

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2017.12.019

基于 SiC MOSFET 车载充电机用高频 全桥 LLC 变换器研究

蓝桂星

(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要: 为了在满足较高的功率密度要求下,设计适应电动汽车用的锂离子电池充电机,提出了一种基于碳化硅 MOSFET 的高频全桥 LLC 变换器。针对电动汽车动力电池的充放电特性,对锂离子电池在恒电流充电模式通过基于基波等效法进行建模,并在此基础上研究设计了变换器在高频工作状态变电压谐振参数。设计搭建了一台最大输出功率 6 600 W,输出电压为 300 V 到 450 V 的全碳化硅 LLC 变换器。实验结果表明:在减小了无源器件体积的前提下,该变换器达到了较高的效率(峰值效率达到了 98.4%),总体上较大地提高了变换器的功率密度。

关键词: SiC MOSFET; 车载充电机; LLC 变换器

中图分类号: TM910.6

文献标志码: A

文章编号: 1001-4551(2017)12-1461-04

High frequency full-bridge LLC converter with SiC MOSFET used in on-board EV charger

LAN Gui-xing

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: In order to achieve higher efficiency and higher power density for an onboard lithium-ion battery charger of electric vehicle, an inductor-inductor-capacitor (LLC) resonant dc-dc converter design procedure with SiC MOSFET was presented. According to the characteristic of Charging profile of lithium-ion battery pack, a design methodology based on fundamental harmonic approximation was proposed and validated through experiments on a prototype converting 800 V from the input to an output voltage range of 300 V – 450 V at 6.6 kW. The results indicate that under the premise of lowering the volume of passive components, the peak efficiency can reach 98.4% and the design procedure can improve the power density.

Key words: SiC MOSFET; EV Charger; LLC converter

0 引言

采用新技术以降低汽车能耗与排放已经成为汽车技术发展的重要方向,而纯电动汽车实现了路面零排放和低能耗,成为节能减排最佳方案之一。锂离子动力电池技术的快速发展,让电动汽车在价格上的竞争力越来越强。

针对传统车载充电机,本研究主要是对其后级 DC/DC 电路进行相关研究。

1 拓扑结构的选择

目前,大部分的车载充电机都是采用两级结构,输入为单相或三相工频交流电,前级是用于功率因数校正(PFC)的 Boost 型 AC/DC 变换器,后级是用于隔离与调压 DC/DC 变换器,最后输出与电池相连^[1-4]。

车载充电机结构如图 1 所示。

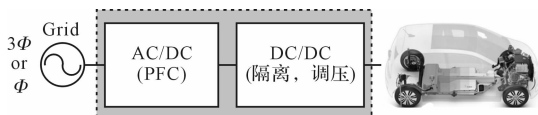
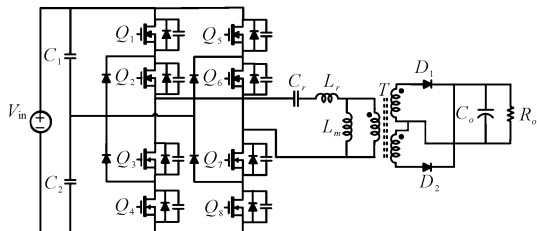


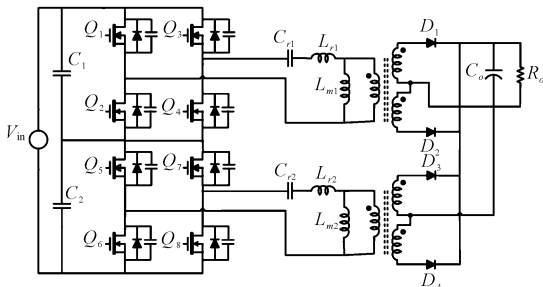
图 1 车载充电机结构图

对于大功率充电机,通常通过三相电进行充电,而三相 PFC 的输出电压为 800 V。而对于 800 V 的母线电压,1 200 V IGBT 与 1 200 V Si MOSFET 不适合用于高频和大功率的场合。

低耐压器件拓扑结构如图 2 所示。



(a) 三电平全桥 LLC



(b) 原边串副边并全桥 LLC

图 2 低耐压器件拓扑结构

三电平全桥 LLC^[5] (图 2(a)) 与原边串副边并全桥 LLC^[6] (图 2(b)), 让每个开关管只承受一半的母线电压, 从而可以用商业上比较成熟的 600 V Si MOSFET, 但与此同时, 三电平结构多了 4 个箝位二极管且需要 8 个开关管也同时增加了电路的复杂度。而原边串副边结构虽然能够通过同一频率交错的驱动信号, 实现减小输出电流纹波的效果, 但两组全桥的谐振参数的不一致又会造成电流不平衡的问题。

而 SiC MOSFET 具有宽禁带、高饱和漂移速度、高热导率、高临界击穿电场等突出优点。基于 SiC MOSFET 的全桥 LLC 如图 3 所示。

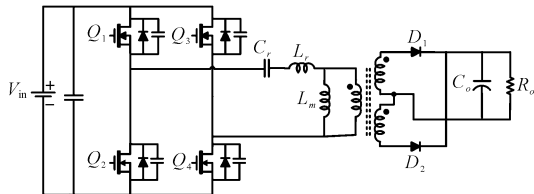


图 3 基于 SiC MOSFET 的全桥 LLC

它有如下几个优点:

(1) 复杂度下降; (2) 效率进一步提高; (3) 二极管的开关损耗降低; (4) 关断损耗大大减小。

提高变换器工作频率, 能有效减小无源元件的体积, 从而有效提高变换器的功率密度。

2 基于基波等效法模型

LLC 开关频率在谐振频率附近时, L_r 和 C_r 串联谐振, 基波的阻抗很小, 高次谐波的阻抗很大, 加之方波电压的谐波分量很小, 近似只有基波传递功率, 可以将 LLC 进行交流等效, 等效电路如图 4 所示^[7,9]。

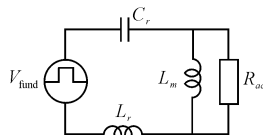


图 4 LLC 交流等效电路

V_{fund} —两桥臂中点间电压的基波分量; R_{ac} —交流等效电阻, $R_{ac} = 8 \cdot n_T^2 \cdot R_L / \pi^2$, $R_L = V_o / I_o$

由交流等效电路可得传递函数:

$$\frac{V_p}{V_{fund}} = \left| \frac{\frac{j\omega L_m \cdot R_{ac}}{R_{ac} + j\omega L_m}}{j\left(\omega L_r - \frac{1}{\omega C_r}\right) + \frac{j\omega L_m \cdot R_{ac}}{R_{ac} + j\omega L_m}} \right| \quad (1)$$

化简式(2 ~ 3), 并令 $V_p/V_{fund} = M(f_n, Q, \lambda)$, 其中, $Q = \sqrt{L_r/C_r/R_{ac}}$, $\lambda = L_r/L_m f_n = f_s/f_r$ 可得:

$$M(f_n, Q, \lambda) = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \lambda - \lambda \cdot \frac{1}{f_n^2}\right)^2 + Q^2\left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2}} \quad (2)$$

3 针对锂电池负载特性的参数设计

锂离子电池的充放电特征曲线如图 5 所示。

负载一开始从 300 V 开始是恒电流充电模式(CC 模式), 到了 450 V 之后变为恒电压模式(CV 模式), 这个过程中, 等效电阻是在一直变化的。其中有 80% 以上的充电过程都是处于 CC 模式, 因此 CC 模式是最为关键的设计部分。

式(2) 的直流增益方程是针对不同的 Q 得出的, 不同的 Q 值对应着不同的输出电流。对于恒流输出的 LLC, 其 Q 值也不是固定的, 它在输出电压变化时的工作情况并不能很好地从式(2) 中体现, 但可以将式(2,3) 联立, 消去 M 。这样的 V_o 可以表示为 f_n 的函数:

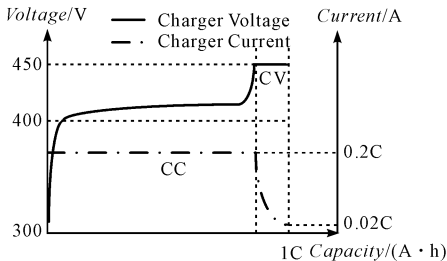


图5 负载充电电压电流图

$$Q = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_{ac}} = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{n^2 \cdot \frac{8}{\pi^2} \cdot R_L} = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{n^2 \cdot \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{V_o}{I_o}} = \frac{I_o \sqrt{L_r/C_r}}{n^2 \cdot \frac{8}{\pi^2} V_o} \quad (3)$$

$$V_o(f_n) = \sqrt{\frac{1 - \left(\frac{n}{V_{in}}\right)^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2 \frac{(I_o^2 L_r/C_r)}{\left(n^2 \cdot \frac{8}{\pi^2}\right)^2}}{\left(1 + \lambda - \lambda \cdot \frac{1}{f_n^2}\right)^2 \left(\frac{n}{V_{in}}\right)^2}} \quad (4)$$

400 V(CC 模式) 左右为负载工作时间最久的区间,所以希望其工作于最高效率点——谐振频率点。因此,确定变压器变比为: $N = V_{in}/V_o$ 。

全桥 LLC 的输入电压是 800 V,额定输出电压为 400 V。设计额定输入电压下,LLC 工作在谐振频率左右,最大输出电压为 450 V,最小输出电压为 300 V。解得增益范围:0.75 ~ 1.12。设计谐振参数时,除了需要满足增益要求,调频范围和原副边电流有效值要求尽量小。

结合磁元件的设计,设计谐振频率为 400 kHz。谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 可取多组不同的值获得所需的谐振频率。通常, L_r 越小,Cr/fha 越大,其电压峰值较小,电压应力也比较低;但是较大的 C_r 和较小的 L_r 会导致增益曲线的斜率减小,工作频率范围增大、效率降低,所以设计中应折中选择 L_r 与 C_r 。不同谐振腔参数下的恒流增益曲线如图 6 所示。

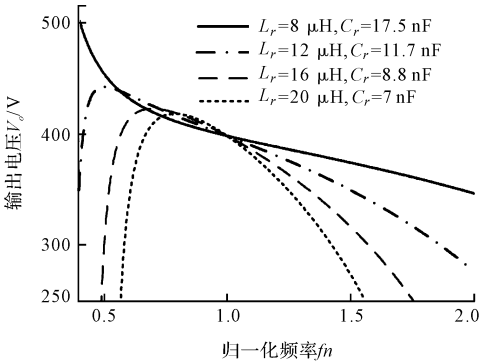


图6 不同谐振腔参数下的恒流增益曲线

最后,确定励磁电感 L_m 或谐振电感和励磁电感 L_m 的比值。从式(5 ~ 6)可以看出, L_m 越大,则原副边电

流的均方根值都越小。所以,为了减小导通损耗、提高效率, L_m 取越大越好:

$$I_{rms_p} = \frac{V_o \cdot \sqrt{8 \cdot \pi^2 \cdot L_m^2 \cdot f_r^2 + 2 \cdot n_T^4 \cdot R_L^2}}{8 \cdot n_T \cdot R_L \cdot L_m \cdot f_r} \quad (5)$$

$$I_{rms_s} = \frac{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot V_o}{4 \cdot R_L} \cdot \sqrt{\frac{(5 \cdot \pi^2 - 48) \cdot n_T^4 \cdot R_L^2}{12 \cdot \pi^4 \cdot L_m^2 \cdot f_r^2} + 1} \quad (6)$$

根据以上分析,确定谐振参数设计程序如图 7 所示。

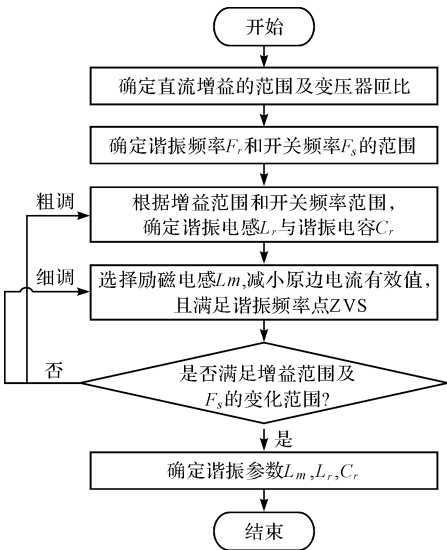


图7 谐振腔参数设计流程图

设计样机参数如表 1 所示。

表 1 样机参数

参数	数值
输入电压/V	800
输出电压/V	300 ~ 450
谐振频率/kHz	400
变压器变比	30:15:15
$L_r/\mu\text{H}$	20
$L_m/\mu\text{H}$	110
C_r/nF	7
频率范围/kHz	300 ~ 600

4 实验结果

变换器的谐振频率为 400 kHz,所选的变压器磁芯型号为 PQ4040,谐振电感为 PQ2625 的磁芯。在保证满载效率大于 98% 的前提下,提高了开关频率,进而提高了样机的功率密度。

实验波形图如图 8 所示。变换器效率曲线如图 9 所示。

由图可见:变换器在谐振点时达到最效率98.4%,在最大输出功率时,效率为 98%。

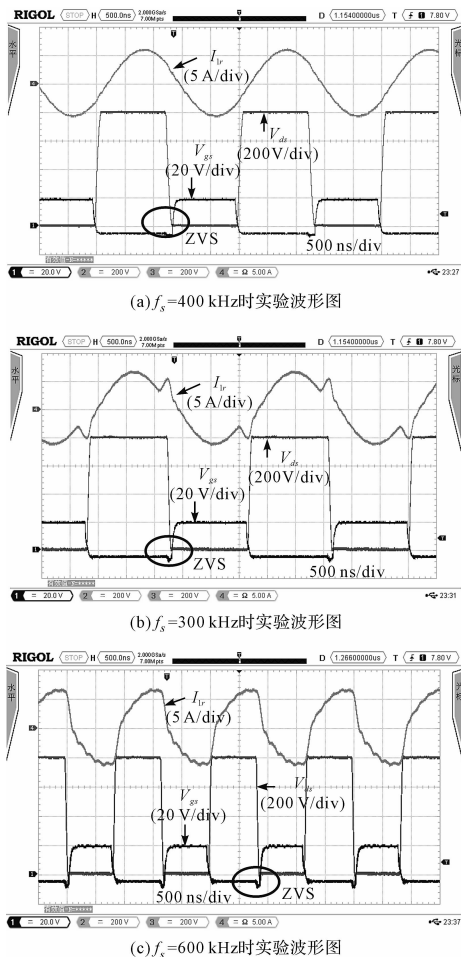


图 8 实验波形

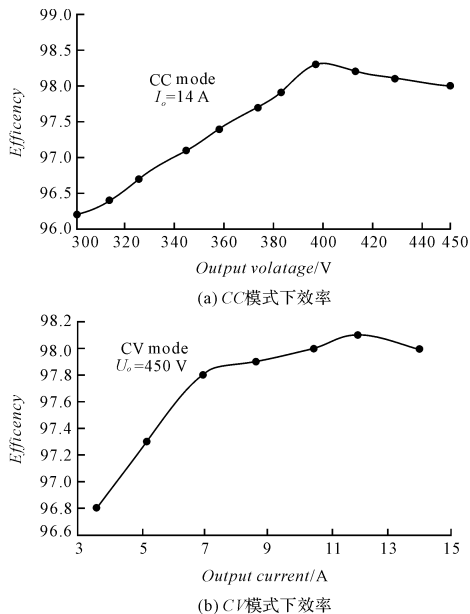


图 9 效率曲线

3 结束语

针对车载充电机上后级 DC/DC 的设计,本研究通过不同拓扑的比较,表明 SiC MOSFET 在高压输入场合有明显优势。

针对锂离子电池负载的特性,本研究对其恒电流模式进行了数学建模,在此基础上分析了 LLC 变换器的谐振参数,搭建了样机,实验测试得到变换器的峰值效率能达到 98.4%,也减小了无源元件的体积。

参考文献 (References):

- [1] MUSAVI F, CRACIUN M, EDINGTON M, et al. Practical design considerations for a LLC multi-resonant DC-DC converter in battery charging applications[C]. 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Expositions, Orlando: IEEE, 2012.
- [2] KOO K W, KIM D H, WOO D G. Topology comparison for 6.6 kW On board charger: performance, efficiency, and selection guideline[C]. 2012 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, Seoul: IEEE, 2012.
- [3] KHALIGH A, DUSMEZ S. Comprehensive topological analysis of conductive and inductive charging solutions for plug-in electric vehicles[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2012, 61(8): 3475-3489.
- [4] LEE J Y, CHAE H J. 6.6-kW onboard charger design using DCM PFC converter with harmonic modulation technique and two-stage DC/DC converter[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, 61(3): 1243-1252.
- [5] GU Yi-lei, LU ZHEN Lu-Yu, QIAN Zhao-ming. Three-level LLC series resonant DC/DC converter[J]. *IEEE Applied Power Electronics Conference & Exposition*, 2004, 3(4): 1641-1652.
- [6] KIM B C, PARK K B, KIM C E, et al. Load sharing characteristic of two-phase interleaved LLC resonant converter with parallel and series input structure[C]. 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, SanJose: IEEE, 2009.
- [7] YANG B, LEE F C, ZHANG A J, et al. LLC resonant converter for front end DC/DC conversion[J]. *IEEE Applied Power Electronics Conference & Exposition*, 2002(2): 1108-1112.
- [8] ERICKSON R W, MAKSIMOVIE D. Fundamentals of power electronics[C]. The Netherlands: Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [9] FU D, WANG S, KONG P, et al. Novel techniques to suppress the common-mode EMI noise caused by transformer parasitic capacitances in DC-DC converters[J]. *IEEE Energy Conversion Congress & Exposition*, 2013, 60(11): 1252-1259.

[编辑:张 豪]

本文引用格式:

蓝桂星. 基于 SiC MOSFET 车载充电机用高频全桥 LLC 变换器研究[J]. 机电工程, 2017, 34(12): 1461-1464.

LAN Gui-xing. High frequency full-bridge LLC converter with SiC MOSFET used in on-board EV charger[J]. *Journal of Mechanical & Electrical Engineering*, 2017, 34(12): 1461-1464.

《机电工程》杂志: <http://www.meem.com.cn>