

[电动汽车]

高功率密度车载充电电动机设计与实现

文/德州职业技术学院 李建华

随着新能源汽车产业的迅猛发展，高功率密度车载充电电动机成为电动汽车的关键设备，研制高功率密度的车载充电电动机具有十分重要的意义。采用Vienna整流器与高频隔离DC/DC变换器作为功率变换单元，详细描述了双极性与有限双极性调制的原理与特点，并验证了设计的有效性和可行性。

新能源汽车具有零排放、能源利用率高、噪声小、结构简单和维修方便等优点，受到世界普遍重视。我国国务院颁布的《节能与新能源汽车产业发展规划（2012—2020年）》，指出了新能源汽车产业发展将以纯电驱动为新能源汽车发展和汽车工业转型的主要战略取向，当前重点推进纯电动汽车和插电式混合动力汽车产业化。

电动汽车普及面临的主要问题是动力电池成本高、能量密度低和续航里程不理想。因此研发安全、快速和高效的高功率密度车载充电电动机，对提高充电效率，缩短充电时间，降低电动汽车自重，增加续航里程具有十分重要的意义。

目前车载充电电动机典型的拓扑结构由两级组成，前一级为AC/DC模块，后一级为DC/DC模块。为了避免非线性元件对电网注入大量谐波，产生严重电流畸变导致设备故障甚至系统崩溃，要求整流器具有功率因数校正（Power Factor Correction, PFC）功能。DC/DC变换器作为电动汽车充电桩的核心部件之一，能否实现大功率高效传输成为制约其发展的关键。目前，已有众多学者对可满足电动汽车高效、低噪充电需求的DC/DC展开深入研究。

全桥高频隔离DC/DC变换器由于高功率密度、高转换效率的特点被广泛应用于电动汽车充电领域。传统的全桥变换器采用双极性控制，一

次侧逆变侧电流存在振荡的问题，降低了变换器效率，难以应用于高功率密度的车载充电应用场合。

本文采用了一种Vienna整流器与基于有限双极性调制的全桥高频隔离变换器两级设计方案，兼具纹波小、效率高和功率密度大的优点，是满足当前电动汽车充电需求的理想方案。本文详述了有限双极性调制的实现方法，介绍了充电控制工作原理，制作了一台100~200 V输出的3.3 kW样机，并对试验数据以及波形进行了分析。

充电电动机总体方案设计

本文提出的充电电动机拓扑结构由两级组成：Vienna整流器和高频隔离DC/DC变换器。

1. 充电电动机功率变换电路

Vienna整流器具有诸多优点：①拓扑结构简单，便于设计；②开关管承受电压应力小，可提高输出电压，进一步提高功率密度；③三电平电路等效频率高，因此可以减小开关损耗，提高转化效率；此外，谐波小、开关损耗低、电磁干扰小和无桥臂直通问题等优点，使Vienna整流器成为充电电动机APFC三电平电路优选设计方案。

三电平Vienna整流器电路拓扑如图1所示，包括输入滤波器、三相不可控整流桥、串联的直流母线电容，以及连接输入点与直流母线电容中点

的3个双向开关单元四部分。双向开关单元由反向串联的IGBT构成,开关频率10 kHz。全桥逆变电路由4个IGBT开关管 $V_1 \sim V_4$,反向并联的寄生二极管 $VD_1 \sim VD_4$ 和高频变压器 T 组成。输入的直流电压 V_{in} ,输出接在高频变压器AB两点,交流电压为 V_{AB} ,变压器 T 的电压比为 $n_1:n_2$,输出滤波电感为 L 。二极管 $VD'_1 \sim VD'_4$ 构成二次整流桥,整流桥直流输出端电压为 v_s ,输出直流电压为 V_o 。

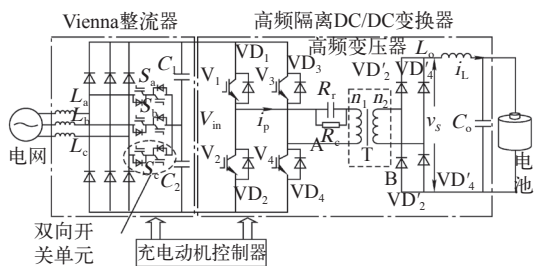


图1 充电动机功率变换拓扑图

2. 调制方法设计

采用传统双极性调制,开关频率为18 kHz时, $V_1 \sim V_4$ 驱动波形如图2所示。高频交流电压 V_{AB} 出现阴影面积部分。使用有限双极性调制方式时,由于续流回路的存在,能够很好地实现零电压关断,达到图3中交流电压的波形。

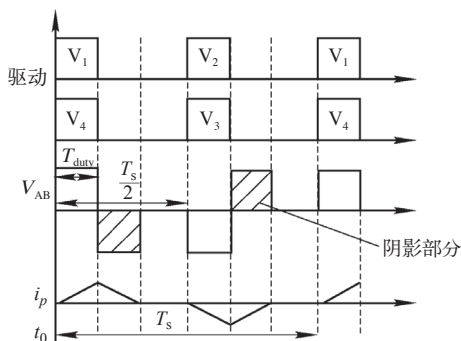


图2 双极性调制波形图

有限双极性控制是让一个超前臂的两个开关管 V_1 和 V_3 工作在PWM方式下,滞后臂的 V_2 和 V_4 轮流导通半个周期。逆变桥采用如图3所示有限双极性调制时序,对角的两只开关管 V_1 和 V_4 或 V_2 和 V_3 没有同时关断,却是同时导通的。 V_1 和 V_4 导通时, $U_{AB} = V_{in}$,负载电流 i_s 的增长率 $di_s/dt = V_{in}/L$ 。在 $t = T_{duty}$ 时, V_1 关断, VD_2 、变压器的一次侧绕组和 V_4 构成的续流回路,故 $V_{AB} = 0$ 。电流 i_p 通过续流回路下降为零,直到 $t = T_s/2$ 时, V_4 关断, V_2 和 V_3 导通, i_s 反向增加。在这种调制方式下,由于 $t_2 - t_1$ 远小于 $t_3 - t_2$,因此占空比可取范围更大。超前臂能实现零电压开关(ZVS),滞后臂能实现零电流开关(ZCS),输出电压电流的可调范围也更大,

更具有控制优势。因此本文在全桥逆变器的硬件拓扑上选择使用了有限双极性控制方式。

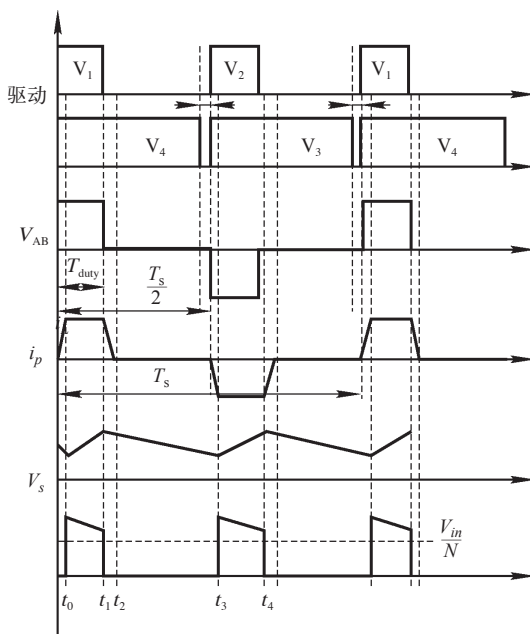


图3 有限双极性调制波形

3. 控制系统设计

图4所示为给出了高频隔离DC/DC变换器拓扑控制简图。充电动机恒流/恒压模式(CC/CV)充电由电流内环与外环双环控制结构组成。测量输出电感电流 i_L 作为反馈量,通过PI控制器构成电感电流内环控制。控制输出量作为占空比,构成有限双极性调制占空比 T_{duty} 。最终生成PWM驱动波形驱动开关管 $V_1 \sim V_4$ 。

输出电压外环与输出电流外环的选择由用户选择CC/CV决定。当CC模式时外环控制为输出电流控制,内环使用参考值 I_{o1}^* ;当CV模式时外环控制为输出电压控制,内环使用参考值 I_{o2}^* 。

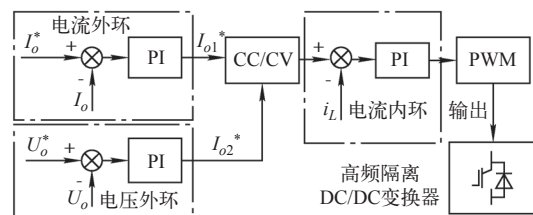


图4 恒流恒压充电控制系统框图

充电动机充电程序控制流程图如图5所示。上电启动时,需要对负载进行负载检测,判断电池状态及软启动条件。充电动机CC/CV模式过程中,要时刻监测电池负载的端口电压,稳定达到目标电压值充电结束,进入待机状态并停机。

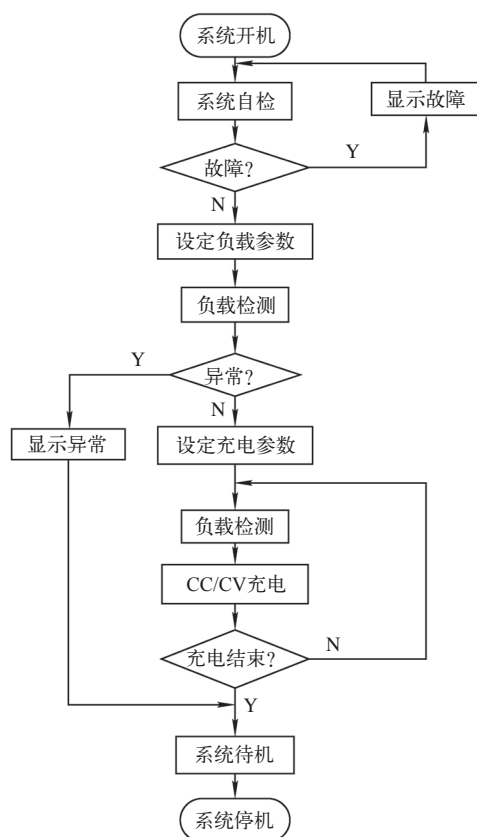


图5 充电电机程序流程图

试验结果分析

为了验证上述方案设计的有效性，有限双极性调制方式对全桥DC/DC变换器的控制效果，以及设计的驱动电路、信号采样电路和保护电路等的工作过程，本文研制了一台3.3 kW的蓄电池充电电机试验平台进行验证。

在实际试验中，当采用双极性调制方式时，交流电压 V_{AB} 出现反相电平，如图6中红色虚线圆部分。在零电平出现振荡现象如图中紫色虚线圆部分。当采用有限双极性调制时，交流电压 V_{AB} 反向电平与振荡现象消除，如图7所示。有限双极性调制方案驱动波形时序图如图3中所示，可行并且效果显著。

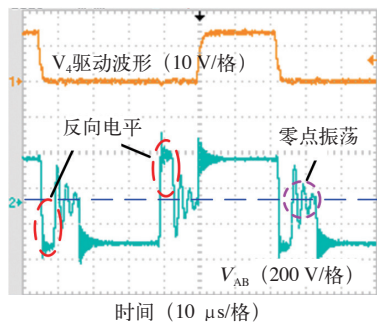


图6 双极性调制驱动与交流波形

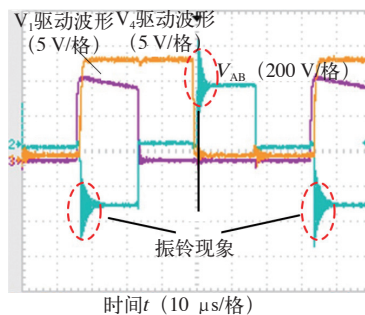


图7 有限双极性驱动与滤波吸收前交流波形

由于开关管在高频开通关断时会在交流侧产生振铃现象，波形在图7中标识，为了消除这种谐振给高频变压器及开关器件带来的危害，在变压器交流输入侧增加了RC吸收电路，并在开关管CE极并联吸收电容，改善波形质量，改善后的波形如图8中蓝色波形。由以上试验分析，变压器一次侧加入RC滤波，以及开关管CE极并联吸收电容后，能有效地改善开关管开通时对方波交流电压的影响。

图9给出了 $V_o=200$ V满载输出时，电压 V_{AB} 、电压 V_s 、 V_i 驱动和 i_o 试验波形。表明采用有限双极性调制方法，开关管均实现了软开关控制。

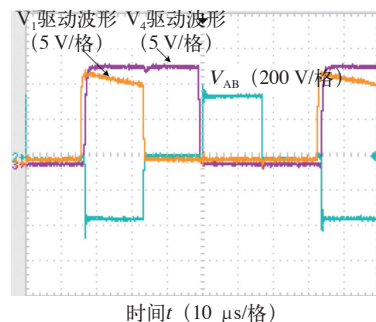


图8 有限双极性驱动与滤波吸收后交流波形

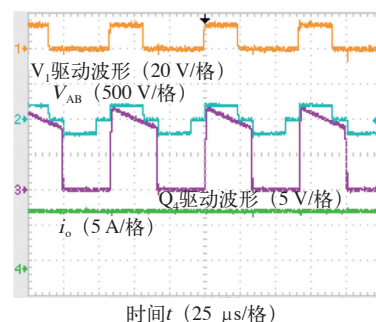


图9 3.3 kW车载充电电机充电波形

结束语

本设计方案不仅能够有效提升效率，还能降低电路整体成本和体积，具备良好的市场前景，为设计高功率密度车载充电电机积累了宝贵的设计经验。EA

（收稿日期：2018.04.10）

（编辑：朱金凤）