

36V/30A 镍氢电池充电电源的设计和实现

原树斌, 贲洪奇, 张 忠
(哈尔滨工业大学, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要: 主电路采用全桥变换拓扑形式, 控制电路以 UC3825 集成控制芯片为核心设计了 36V/30A 镍氢电池充电电源。为满足充电特性的要求, 设计了恒压限流电路及 PI 调节电路, 从而提高了电源的稳态性能和动态性能。设计的过流、过压保护电路, 有效地提高了电源的可靠性。

关键词: PI 调节; 恒压限流; 过流过压保护; 斜波补偿

Design and Realization of 36V/30A Charging Power Supply for Ni-MH Battery

YUAN Shu-bin, BEN Hong-qi, ZHANG Zhong

(Harbin Institute of Technology, Harbin Heilongjiang 150001, China)

Abstract: A 36V/30A charging power supply for Ni-MH battery is designed. The main circuit is based on full-bridge converter topology. The control circuit is based on UC3825. The demand of Ni-MH battery charging characteristic is satisfied by using constant-voltage-restricted-current circuit and PI regulation circuit. The steady characteristics and dynamic characteristics of power supply are improved. The reliability of power supply is improved by using over-current and over-voltage protecting circuit.

Keywords: PI regulation; constant-voltage-restricted-current; over-current and over-voltage protection; slope compensation

中图分类号: TN86 文献标识码: A 文章编号: 0219-2713(2005)04-0010-05

0 引言

高频开关电源由于具有更高的效率、更小的体积和重量以及更快的动态响应, 而被广泛地应用在各种领域。镍氢电池是性能优异的绿色环保产品, 是电池发展的新潮流, 需求前景十分看好。本文介绍的充电电源就是针对一种机器人使用的大容量镍氢电池设计的, 具体要求如下:

输入电压 AC 220(1±10%) V, 50 Hz(45~60 Hz);

输出电压 DC 36 V;

输出电流 30 A;

最大输出功率 1080 W;

效率 > 85%;

负载调整率 < ±0.5%。

为满足设计要求, 功率管选用 MOSFET, 基于峰值电流控制模式, 设计了 36 V/30 A 全桥拓扑结构镍氢电池充电电源。

1 主电路和驱动电路

主电路设计中, 首先要确定主电路的拓扑形式。因为全桥结构功率管电压应力较小, 因此采取该拓扑形式。此外, 为防止合闸时电流冲击, 设计了合闸电流限制电路。为使功率管可靠地工作, 驱动电路必须有良好的驱动能力。

1.1 主电路拓扑

主电路如图 1 所示, 功率开关管 $S_1 \sim S_4$ 组成逆变桥, S_1 、 S_4 和 S_2 、 S_3 由驱动电路以 PWM 方式控制而交替通断, 将直流输入电压 V_{DC} 变换成高频方波交流电压。变压器副边电压经全桥整流、 L_f 及 C_f 滤波后, 输出稳定的直流电压。

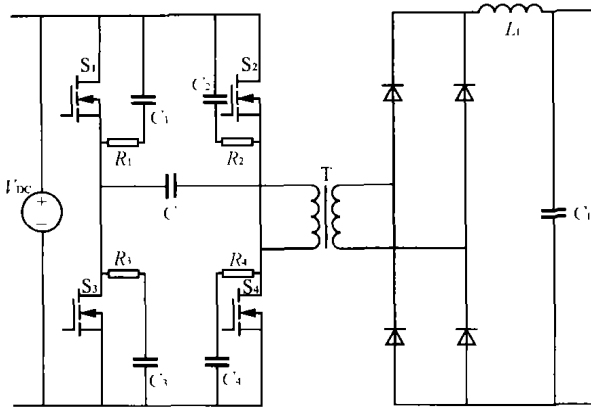


图1 主电路图

由于 S_1, S_4 和 S_2, S_3 的导通时间不可能完全一致，因此变压器会出现偏磁现象，致使铁心饱和，破坏了电路的正常工作，甚至引发故障。为此在高频变压器一次侧串入隔直电容 C ，以防止偏磁现象的发生。 C 值由式(1)决定。

$$C = \frac{10^6}{4\pi^2 f_R^2 n^2 L_t} \quad (1)$$

$$f_R = 0.1 f_s \quad (2)$$

式中： L_t 输出滤波电感；

n 是变压器原副边匝数比；

f_s 是功率管的开关频率。

当一组功率管(例如 S_1 和 S_4)导通时，截止功率管(S_2 和 S_3)上施加的电压为输入电压 V_{DC} 。为减小功率管上的电压应力，改善开关管的工作环境，在每个开关管上并联了 RC 关断缓冲电路，限制了开关管的电压上升率 dv/dt ，改变了其关断时的开关轨迹，确保了功率管在其反偏安全工作区运行。功率管的关断损耗大部分转移到缓冲电路中，改善了其工作环境。缓冲电路 R 及 C 参数的选择，应保证在功率管开通过程中， C 放电完毕，一般取 $RC = (1/3 \sim 1/5) t_{on}$ (t_{on} 为功率管的开通时间)。

1.2 合闸电流限制电路

合闸冲击电流限制电路，采用限流电阻与 SCR 并联电路。合闸时，输入电压经过限流电阻向滤波电容充电。当电容电压到达一定值时，逆变电路开始工作。在高频变压器上附加绕组输出电压经整流后，输出控制信号，触发 SCR 的导通，限流电阻被短接。此种限流电路结构简单，并且即时响应，没有延时。限流电阻值太小，合闸时电流过大，电阻消耗功率很大；限流电阻值太大，充电缓慢。一般情况下，限流电阻的阻值应能保证合闸电流

为电路稳定工作电流的 8~10 倍。

1.3 驱动电路

驱动电路采用变压器耦合的驱动方式，变压器副边接成互补推挽功率放大电路，增大了驱动能力。因为在全桥电路结构中，对管的驱动脉冲应该相同，所以变压器采用单路输入双路输出形式，如图 2 所示。

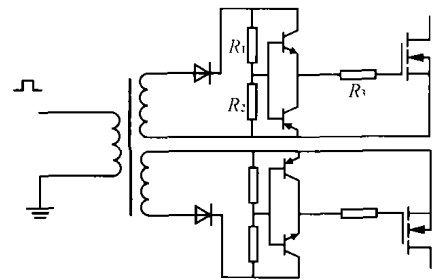


图2 驱动电路

在图 2 中，电阻 R_1 与 R_2 组成了箝位网络，保证了输出脉冲的电平， R_3 用来抑制寄生振荡。与其它驱动电路形式相比，该驱动电路不需要过多的辅助电源，结构简单、易于实现。

2 控制电路

控制电路主要包括恒压限流电路和保护电路。为解决峰值电流控制模式自身存在的缺点，设计了斜坡补偿电路，合理设计斜坡补偿电路的参数，也有助于抑制偏磁现象。

2.1 恒压限流电路

电路如图 3 所示， A_1 和 A_2 是两个运算放大器， V_{ref} 是基准电压， V_i 和 V_f 分别是反馈电压和反馈电流信号。其工作原理是：当负载电流还没有达到 V_{ref} 值时，运放 A_1 处于调节状态， A_2 输出高电平，二极管 D 反向截止，此时误差放大器的输出只

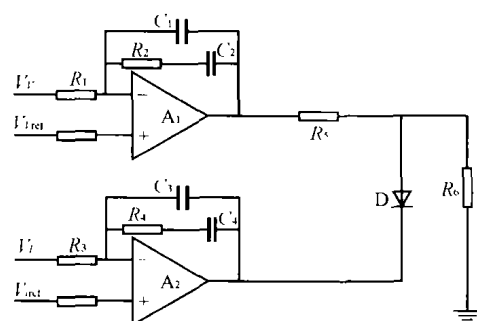


图3 恒压限流电路

受 A_1 控制, 处于恒压调节过程。当 $V_i > V_{ref}$ 时, 误差放大器的输出低电平, 当 $V_i < V_{ref}$ 时, 误差放大器的输出高电平。当反馈电流等于 V_{iref} 时且输出反馈电压等于 V_{iref} , 两个运放同时起作用。当反馈电流大于 V_{iref} 值时, 输出反馈电压必然小于 V_{iref} , A_1 输出高电平, 而 A_2 处于调节状态。因为 A_2 优先级比 A_1 高, 达到了限流的目的。

2.2 PI 调节器参数的设计

在恒压限流电路中, 必然涉及 PI 调节器参数的确定。采用超前一带后补偿方式。在低频增加一个积分环节, 也就是有一个 $-20\text{dB}/\text{oc}$ 的衰减。使稳态无静差; 中频以 $-20\text{dB}/\text{oc}$ 穿越剪切频率, 使系统有足够的稳定裕度; 高频以 $-40\text{dB}/\text{oc}$ 衰减, 使高频信号被迅速地衰减。

3 个点的设计如下:

1) 零点 f_1 将零点配置在输出滤波器最低极点频率或以下, 以补偿滤波器极点引起的滞后。这种补偿的实质是减少误差放大器零点与极点间的相位滞后量。

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \times R_2 \times C_1} \quad (3)$$

2) 极点 f_2 极点用以抵消输出滤波电容 ESR 引起的零点作用。极点频率应在零点频率附近。

$$f_2 = \frac{C_1 + C_2}{2\pi \times R_2 \times C_1 \times C_2} \quad (4)$$

3) 剪切点 f_3 也就是闭环的穿越频率, 它应该小于开关频率的 $1/5$ 。设控制到输出特性增益为 G_{DC} , 系统输出极点频率为 f_o 。

$$20\lg \frac{1}{R_1(C_1 + C_2)} = 20\lg \frac{f_3}{f_o} - G_{DC} \quad (5)$$

以上有三个等式构成的方程组, 但是存在 4 个未知数。在实际的参数确定过程中, 要先确定其中的一个参数, 再确定其它的参数。为保证数值的合理性, 要注意电阻与电容的搭配问题。通过 PSPICE, SABER 等仿真工具, 进行模拟, 可以减少计算量, 得到合理的数值。最终选择的参数是: $C_1 = 1 \mu\text{F}$, $C_2 = 22 \text{ nF}$, $R_1 = 16 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 18 \text{ k}\Omega$ 。

2.3 保护电路

此电路用于实现过流保护和过压保护, 由于过压保护与过流保护电路结构完全相同, 仅取一个单元来说明, 其电路如图 4 所示。当发生过压(或过流)时, 即 $V_i > V_{ref}$, 运放 A_3 输出高电平。

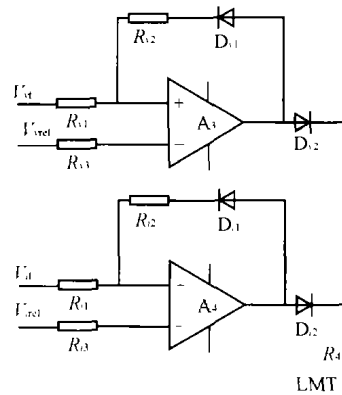


图 4 保护电路

从图 4 可以看出, 该电路为正反馈电路, 通过 R_2 和 D_{11} 支路, 将高电平状态保持。同时运放输出到 UC3825 的限流保护端, 锁住输出脉冲, 达到保护功能。 D_{11} 的作用是当出现过压时, 此信号被保持, 保护电路起作用。只有断电以后, 此信号才被复位, 电路正常工作。

2.4 斜坡补偿

图 5 示出斜坡补偿电路。 T_1 是电流互感器, 接在变压器副边绕组, 经 $D_1 \sim D_4$ 整流后在 R_1 上得到对应的电压, 再经过 C_1 、 R_2 、 C_2 滤波, 滤去初级电流 I_p 中的前沿尖峰, 避免误动作。再经过 R_b 与经过 R_b 和 C_b 的 CT 信号合成, 输入到脚 V/I, 叠加斜坡补偿信号到初级的电流波形, R_b 及 R_b 值的比例决定了所加的斜坡补偿量。电容 C_b 是交流耦合电容, 隔离了直流分量使 CT 的交流分量耦合到 R_b 。

斜坡补偿设计步骤如下:

- 1) 计算电感电流的下降沿 $m_2 = di/dt = V_{out}/L \text{ (A/s)}$;
- 2) 计算反映到初级的电感电流下降沿 $m_2' = m_2/n$ (n 为高频变压器的匝比);
- 3) 计算初级测得的下降沿坡度 $V_{m2} = m_2' R_{SENSE} \text{ (V/s)}$;
- 4) 计算 CT 充电时的坡度 $d(V_{osc}) = V_{osc}/t_{on}$

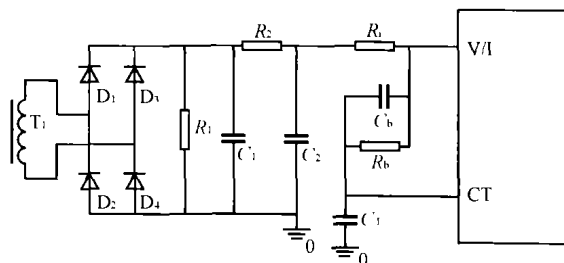


图 5 斜坡补偿电路

(V/s)

应用叠加定理求斜坡补偿后电流输入端电压。斜坡补偿后加到芯片电流输入端的电压为

$$V_{RAMP} = \frac{V_{m2}R_{i1} + d(V_{osc})R_{i1}}{R_{i1} + R_b} \quad (6)$$

5) 计算斜坡补偿值 斜坡补偿电压 V_{COMP} 为

$$V_{COMP} = \frac{d(V_{osc})R_{i1}}{R_{i1} + R_b} = M \frac{V_{m2}R_{i1}}{R_{i1} + R_b} \quad (7)$$

式中: M 为补偿比例, 应大于 0.5, 一般取 0.75 ~ 1。

取补偿比例 $M = 0.99$, $R_{i1} = 4.7 \text{ k}\Omega$, 经计算得 $R_b = 16 \text{ k}\Omega$

3 实验结果分析

驱动电路脉冲波形如图 6 所示, 其中开关频率 $f = 25 \text{ kHz}$, $t_r = 0.423 \mu\text{s}$, $t_f = 0.804 \mu\text{s}$, $V_{gs} = 15.23 \text{ V}$ 。上升沿和下降沿比较陡峭, 驱动电平适中, 符合要求, 有良好的驱动能力。

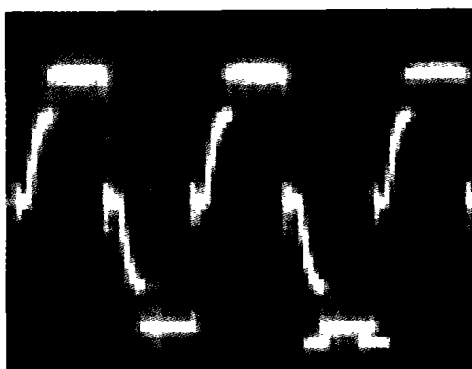


V: 5 V/格 t: 10 μs/格

图 6 驱动电路脉冲波形

如图 7(a) 所示, 轻载时开关管漏源电压波形对称, 不存在偏磁现象。当加载到一定程度时, 开关管漏源电压波形出现不对称, 说明同一桥臂的开关管导通不对称, 从而出现偏磁现象。经分析, 是由于斜坡补偿不够导致, 增大补偿量, 偏磁现象得到明显抑制, 开关管漏源电压波形基本对称, 如图 7(b) 所示。

图 8 为合闸冲击电流限流电阻两端的电压波形, 当 SCR 未起作用时, 电压开始缓慢上升, 充电结束后, 电压跌至零, 如图 8(a) 所示; 当 SCR 起作用时, 电压在开始很短的时间内有一个很小的幅值, 这是 SCR 导通的过程, 此后电压为零, 整个过程电压几乎保持水平, 说明合闸时电路电流比较小, 如图 8(b) 所示。



V: 50 V/格 t: 10 μs/格

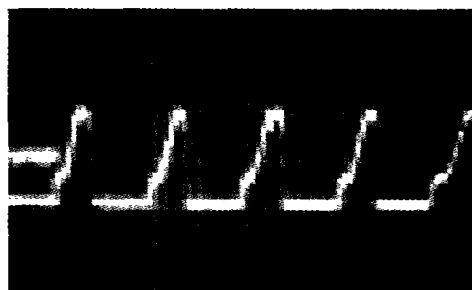
(a) 轻载时



V: 50 V/格 t: 10 μs/格

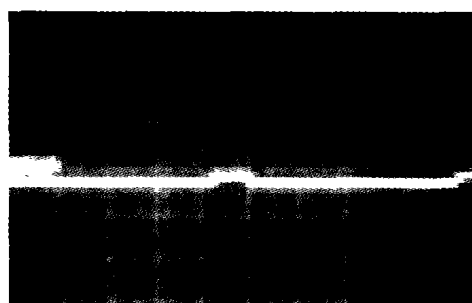
(b) 满载时

图 7 MOSFET 漏源间的电压波形



V: 50 V/格 t: 10 μs/格

(a) SCR 未起作用时



V: 50 V/格 t: 10 μs/格

(b) SCR 工作时

图 8 限流电阻两端的电压波形

当满载运行时,即 36 V/30 A 输出时,输出电压纹波为 1.327 V,电源效率 $\eta = 86.2\%$ 。当轻载运行时,输出电压纹波为 0.223 V,电源效率 $\eta = 54.6\%$ 。当交流输入电压上下浮动 10% 时,输出电压浮动 0.04 V,基本不变,说明电源的负载调整率和电压调整率都很小。

4 结语

实验结果表明,设计的 36 V/30 A 电源,输出电压纹波较小,满载时电源效率较高,电网电压浮动时,电源能正常工作,应用在镍氢电池充电,达到了良好的效果。为改善电源的动态响应,减小电源的静态误差,PI 调节和斜波补偿的设计显得尤

为重要。

参考文献

- [1] 张占松. 开关电源的原理设计[M]. 北京:电子工业出版社.
- [2] 林渭勳. 现代电力电子电路[M]. 杭州:浙江大学出版社.
- [3] 李爱文. 现代通信基础开关电源的原理与设计[M]. 北京:科学出版社.
- [4] Modelling, Analysis and Compensation of the Current Mode Converter[Z]. Unitrode Application Note: 3.44 - 3.46.

作者简介

原树斌,男,哈尔滨工业大学电气工程系硕士研究生。

安森美半导体推出广泛电源应用的小巧、创新功率因数校正控制器

安森美半导体持续为电源制造商提供降低待机和工作能耗的创新方案,推出两款功率为 75W 至 1kW 的电源而设计的全新功率因数校正(PFC)控制器。全新 NCP1653 和 NCP1601 控制器是电视机、平板显示器、台式电脑和笔记本适配器 SMPS、离线电池充电器以及电冰箱、洗衣机和干衣机等白色家电中功率因数校正的理想选择。

NCP1653 为定频、电流模式 PFC 控制器,为有效驱动需要中高功率(100W ~ 3kW)的连续导电模式(CCM)升压转换器而设计。除通常的固定输出电压控制外,它仍以输出电压跟踪输入电压的形式工作,称为跟随升压。NCP1653 尽管结构简单(8 引脚封装),但具有许多较复杂控制器所含的功能:平均电流模式或电压模式控制、软启动、Vcc 滞后欠压闭锁、欠压、过压和过载保护以及滞后热关机等。

NCP1601 为较低功率范围(最高 300W) PFC 升压电路设计的控制器。该控制器能在定频非连续导电模式(DCM)和/或可变频率临界导电模式(CRM)中工作,充分利用两种模式的优势。在 DCM 中它可与外部频率源同

步化或设为固定频率。当负载和线路条件使其接近连续导电模式时,输出驱动延迟,导致其在 CRM(工作频率现在可变)中工作。在这两种情况下,无需对 PFC 二极管进行充电(软关闭),从而减少了元件应力及相应成本。滤波要求得到简化;而最高频率的限制,使轻载时效率得以提高。

NCP1653 和 NCP1601 均采用小巧的 PDIP-8 和 SO-8 封装。NCP1653 每 10,000 的批量单价为 0.66 美元。NCP1601 每 10,000 的批量单价为 0.36 美元。

随着 NCP1601 和 NCP1653 的推出,安森美半导体目前提供业内功率范围最广的 PFC 解决方案,以满足快速出现的电源效率目标和 ICE1000-3-2 的输入谐波限制。这些解决方案涵盖了 50W 至几 kW 的全面功率范围,并且适合各种 PFC 拓扑结构。安森美半导体器件的独特之处在于可减小 PFC 段损耗和元件尺寸的跟随升压选择,包括输入功率限制的强大保护功能,和完整的设计工具(包括从公司网站下载的易于使用的设计支援)。这些器件的设计软件可以产生工作电路的设计,包括在几分钟内进行重要元件的应用分析。