

电动汽车充电系统对电网的影响及其高频变压器的设计

张 燃¹, 陈 磊², 田佳樂², 张昌华²

(1 四川电力科学研究院, 四川 成都 610072; 2 电子科技大学自动化工程学院, 四川 成都 610054)

摘 要:首先介绍了电动汽车充电系统对电网正常运行的影响及应对措施, 然后以 12 kW 电动汽车充电系统为例, 在介绍充电系统拓扑结构示意图的基础上, 详细阐述了其高频功率变压器各参数的设计方法, 并对所设计的参数应用 SABER 软件进行仿真。仿真结果表明, 依照所提出的设计方法, 系统的响应具有良好的稳定性、准确性和快速性, 且变换效率大于 95%, 满足充电系统的性能要求。

关键词:电动汽车; 充电系统; 高频功率变压器; SABER

Abstract: The influence of charging system of electric vehicle on the normal operation of power grid is introduced as well as the countermeasures firstly. Taking the topologies of the charging system of 12 kW electric vehicle for example, the design method of each parameter of high-frequency power transformer are described in detail, and the designed parameters have been simulated by SABER. The simulation results show that the system response has a good stability, accuracy and quickness according to the proposed design method, and the conversion efficiency is more than 95%, it can meet the performance requirements of the charging system.

Key words: electric vehicles; charging system; high-frequency power transformer; SABER

中图分类号: TM711 **文献标志码:** B **文章编号:** 1003-6954(2011)03-0053-04

0 引 言

随着全球不可再生能源的紧缺和环境污染问题的日益加重, 与传统的燃油汽车相比, 电动汽车具有节能、环保等方面的显著优势^[1]。而电动汽车的普及, 必将涉及其充电系统的研究, 高频功率变压器是其中不可缺少的器件。与普通的工频变压器相比, 高频功率变压器具有体积小、成本低、方便制作等优点。在 DC-DC 变换电路中, 它起到电气隔离、升高或降低电压、磁耦合传送能量的作用^[2]; 因此, 高频功率变压器的设计将是充电系统中重要的环节和核心的技术, 直接影响到充电系统的可靠性、效率、质量等重要性能指标^[3, 4]。

1 充电系统的拓扑结构对电网的影响及应对措施

1.1 对电网的影响及应对措施

大批量的电动汽车蓄电池接入电网充电将对电力系统正常运行产生一定的影响。正面影响是在用电低谷对动力电池充电时, 可以减少电网峰谷差, 起到削峰填谷的作用, 提高配电系统设施的实际利用

率, 拓宽终端电能消费市场; 负面影响是电动汽车蓄电池充电设备的非线性, 有可能产生谐波污染, 对供电系统的电能质量带来不利影响。目前充电系统谐波治理方法主要有增大单台充电机的滤波电感、减小充电机功率变换单元等效电阻、采用先进的功率因数校正技术代替普通的二极管整流桥、充电站安装电力有源/无源滤波器、协调每个充电站充电机的数量等^[5]。不同的充电系统拓扑结构对电网谐波的影响也不尽相同, 其结构大致上可以分为以下三类^[6]: 不可控整流+斩波器、不可控整流+DC/DC 变换器、PWM 整流+DC/DC 变换器。

第一种结构的主要缺陷是体积大、电网侧电流谐波大和变换效率低等; 其注入电网的 5 次谐波电流含有率为 65% 左右, 电流总畸变率超过 85%, 因此该种结构不适合接入公共电网。第二种结构相比第一种采用了高频功率变换电路, 谐波电流含有率已经有很大改善, 电流总畸变也低于 30%, 且体积较小, 因此应用较为广泛, 这里也采用这种结构。第三种结构由于采用了 PWM 整流技术, 使得谐波电流和电流总畸变率均可以控制在较低的水平, 但是其成本和复杂度也相应增加了。

1.2 充电机拓扑结构分析

在不可控整流 +DC/DC 变换器中,其 DC/DC 变换器常用的拓扑结构有:推挽式、正激式、反激式、半桥式和全桥式。由于前三种拓扑结构受到输出功率和功率型开关器件的限制,在大功率的电动汽车充电系统中,主要采用半桥式或全桥式拓扑结构^[7]。所设计的电动汽车充电系统额定输出功率 12 kW,因此选择不可控整流 +全桥式的拓扑结构,如图 1 所示。

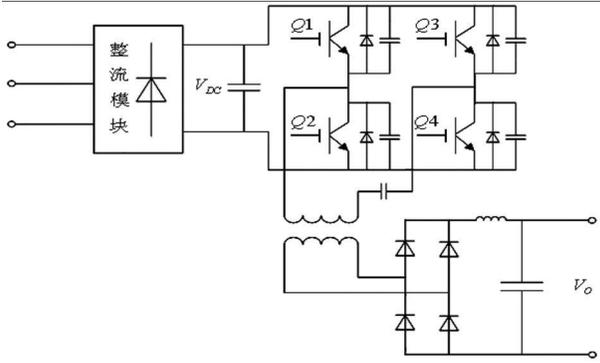


图 1 12 kW 充电系统拓扑结构示意图

其工作过程为:三相交流电经过工频整流模块和滤波电容后得到相对稳定的 537 V 直流母线电压,然后经过全桥逆变为高频脉冲电压,再通过高频变压器进行隔离变换,最后将变压器的次级电压通过高频整流模块和滤波器得到输出可调的直流电。

2 高频功率变压器部分的设计

2.1 变压器设计所需的相关参数

表 1 所需相关参数

名称	额定值 (或范围)	名称	额定值 (或范围)
输出功率 P_0 /kW	12	母线电压 V_{DC} /V	450~620
输出电压 V_0 /V	60	开关频率 f /kHz	40
输出电流 I_0 /A	200	最大占空比 D_{max}	0.4

需要说明的是:在图 1 所示的电路拓扑结构中,如果最大占空比超过 0.5,将会使 Q_1 、 Q_4 导通时施加在变压器初级的伏秒数与 Q_2 、 Q_3 导通时施加在变压器初级的伏秒数不相等,这将导致一个周期内变压器磁心不能回到原点,在若干个周期后,就会出现偏磁饱和现象,由于变压器工作频率很高,因此这个时间会非常的短。磁心饱和时,变压器两端不能承受电压,这将会使 IGBT 两端承受很大的电压和电流,进而导致 IGBT 损坏^[8]。为了避免这种情况导致的伏秒数不相等,因此最大占空比必须小于 0.5,留有 20% 的死区时间,最终确定最大占空比为 0.4。

2.2 变压器的最大输出功率与磁心选择

当母线电压 V_{DC} 最小时,IGBT 的占空比达到最大值 0.4;设变换器效率 η 为 90%,骨架窗口使用系数为 40%;令 A_c 为磁心面积, A_w 为骨架窗口面积,单位为 cm^2 ; D_{ma} 为电流密度,单位为圆密耳每有效值安培; ΔB 为磁通密度增量,单位为 G;则有如下关系式^[9]。

$$P = \frac{0.00078 \Delta B f A_c A_w}{D_{ma}}$$

通常磁心应工作在磁滞回线 ± 2000 G 以内的线性部分。频率为 25 kHz 左右时,磁心损耗很小,磁通允许在 ± 2000 G 范围内变化。随着工作频率的上升,磁心损耗会迅速增大,当频率高于 100 kHz 时,磁通变化范围应控制在 ± 1200 G 甚至 ± 800 G 以下。文中 $f=40$ kHz 所以可取 ± 1500 G,即 $\Delta B=3000$ G;由于过大的电流密度会引起过大的铜耗和温升,通常 D_{ma} 取 500 圆密耳每有效值安培,即 $2.54 \times 10^{-3} cm^2/A$ 。

将数据代入式 (1),得 $A_c A_w = 64.2 cm^4$ 。经计算,磁心 EE100/60/28 能够满足要求,而且留有一定的裕量,因此可以使用该种磁心。

2.3 初级线圈和次级线圈的匝数计算

设每个 IGBT 的饱和导通压降为 1 V。根据法拉第定律^[10] $E = N_p A_c \frac{\Delta B}{\Delta t} \times 10^{-8}$,则初级线圈匝数 $N_p = \frac{E \Delta t}{A_c \Delta B} \times 10^8$,其中, $E = V_{DC(m in)} - 2$, $\Delta t = 0.4T$,所选磁心 $A_c = 7.6 cm^2$,故得

$$N_p = \frac{(V_{DC(m in)} - 2)}{A_c \Delta B f} \times 0.4 \times 10^8 \quad (2)$$

代入数据,得 $N_p = 19.6$;取整数: $N_p = 20$ 。

设每个高频整流二极管的导通压降为 1 V,次级线圈匝数 N_s 。则

$$V_0 = [(V_{DC(m in)} - 2) \frac{N_s}{N_p} - 2] \frac{2\Delta t}{T} \quad (3)$$

代入数据,得 $N_s = 3.5$;取整数: $N_s = 4$ 。

2.4 初级线圈和次级线圈的电感量计算

为计算方便假定变压器初级电流为锯齿波,即理想地认为在导通期间储存的能量在截止期间全部消耗完。由于每组 IGBT 在一个 PWM 周期内交互导通,因此计算初级电感量 L_p 可以只以半个 PWM 周期来分析。根据能量守恒定律,有

$$\frac{P_0}{\eta} \times 0.5T = \frac{1}{2} I_p^2 L_p \quad (4)$$

将 $I_p = D_{\max} T (V_{DC(m.in)} - 2) / L_p$ 代入上式, 有

$$L_p = \frac{D_{\max}^2 (V_{DC(m.in)} - 2)^2 \eta}{P_o f} \quad (5)$$

代入数据, 得 $L_p = 60.3 \mu\text{H}$ 。

同理, 次级电感量

$$L_s = \frac{D_{\max}^2 (V_{DC(m.in)} - 2)^2 N_s^2}{P_o N_p^2} \quad (6)$$

代入数据, 得 $L_s = 2.13 \mu\text{H}$ 。

2.5 初级线圈和次级线圈线径的选择

由于 $P_o = 0.9 P_{in}$, 且当母线电压为 $V_{DC(m.in)}$ 时, IGBT 的占空比达到最大值 0.4, 此时初级线圈的占空比为 0.8, 令 I_f 为初级等效平顶脉冲电流。因此有

$$P_{in} = 0.8 (V_{DC(m.in)} - 2) I_f \quad \text{即} \quad I_f = \frac{P_o}{0.72 (V_{DC(m.in)} - 2)}$$

令 I_f 为初级线圈有效值, 根据有效值的定义, 易得 $I_f = I_r \sqrt{0.8}$ 。又 $D_{c.m.a} = 500$, 令 S_p 为初级线径所需的最小截面积, 代入数据并进行量纲转换, 可得 $S_p = 8.43 \text{ mm}^2$ 。令 S_s 为次级线径所需的最小截面积。同理, 代入数据并进行量纲转换, 可得 $S_s = 45.32 \text{ mm}^2$ 。

留有一定的余量, 初级线径可选择直径为 3.6 mm

的漆包线, 次级线径可选择直径为 8.2 mm 漆包线。

3 高频功率变压器的 SABER 仿真

SABER 是美国 Synopsys 公司推出的一款 EDA 软件, 具有大量的电源专用器件和功率电子器件, 提供高精度的电路仿真模型单元库, 同时具有高效的仿真速度和精确的仿真结果, 是电源领域应用最为广泛的一款仿真软件。

3.1 仿真电路

根据所选的线径大小、线圈匝数、磁心面积等参数, 可计算初级绕组的电阻约为 0.98Ω , 次级约为 $17.6 \text{ m}\Omega$ 。将所有参数在仿真模型中对应设置, 仿真电路如图 2 所示。

3.2 仿真结果分析

要使系统具有 12 kW 的额定输出功率, 必须在母线电压最低, 即占空比最大时, 也能输出 12 kW。因此, 仿真时母线电压应该设置为 450 V, 占空比设置为 0.4。调整输出滤波参数, 使输出纹波尽可能的小。截取仿真图形的前 500 μs 系统的联合仿真波形

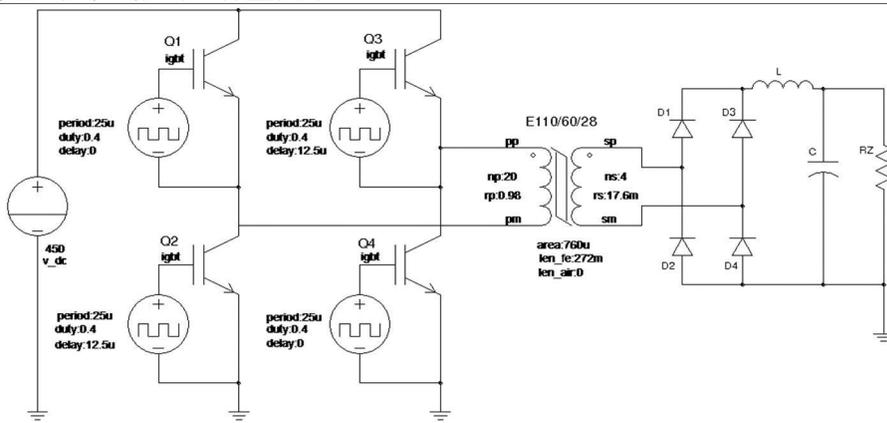


图 2 12 kW 充电系统 SABER 仿真电路图

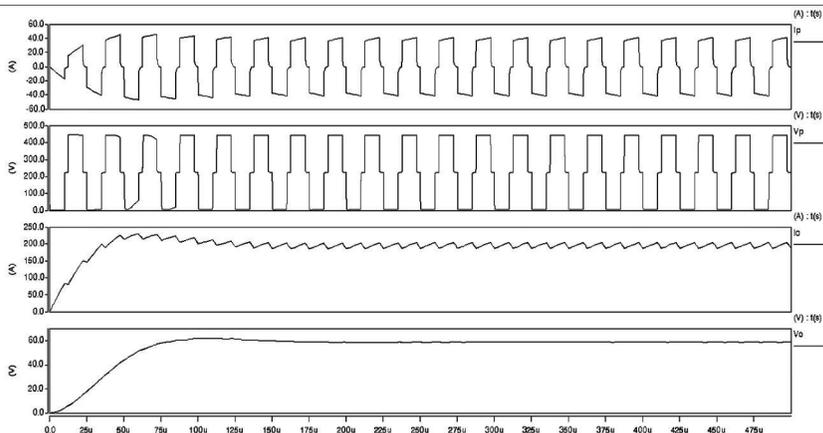


图 3 初级电流、电压, 输出电流、电压仿真波形

如图 3 所示。

由图 3 可知,系统能在 $160 \mu\text{s}$ 左右,即 4 个周期内达到稳定状态,且输出电流和电压的超调较小,稳定后的输出电流和电压均在期望值附近。变压器初级电流连续,初级电压稳定,且两者的波动均较小。输出电流的纹波小于 10%,最大值为 203.97 A,最小值为 187.61 A,平均值约为 195.79 A;输出电压的纹波小于 5%,最大值为 58.898 V,最小值为 58.598 V,平均值约为 58.748 V。输出功率约为 11.5 kW,效率大于 95%,满足设计要求。因此,该系统在所设计参数下的响应具有良好的稳定性、快速性和准确性。

4 结 语

充电系统接入电网对电力系统的正常运行是有影响的,可利用其正面影响平衡日夜间的用电量,对其负面影响可采用所提到的方法加以抑制。而高频功率变压器的设计在电动汽车充电系统中是重点,更是难点,其设计是否合理,直接影响着整个系统的优劣。以 12 kW 的充电系统为例,对高频功率变压器的基本参数进行了理论上的计算,并将计算所得的参数进行 SABER 仿真。仿真结果表明,所设计变压器的各项指标均能够很好地满足充电系统的设计要求。

参考文献

- [1] 牛利勇. 纯电动公交充电系统关键技术研究 [D]. 北京交通大学博士论文, 2008.
- [2] 王勇. 电动汽车充电系统及其控制器的研究 [D]. 华北电力大学硕士论文, 2009.
- [3] 许陵. 开关电源变压器的设计与制作 [J]. 赣州师范学院学报 (自然科学版), 2009(3): 53-58.
- [4] 唐海燕, 李建泉. DC-DC 变换器中 25 kW 高频功率变压器的设计 [J]. 大功率变流技术, 2010(2): 26-30.
- [5] 藤乐天. 电动汽车充电机 (站) 设计 [M]. 北京: 中国电力出版社, 2009.
- [6] 陈新琪, 李鹏, 胡文堂, 等. 电动汽车充电站对电网谐波的影响分析 [J]. 中国电力, 2008(9): 31-36.
- [7] 周志敏, 周纪海, 纪爱华. 开关电源实用技术——设计与应用 (第二版) [M]. 北京: 人民邮电出版社, 2007.
- [8] Abraham I Pressman, Keith Billings, Taylor Morey. Switching Power Supply Design (Third Edition) [M]. McGraw-Hill, 2009.
- [9] 赵修科. 实用电源技术手册——磁性元器件分册 [M]. 辽宁: 辽宁科学技术出版社, 2002.
- [10] Colonel Wm. T. McLyman. Transformer and Inductor Design Handbook [M]. CRC Press, 2004.

(收稿日期: 2011-04-18)

(上接第 52 页)

- [2] 张夏平, 宋依群. 基于电力不足概率的互联系统备用需求研究 [J]. 广东电力, 2010, 23(3): 18-21.
- [3] 黄振伟, 杜松怀, 苏娟. 计及可中断负荷的旋转备用容量机会约束规划模型 [J]. 电力需求侧管理, 2009, 11(1), 24-27.
- [4] 陈杨, 刘俊勇. 单一时段和多时段下区域旋转备用的获取 [J]. 电力系统及其自动化学报, 2008, 20(1): 38-45.
- [5] 谭伦农, 张保会. 市场环境下的事故备用容量 [J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(11): 54-58.
- [6] 吴集光, 刘俊勇, 牛怀平, 等. 电力市场环境最优备用容量的确定 [J]. 电力系统自动化, 2005, 29(15): 10-13.
- [7] 王建学, 王锡凡, 张显, 等. 电力备用市场的竞价模型. 电力系统自动化, 2003, 27(2): 7-11.

- [8] 孟仲伟, 鲁宗相, 宋靖雁. 中美电网的小世界拓扑模型比较分析 [J]. 电力系统自动化, 2004, 28(15): 21-24.
- [9] 龚演平, 彭建春. 支路复功率损耗和潮流分量的归属分析 [J]. 电网技术, 2010, 34(5): 93-98.
- [10] 荆朝霞, 段献忠, 文福拴, 等. 在多种交易模式共存的电力市场中确定输电系统使用费的一种实用方法 [J]. 电网技术, 2004, 28(1): 42-47.
- [11] 彭建春, 江辉. 基于两步联盟博弈的输电网损耗分配方法 [J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(4): 57-63.

作者简介:

张国芳 (1985), 女, 硕士研究生, 研究方向: 电力市场与电力系统、电力负荷特性分析。

刘俊勇 (1963), 男, 教授, 博士生导师, 主要从事电力市场、电力系统稳定与控制、电力系统可视化系统等方面的研究。

(收稿日期: 2011-02-11)