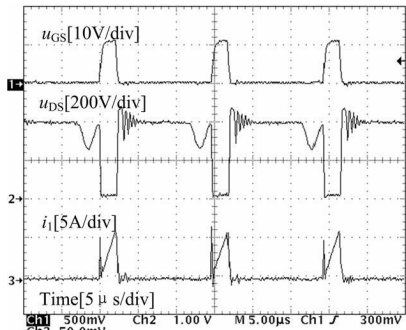


图7 264V 交流输入/6W 输出的波形

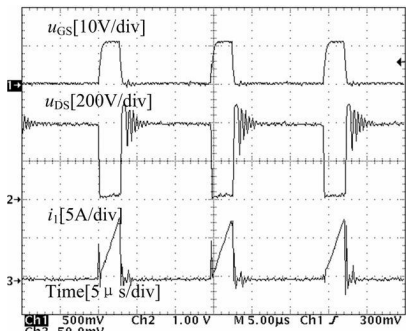


图8 264V 交流输入/12W 输出的波形

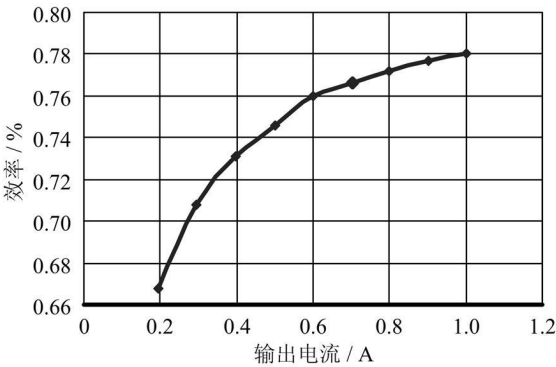


图9 220V 交流输入的变换效率曲线

4 结束语

根据手机充电器小功率输出、宽输入范围、输入输出隔离、便携及低待机损耗的设计要求,选取反激变换器为主电路,并结合90V~264V交流输入、12W输出的设计指标,给出设计方法。为了提高变换效率,设计中以降低原边开关管电压应力为设计出发点,选择变换器满载时工作在电流连续模式。实验结果表明,额定输入满载输出时变换器效率为78%,达到了设计要求。

参考文献:

[1] 丁庆. 手机充电器种类和选购[J]. 家电维修技术, 2005 (16): 52-53.

(下转第47页)

## 4 结束语

该种变量柱塞泵斜盘的电液伺服控制系统,使用泵后煤油作为伺服阀油源,有效简化了液压系统结构。经过功能试验证明,经简化的伺服控制系统动态响应速度快,位置控制重现性、泵流量线性度好,作为航空涡轮燃气发动机燃油控制机构,能够满足转速/流量控制要求,减小了液压系统体积和质量,有助于提高发动机推重比。

### 参考文献:

[1] 王占林,李培滋.飞机液压传动与伺服控制[M].北京:国防工业出版社,1980.

[2] 罗凯,党建军,王育才.基于变参数PID的航空发动机电调

技术[J].长安大学学报,2009,29(1):103—106.

[3] 张绍基.航空发动机控制系统的研发与展望[J].航空动力学报,2004,19(3):375—382.

[4] 刘大响,程荣辉.世界航空动力技术的现状及发展动向[J].北京航空航天大学学报,2004,28(5):490—496.

[5] YAN Jie, PAN Hongliang. Effects of Supply Pressures on Two-Stage Electro-Hydraulic Servo Valve[C]//2010 International Colloquium on Computing, Communication, Control, and Management, Yangzhou: Yangzhou University, 2010: 714—717.

[6] PAN Hongliang, YAN Jie. Implement of Electro-Hydraulic Servo Control of Aero Variable Stroke Plunger Pump[C]//2010 International Colloquium on Computing, Communication, Control, and Management, Yangzhou: Yangzhou University, 2010: 458—461.

[7] 潘宏亮,周鹏,康伟.涡喷发动机用于无人机飞行试验可能性探索[J].西北工业大学学报,2010,28(3):313—317.

## A kind of Electro-hydraulic Servo Control System for the Swash Plate of Variable Pump

YAN Jie

(Northwestern Polytechnical University, Shaanxi Xi'an, 710072, China)

**Abstract:** Based on the electro-hydraulic servo-valve, it designs a swash plate position servo control system for the variable stroke axial plunger pump of aero engine. By using the fuel out of the pump directly to the servo-valve to simplify the construction of electro-hydraulic servo control system, it adopts the reasonable design and components. Based on the simplification of servo control system under the variable supply pressure, it proposes the control algorithm, and tests the servo control system function with the hard-ware in loop. The results show that the simplified swash plate position control system works effectively, steady and fast.

**Key words:** Variable Stroke Axial Plunger Pump; Electro-hydraulic Servo-valve; Servo Control

(上接第 42 页)

[2] 郭鑫,袁海文,黄进安.电池充电控制技术的研究[J].电力电子,2006(4):24—27.

[3] 戴维德.锂离子电池及其充电器[J].今日电子,2001(2):

18—21.

[4] 赵静.基于TOP249的一种新型智能充电器的研制[J].电子技术,2003(9):46—47.

[5] 凡文.充电器电路[J].电子世界,2005(4):37—38.

## Design of the Cell-phone Charger Based on the Flyback Converter

LIU Lin

(The Delegate Department of Navy in Nanjing Aviation Military, Jiangsu Nanjing, 211102, China)

**Abstract:** Based on the analysis of the requirement of the cell-phone charger, it uses the flyback converter as the main circuit, choices CCM as the operation mode at full load. In order to achieve high efficiency and reduce the stand-by loss, it uses SG6848 as the control IC. It shows the detail about the procedure for the 90-265Vac input, 12W output charger. The efficiency of the prototype reaches 78% at 220Vac input, 12W output.

**Key words:** Cell Phone Charger; Flyback Converter; Design; SG6848