

电动汽车车载快速智能充电器的设计

为满足[电动汽车](#)蓄电池无损伤快速充电的需求, 提出将大[功率开关电源](#)变换技术应用于智能充电器。结合实际充电要求, 给出了电动汽车车载充电系统的总体方案, 并就方案中涉及到的大功率充电[电源](#)拓扑的选择, 控制电路设计及保护电路设计做了具体介绍。实验结果表明该充电电源可以在短时间内实现对动力蓄电池的无损伤充电, 满足快速充电的要求。文章所研究的车载智能充电器为新型电动汽车提供了一种可靠有效的充电设备, 具有很强的应用价值。

0 引言

面对传统燃油汽车尾气排放造成的污染及其对石油资源的过度消耗所引发的环境与能源问题, 电动汽车以其良好的环保、[节能](#)特性, 成为当今国际汽车发展的潮流和热点。目前世界上许多发达国家的政府、著名汽车厂商及相关行业科研机构都在致力于电动汽车技术的研究开发与应用推广。

车载电动汽车充电器是电动汽车大规模商业化后不可缺少的组成部分, 如何实现车载充电器对蓄电池快速无损伤充电是电动汽车投入市场前必须解决的关键技术之一。本文设计的充电器是一种加装于电动汽车上的车载充电设备, 通过对目前车载蓄电池的发展现状和发展前景进行分析, 以目前使用广泛的阀控密封铅酸电池为研究对象, 在技术上采用目前较为先进又成熟的逆变技术, 具有体积小、重量轻、效率高、调节范围大等特点。同时从功能角度, 它也适合镍镉、镍氢, 锂离子等类型的动力蓄电池。因此, 具有较大的实用价值。

1 智能充电系统总体结构设计

结合当前电动汽车[电能](#)供给的典型方式和充电电源的发展状况, 文章设计的智能充电系统如图1所示。整个电路采用了 AC /DC-DC /DC 的设计结构, 首先是220V 的交流市电经 [EMI](#) 滤波、PFC 校正电路变为380V 的直流, 然后经 DC /DC 半桥变换及相应的控制电路, 保证输出电流电压满足充电电池的需求。其中 PFC 控制电路主要由 MOSFET 管、Boost 升压[电感](#)、控制芯片 [ICE2PCS01](#)以及直流滤波电容组成。DC /DC 变换采用半桥式拓扑, 主要由高频[变压器](#)、MOSFET 管以及 LC 滤波电路组成。控制部分通过对蓄电池端电压、电流信号的采集反馈, 由 [SG3525](#)产生双路 [PWM](#) 波控制半桥拓扑中 MOSFET 管的通断时间来控制充电电流和电压, 其控制部分还包括对电流、电压、温度的采集监测以及实时[显示](#)。

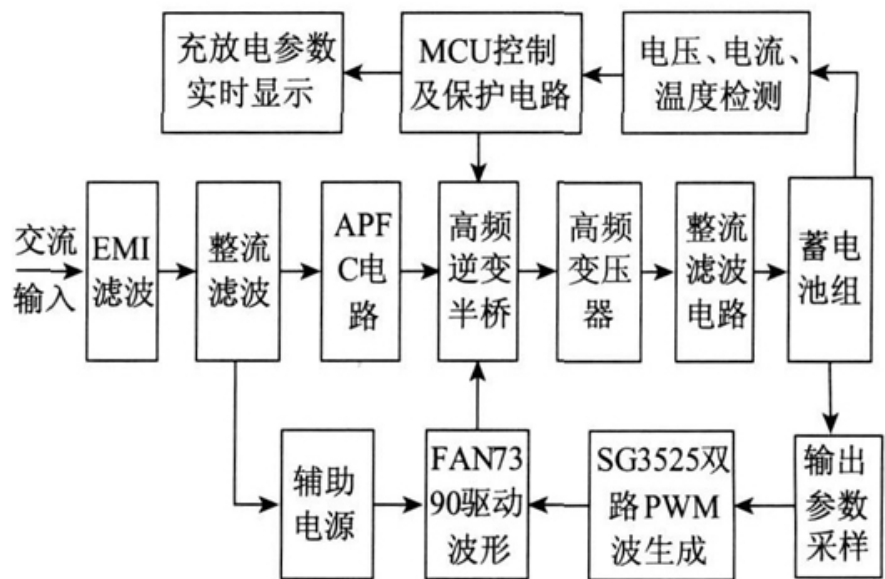


图1 智能充电系统总体结构框图

2 系统主要电路设计

2.1 APFC 电路设计

本设计选择工作于连续调制模式下的平均电流型升压式 APFC 电路来实现较为合适。具体的电路设计如图2 所示，控制芯片选用 ICE2PCS01.由 ICE2PCS01构成的有源功率因数校正电路。

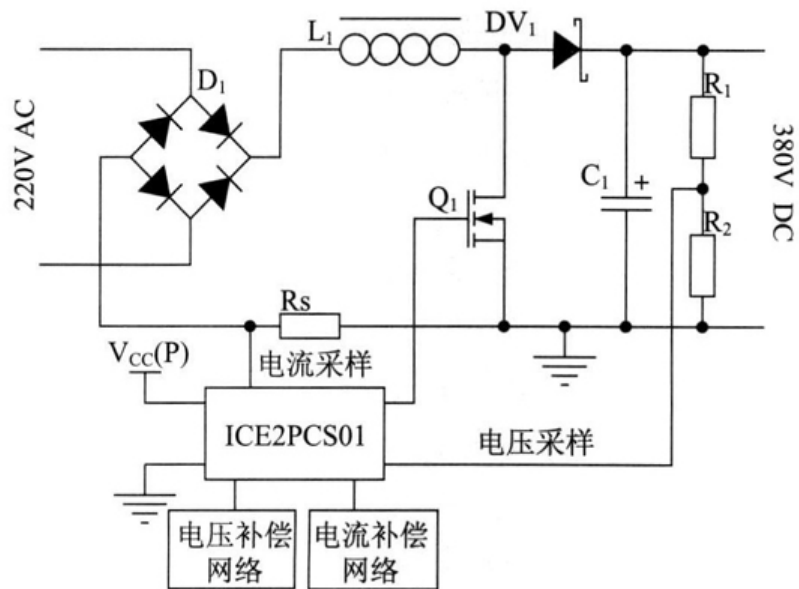


图2 有源功率因数校正电路

2.2 半桥式逆变部分设计

DC /DC 变换是该充电电源的关键部分， 同时也是难点所在。整机性能的好坏、质量优劣、成本高低在很大程度上取决于该逆变桥路。该部分如图3所示， 主要包括变换器拓扑结构的选择、功率管选择、变压器设计、吸收回路设计及滤波回路设计等。

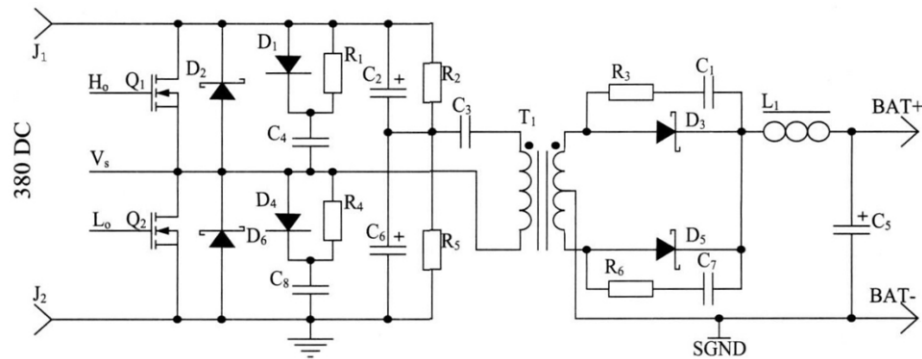


图3 半桥变换电路

2.2.1 电路主变换拓扑结构的选择

在开关电源的各种变换拓扑中， 半桥变换以其输出功率大、结构简单、[开关](#)器件少、实现同等功率变换的成本较低且抗磁通不平衡能力强等优点， 成为该充电器结构设计的首选。半桥电路由两只数值相等、容量较大的高压电容器组成一个分压电路， 通过控制一个桥臂上两个开关管交替导通和截止， 在变压器原边产生高压开关脉冲， 从而在副边感应出交变的方波， 实现功率转换。该电路拓扑的一个突出优点是阻断电容 C3 的连接使其具有抗磁通不平衡能力， 有效防止磁偏。同时将变压器初级侧的漏感尖峰电压钳位于直流母线电压， 将漏感存储的能量归还到输入母线， 而不是消耗于电阻[元件](#)。

2.2.2 高频变压器的设计

由220V 的交流输入经过前级的 APFC 变换电路后， 得到380V 输出电压， 同时该输出电压也是后级 DC-DC 变换的输入电压。在变压器的作用下，原边电压是190V， 副边输出电压是109V， 参考有关的设计资料， 具体计算如下：

①初级绕组匝数：

$$T_{on} = D f_s = \frac{0.9}{(50 \times 10^3)} = 18 \mu s \quad (1)$$
$$N_1 = \frac{U_{in} T_{on}}{2 \times B_m A_e} \times 10^{-2} = \frac{190 \times 18}{2 \times 0.2 \times 9.1} \approx 9.4 \text{匝} \quad (2)$$

式中： D 为变压器最大占空比； fs 为开关频率； N1为初级绕组匝数； Uin 为变压器初级输入电压幅值； Ton 为初级输入脉冲电压宽度。实际中初级绕组匝数取10匝。

②次级绕组匝数:

$$n = \frac{U_{in}}{U_{out}} = \frac{190}{109} \approx 1.743 \quad (3)$$

$$N_2 = \frac{N_1}{n} = \frac{10}{1.743} \approx 5.74 \text{匝} \quad (4)$$

式中: n 为初级绕组与次级绕组的匝数比; U_{out} 为变压器副边输出电压; N_2 为计算所得次级绕组匝数, 且该变压器为中心抽头型, 实际中均取为6匝。

实际中选用软磁铁氧体 PM87磁芯, 材质为南京新康达公司的 LP3材料。原边10匝, 副边6匝, 采用多根 $\Phi 0.55$ 的高强度漆包线并绕(原边21根并绕, 副边17根并绕); 绕制工艺采用原副边交叉绕(两段式全包), 可实现变压器的紧密耦合, 减小漏感。

2.2.3 半桥变换器功率管的选择

设计中, 采用半桥式拓扑, 开关管 Q1 和 Q2上的电压即为变换器的输入电压, 有下式成立:

$$U_{Q_1} = U_{Q_2} = U_{in} \quad (5)$$

二极管 D2 和 D6 上的电压为:

$$U_{D_2} = U_{D_6} = U_{Q_1} = U_{in} \quad (6)$$

整流二极管 D3 和 D5 上的电压为:

$$U_{D_3} = U_{D_5} = \frac{N_2}{N_1} U_{in} = 228 \text{ V} \quad (7)$$

流过开关管的最大电流值为:

$$I_{pmax} = \frac{N_2}{N_1} I_o + \left[\frac{N_2}{N_1} \right]^2 \frac{U_{in} D}{8 L_f \times f_s} \quad (8)$$

式中: I_o 为负载电流; L_f 为变压器原边漏感。

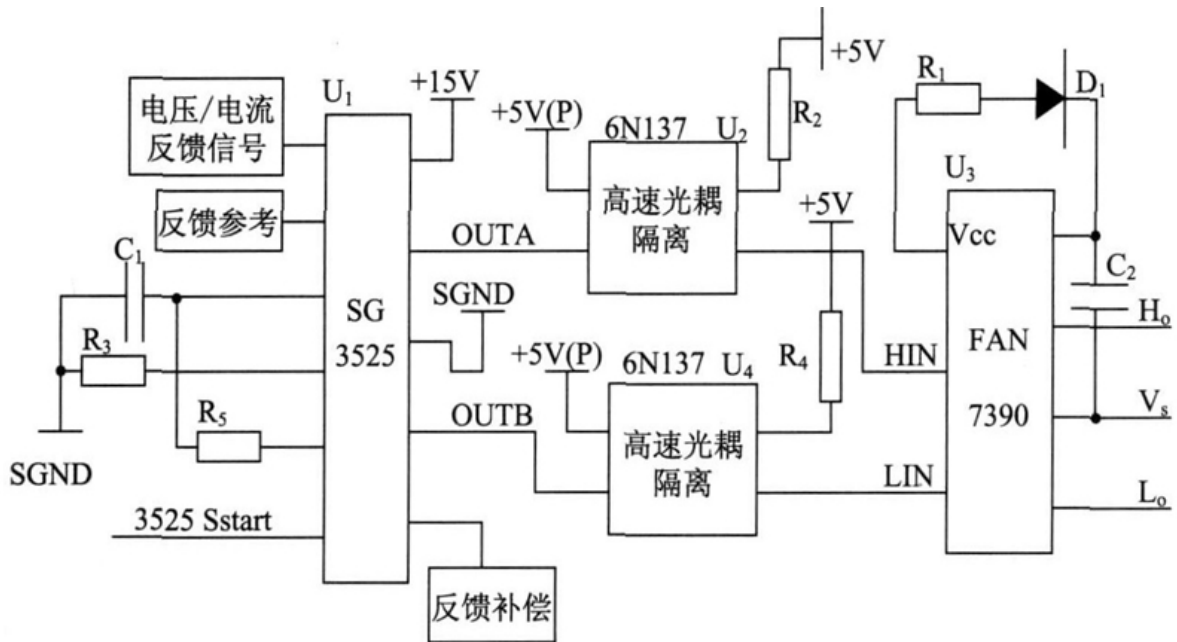


图4半桥变换器驱动波形的产生示意图

由以上计算分析，功率管 Q1 和 Q2 选择型号为 FCH47N60 的 MOS 管，可承受 600V 的电压和 47A 的电流，整流二极管选择型号为 MRB40250 的肖特基管，其正向平均电流为 40A，反向耐压最大为 250V。

2.2.4 吸收回路及滤波回路的设计

为解决关断时器件的过压问题，在图3 中由 D1，R1，C4 组成 RCD 缓冲器，通过减缓 Q1 漏源极电压的上升速度使下降的电流波形同上升的电压波形之间的重叠尽量小，以达到减小开关管损耗的目的。

同理由 D4，R4，C8 对 Q2 的关断过程进行保护。

在输出整流二极管之后采用 LC 滤波电路减小输出电流电压纹波。滤波电感 L1 的作用是使负载电流的波动减小，滤波电容 C5 的作用是使输出电压的纹波减小。当负载突减时，滤波电容储能；负载突增时，电容 C5 上的储能首先向负载补充能量，以减小输出电压的峰-峰值。

2.3 控制保护电路

控制保护电路主要完成3个功能：①控制充电系统按照当前的设定的输出电压电流值产生占空比可变的 PWM 波，对开关管进行驱动，实现功率变换；②当出现过压、欠压、过流、过温等故障时，控制充电电源的主回路停止工作，从而将电源的损坏程度控制在最小范围；③在充放电过程中，对相应的电压、电流、温度等参数实时显示。

2.3.1 驱动信号的产生

驱动信号的产生过程如下: 将电阻分压获取的输出电压信号以及电流霍尔[传感器](#)采集的输出电流信号送至 SG3525 的误差放大器的反相输入端, 由其产生两路 PWM 方波信号, 6N137 对该方波信号光耦隔离, 并送至 FAN7390 进行功率放大和波形转换, 以驱动半桥变换器。该部分的设计中主要涉及到以下关键技术:

①振荡频率及死区时间的设置。

参考 SG3525 的有关设计资料, SG3525 振荡电路的输出是频率减半的互补方波信号, 该充电器的设计中, 后级电路的变换频率设计为 50kHz, 故 SG3525 振荡电路的工作频率设置为 100kHz。如下式:

$$f = \frac{1}{C_1 (0.7R_3 + 1.3R_5)} \quad (9)$$

死区时间的设定为:

$$t_2 = 1.3R_5C_1 \quad (10)$$

当设定电路振荡频率为 50kHz, 死区时间为 3μs 时, 该部分元件参数的取值为:

$$C_1 = 4.7\text{nF}, R_3 = 2.9\text{k}\Omega, R_5 = 50\Omega$$

②反馈补偿[网络](#)的设计。

为满足系统稳定性和静态误差的要求, 该部分设计采用无静差的 PI 调节器作为补偿网络。由于充电器的负载是铅酸蓄电池, 蓄电池的电压和内阻在充电过程中会发生变化, 这样我们反馈控制中 PI 调节器难度增大, 由理论推导的 RC 参数值参考价值不大。对于这个 PI 调节器, 我们更注重从实验的角度出发, 反复尝试得到一个比较适合的网络。

经过反复的实验验证, 我们采用含有 II 型误差放大器的正激变换器反馈补偿网络。为防止电压和电流环同时起作用时的系统振荡, 我们在补偿网络的设计中, 通过提高比例积分环节中积分环节的作用, 同时加大时间常数, 使得补偿网络在整个系统中占主导地位, 从而使闭环系统更像一个一阶惯性环节, 使系统能够很好地稳定下来, 抵抗各种扰动引起的电压和电流波动。

③半桥驱动自举电路的设计。

由于半桥变换器上桥臂 MOSFET 的源极接下端开关管而处于悬浮状态, 需要同步的自举电路来抬升栅极驱动电压。在该设计中由 R1、D1、C2 组成自举电路, 对上桥臂高端栅极驱动电路进行供电。

自举电容的选择为:

$$C_2 > 2Q_g / (V_{cc} - 10 - 1.5) \quad (11)$$

式中: Q_g 为 MOSFET 栅极提供的电荷。

自举二极管 D1 选择时应该遵循其击穿电压大于 U_{in} 、恢复时间足够快的原则, 以减少自举电容反馈给电源 V_{cc} 的电荷。

自举电阻 R1 的取值不能太大(一般为 5~10 Ω), 否则会增加 VBS 时间常数。

2.3.2 保护电路的设计

保护电路具有过压、欠压、过流、过温等保护功能, 在出现上述故障时, [控制系统](#)首先对故障的紧急程度进行判断, 当出现过欠压或者过温警示信号时, 实行限制输出功率保护方案; 在出现过流、短路等故障时, 控制主电路停止工作, 保护充电电源免受损坏。要使系统正常工作, 需要重新开机。

2.3.3 [单片机](#)控制部分介绍

该系统的总体控制采用 NEC 的 F0881单片机作为充电器的“智能”中心, 对充电过程进行控制。

由于采用智能充电, 铅酸蓄电池每个阶段所需的充电电压和充电电流都不同, 则在充电时该单片机对电池端的电流电压信号进行采集, 分析处理, 模糊推理、模糊决策等, 根据不同的状态采用对应的慢脉冲快速充电方法以及保证在各充电阶段之间的稳定切换。对出现的各种故障和报警信号进行处理。该部分还包括对电流、电压和温度的采集以及显示等。

3 试验结果及分析

在上述设计思路的指导下, 我们研制第一台车载智能充电器的实物图如图5所示。



图5 车载智能快速充电器实物图

对其进行测量, 其体积为347 212 125mm³, 重量为7? ? 9kg.在- 10℃~ + 40℃的环境温度中, 整机效率> 86%, 并且在75℃机内温度会自动保护。其工艺制作满足体积小, 重量轻, 可靠性高, 集成度高等要求。

为验证其实际运行效果, 采用220V (20% 的宽范围交流电源作为输入电源, 并应用6节120AH 的铅酸蓄电池串联进行了带载试验, 测得其 PFC 校正和半桥变换器原边的电流电压波形分别如图6、图7所示。

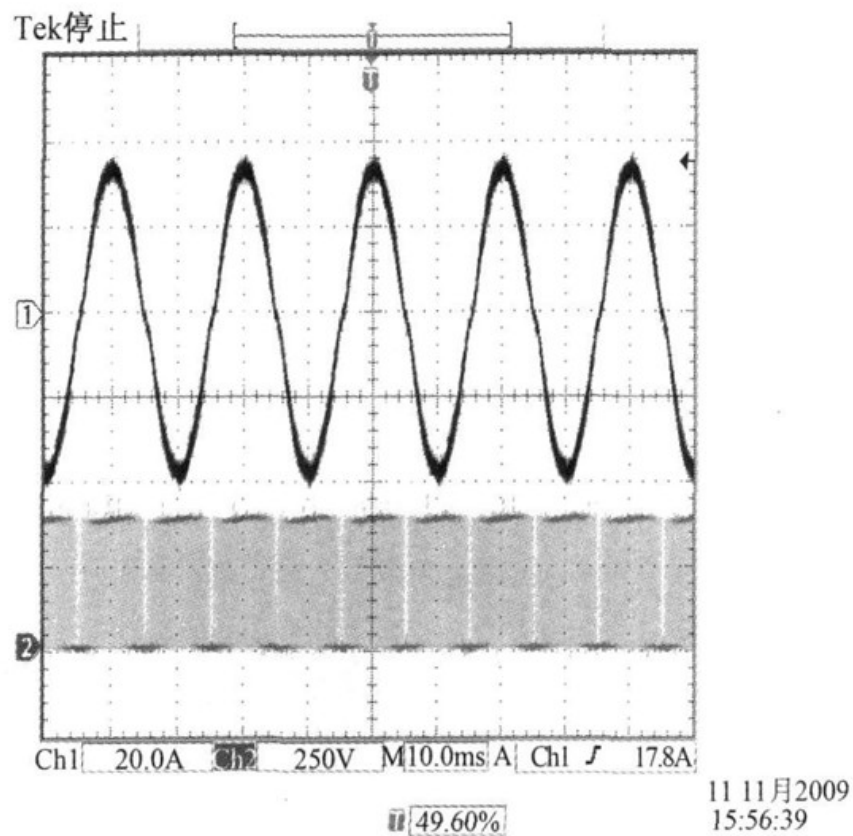


图6 功率因数校正波形图

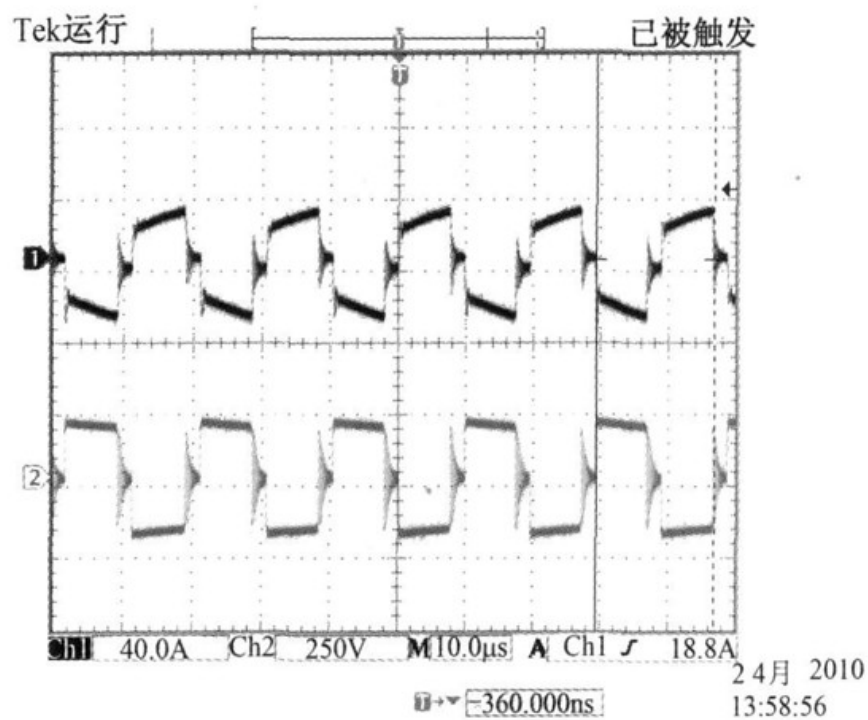


图7 高频变压器原边电压电流波形图

图6为满载时的功率因数校正波形，可以得出开关管在输入电压电流工频过零点是完全处于截止状态的，PFC电感处于电感电流连续的工作模式，这样保证输入电流很好地跟随输入电压成正弦波，电路具有很高的功率因数。图7为慢脉冲充电模式下变压器原边的电压电流波形。可以看出电压波形和电流波形相位一致性较好，开关管的波形与理论上分析的完全一致，在开关管关断瞬间电压尖峰较小，说明变压器的漏感较小，功率转换的损耗小。

经过不同充电阶段不同充电模式下的反复测试，结果表明该智能充电器性能稳定，达到了快速无损伤充电的目的，且整机的转换效率在86%以上。

4 结束语

文章设计的车载智能充电系统用了电压回路和电流回路的双闭环控制，可以提供恒流充电、恒压充电、慢脉冲快速充电以及它们之间的自动转换等功能，能够实现铅酸蓄电池快速无损伤充电的需求。充电电源作为车载变流器，采用功率因数校正以及隔离变压调制的方式，具有体积小、重量轻、可靠性高、整机变换效率高、对供电电网干扰小等特点。同时整个系统还增加了多种保护电路和改善电源动态特性的措施，安全性符合车用设备的通用规范。

综上，随着我国电动汽车示范运行的大规模开展以及电动汽车产业化的推进，该车载智能快速充电系统具有很强的应用价值和广泛的市场前景。