

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2017.08.019

基于 LLC 拓扑的宽电压输出车载电源研究^{*}

马灵甫,王腾飞,戴凯奇,王正仕^{*}
(浙江大学 电气工程学院,浙江 杭州 310027)

摘要:针对电动汽车车载 DC-DC 变换器的设计问题,对车载 DC-DC 变换器的宽范围应用需求进行了分析,总结了使用 LLC 拓扑设计宽范围 DC-DC 变换器面临的问题,传统的基波分析法设计理论在宽范围 DC-DC 变换器中引起的误差很大,通过空载的 LLC 增益分析对其进行了验证。提出了一种结合基波分析法的限制条件与仿真的新设计方法,使得增益分析的误差大大减小,且对效率优化十分有效。最后搭建了一台 2 kW 的实验样机对理论分析进行了验证,并根据所提出的设计方法给出了电路关键参数的设计流程。研究表明:所设计的样机在 10% ~ 100% 负载下均能实现软开关,且最高效率达到 97.1%。

关键词:宽范围 LLC;DC-DC 变换器;车载电源;

中图分类号:TM919

文献标志码:A

文章编号:1001-4551(2017)08-0911-05

Wide output voltage range EV charger based on LLC resonant topology

MA Ling-fu, WANG Teng-fei, DAI Kai-qi, WANG Zheng-shi
(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Aiming at the design problem of DC-DC converter in electric vehicle, the wide range of application requirement of vehicle DC-DC converters was analyzed, and the problems of wide range DC-DC converter using LLC topology were summarized. The error caused by the traditional fundamental wave analysis method in a wide range of DC-DC converters was very large, it was verified by no-load LLC gain analysis. A new design method combined with the limitation of fundamental wave analysis and simulation was proposed, which greatly reduced the error of gain analysis and was very effective for efficiency optimization. Finally, a 2kW experimental prototype was built to validate the theoretical analysis. Based on the design method proposed in this paper, the design steps of the key parameters of the circuit were given. The results indicate that the prototype can achieve soft-switching under 10% - 100% load, and the maximum efficiency is 97.1%.

Key words: wide range LLC; DC-DC converter; vehicle power supply;

0 引言

随着人类发展和能源枯竭问题所产生的矛盾日益突出,传统燃油车作为一种不可再生能源的重要消耗途径,正在逐渐被电动汽车(EV)和混合动力汽车(HEV)所取代。这种趋势,对电力电子行业提出了新的挑战,车载 DC/DC 变换器以及充电桩,车载充电机等已得到了广泛地应用,汽车电源系统将成为电力电

子行业的重要发展方向^[1]。

车载 DC/DC 变换器是汽车动力电池与低压系统蓄电池的桥梁,为了提高新能源汽车行驶里程,变换器要具有高效率、高功率密度、高可靠性和较好的抗震性^[2]。因此各种软开关技术被应用于车载 DC/DC 变换器中,使得其效率提升到 90% 以上。对于低压系统蓄电池,传统的 12 V 铅酸蓄电池往往工作范围不宽,充电电压一般在 13.5 V ~ 14.5 V 之间^[3],而锂电池则工作范围较宽,如本研究设计的样机充电电压为 9 V

收稿日期:2016-12-15

基金项目:浙江省公益技术工业研究项目(2015C31121)

作者简介:马灵甫(1992-),男,陕西西安人,硕士研究生,主要从事车载 DC-DC 电源方面的研究。E-mail:3100104345@zju.edu.cn

通信联系人:王正仕,男,副教授,硕士生导师。E-mail:wzs@zju.edu.cn

~16 V。目前,汽车动力电池的输出电压通常为200 V~400 V,因此,车载 DC/DC 变换器不仅要适应宽范围的输入电压,还要适应宽范围输出电压,并提供低压大电流,这就给电力电子行业带来了新的挑战。为了适应宽范围输入宽范围输出的工作条件,可采用 Boost-LLC 两级拓扑,Boost 级将宽范围输入的 200 V~400 V 电压提升到母线电压 410 V,LLC 则负责宽范围输出和电压隔离的需求。其中前级采用交错并联 Boost,其具有功率密度高,纹波小的优势;后级采用全桥 LLC,其能在整个工作范围内实现零电压开通,且在欠谐振时,能实现副边整流管的零电流关断,易于满足高效率的要求。

目前,国内外学者对 LLC 拓扑如何进行恒定电压输出应用进行了许多分析和应用,但恒定电压输出和宽范围可变电电压输出的 LLC 设计方法是截然不同的。文献[4-5]中给出一些对于恒定电压输出的 LLC 电路参数的优化设计方法;文献[6]中给出了宽范围设计的一种设计步骤。这些方法都是基于基波分析法而设计的,由于基波分析法忽略了高次谐波分量,当开关频率远低于或远高于谐振频率时,会造成较大的偏差,对于恒定电压输出的 LLC 而言,一般设计在接近谐振的欠谐振状态,且工作范围小,适用于基波分析法设计,引起的误差可接受,但对于宽范围输出 LLC 而言,则造成的误差较大,虽然仍能得到满足输出的参数,但显然只是一组次优参数。

本研究将通过基波分析法和仿真相结合的思路,制作 2 kW 的实验样机,并进行实际验证。

1 基波分析法的限制条件

1.1 基于基波分析法下的 LLC 等效模型

关于 LLC 的工作原理,以及如何使用基波分析法设计 LLC,国内外已经有很多学者对其作了深入的研究[7]。

本研究原边全桥 LLC,副边全波同步整流结构的主电路结构图如图 1 所示。

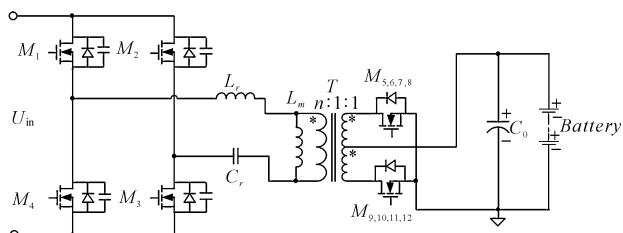


图 1 全桥 LLC 主电路结构图

功率 MOSFET 构成了输入全桥,谐振电感、谐振

电容、励磁电感构成了谐振腔,副边构成了输出全波整流,每半波使用 4 个低压 MOSFET 并联。

本研究根据基波分析理论,建立谐振腔的基波等效电路,如图 2 所示。

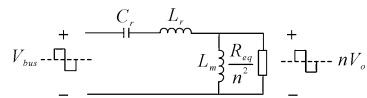


图 2 谐振腔基波等效电路

由基波等效电路可以得到其直流增益为:

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

式中: $\lambda = L_m/L_r$, $f_n = f_s/f_r$, $Q = \sqrt{L_r/C_r}/R_{eq}$, $R_{eq} = 8n^2 R_L/\pi^2$ 。

1.2 实现零电压开通的必要条件

为简化分析,本研究首先分析在谐振点时全桥 LLC 的 ZVS 实现机理,再分析针对宽范围 LLC 设计时软开关实现条件的变化。在死区时间里,励磁电流 I_m 在 $M_1 \sim M_4$ 的寄生电容 C_{ds} 中环流,实现了电容的能量交换,这其中有两个开关管的体电容被充电到 V_{bus} ,有两个开关管的体电容被放电至 0,考虑到谐振电容远大于体电容,因此忽略掉谐振电容的能量转换,可得到:

$$I_{m_peak} \cdot t_{dead} = \frac{nV_0}{L_m} \cdot \frac{T_r}{4} \cdot t_{dead} = 4C_{oss} \cdot V_{bus} \quad (2)$$

式中: I_{m_peak} —励磁电流的峰值,因工作在谐振点,忽略掉死区时间里励磁电流的变化; C_{oss} —开关管的输出电容; t_{dead} —死区时间。

再由 $V_{bus} = nV_0$,则有:

$$L_m = \frac{16C_{oss}}{T_r t_{dead}} \quad (3)$$

为了实现电路工作的全范围软开关特性,只研究在谐振点的软开关满足条件显然已经不够,电路最难满足软开关条件的是负载最轻,频率最高,谐振腔增益最小的时刻,此时的励磁电流钳位电压最低,以及励磁时间最短,因此在死区时间内达到整个工作范围内最小的情况,因此要满足软开关条件需要满足不等式:

$$\frac{nV_{omin}}{L_m} \cdot \frac{T_{smin}}{4} \cdot t_{dead} > 4C_{oss} \cdot V_{bus} \quad (4)$$

1.3 优化励磁电感

在满足谐振腔增益的同时,尽可能地增大励磁电感,则可使得 LLC 的效率达到最优,针对恒压输出的

LLC 如此,而针对宽范围输出的 LLC 也同样如此,增大励磁电感无疑整体减小了电路中的电流,原边副边电流的有效值,以及开关管的关断电流等都会随之减小,然而,励磁电感存在有如下分析所提到的临界值,达到最优励磁电感之后,再增大励磁电感则对效率优化效果不显著。

根据文献[8]中给出的原副边电流有效值,将 $T_s = T_r + 2t_{\text{dead}}$, 得到:

$$I_{p_rms} = \sqrt{\frac{n^2 V_0^2 T_r^2 (T_r + 4t_{\text{dead}})}{32L_m^2 (T_r + 2t_{\text{dead}})} + \frac{\pi^2 I_0^2 (T_r + 2t_{\text{dead}})}{8n^2 T_r}} \quad (5)$$

$$I_{s_rms} = \sqrt{\frac{(5\pi^2 - 48)n^4 V_0^2 T_r^3}{96\pi^2 L_m^2 (T_r + 2t_{\text{dead}})} + \frac{\pi^2 I_0^2 (T_r + 2t_{\text{dead}})}{8T_r}} \quad (6)$$

LLC 通态损耗为:

$$P_{con} = I_{p_rms}^2 R_p + I_{s_rms}^2 R_s \quad (7)$$

本研究在谐振点实现了原边开关管的 ZVS 和副边整流管的 ZCS,所以认为副边整流管只有通态损耗,而原边开关管只有关断损耗,所以 LLC 的开关损耗为^[9]:

$$P_{sw} = \frac{n^2 V_0^2 T_r^2 T_f^2}{192C_{oss} L_m^2 (T_r + 2t_{\text{dead}})} \quad (8)$$

根据该样机的样机参数,笔者绘制出励磁电感与损耗(其中磁性元件不包含磁损只计算了铜损)的关系图如图3所示。

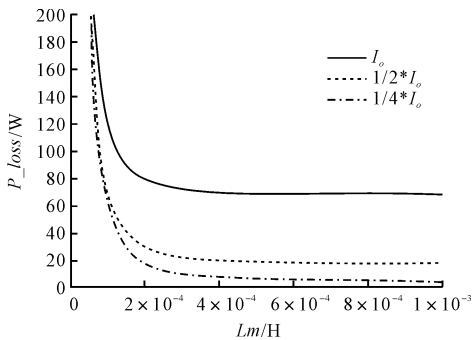


图3 损耗与励磁电感之间的关系

由图中可以看出,LLC 的优化目标存在“最优励磁电感”,在满载时,大于 200 μH 以后损耗随励磁电感的增加变得不难么显著,因此在选择励磁电感的大小时,应至少大于最优励磁电感值。

2 基波分析法的局限性

对于恒压输出的 LLC 应用来说,其工作范围大多靠近谐振点,使用基波分析法,并不会带来显著误

差。而对于宽范围设计来说,基波分析法能够达到的参数也能够满足增益的需求,但通过基波分析法得到的参数并非较优解。因通过基波分析法所能得到的励磁电感量较小,为了满足更高的增益,使得 λ 较小;而在仿真以及实际中,因谐波部分也能够传递能量,因此较大的也能实现需要的增益,因此,通过纯粹的基波分析法得出的硬件参数并不适用于宽范围 LLC 的设计。

为了方便说明基波分析法增益分析的不合理性,考虑极端情况,即最大频率对应的空载情况,也即 LLC 输出电压最低时的情况。以本实验样机的数据为例。

LLC 空载等效电路如图4所示。

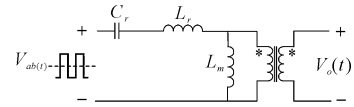


图4 LLC 空载等效电路

对桥臂的输出电压 $V_{ab}(t)$ 进行傅里叶展开,得到:

$$V_{ab}(f_s, t) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{4V_{in_nom} \cdot \sin[(2k-1) \cdot 2\pi f_s \cdot t]}{(2k-1) \cdot \pi} \quad (9)$$

$$G'_{dc}(f_s) = \frac{V_0}{V_{ab}} = \frac{1}{n \cdot \left(1 + \frac{1}{\lambda}\right) \cdot \left(1 - \frac{1}{1 + \lambda} \cdot \frac{f_r^2}{f_s^2}\right)} \quad (10)$$

开关次的谐波与不同频率下的增益分别相乘,从而得到输出电压的傅里叶分解式:

$$V_{ab}(f_s, t) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{4V_{in_nom} \cdot \sin[(2k-1) \cdot 2\pi f_s \cdot t]}{(2k-1) \cdot \pi \cdot \pi} \cdot |h[(2k-1) \cdot f_s]| \quad (11)$$

根据该样机的样机参数,绘制出含谐波和纯基波情形下的空载输出电压波形如图5所示。

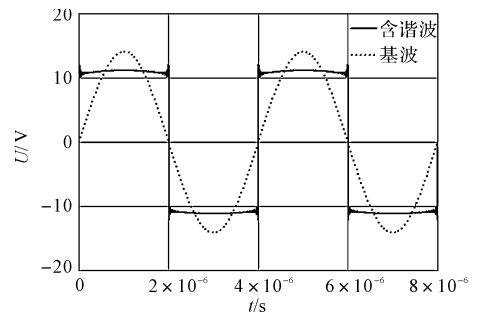
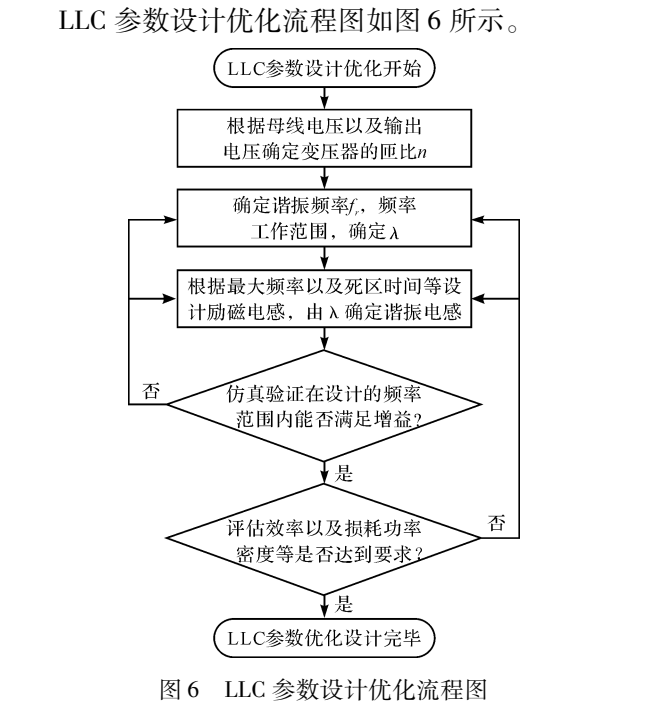


图5 空载输出电压波形

从图中可以显著地看出,空载输出电压在含有谐波时输出和基波时差异显著,增益上有 3 V 的差距,该误差已不可忽略,严重地影响到了效率评估。

3 宽范围 LLC 参数设计方法

基于以上的讨论,本研究提出一种借助于基波分析法的限制条件,再借助于仿真的宽范围 LLC 的参数设计方法,并提出一种宽范围 LLC 参数的设计理论,制作了一台 2 kW 的实验样机以验证该理论。



(1) 选择变压器的变比。为获得低压蓄电池在电池标准电压附近的高效率,选择母线电压以及输出电压的额定点来决定变压器的变比:

$$n = \frac{V_{dc}}{V_{nom} + V_m} = \frac{400}{13.8 + 0.1} \approx 29。$$

因两侧为大电流输出,因此使用 1 匝铜排,原边必须为整数匝数,因此取 29;

(2) 决定谐振频率以及励磁电感和谐振电感的比值。较高的谐振频率能够提高功率密度,大大减小体积,但会显著增加宽范围 LLC 的工作频率范围,从而大大降低效率。通常,谐振频率取为 100 kHz 较为理想,而工作范围则为 70 kHz ~ 250 kHz,谐振电感的比值则通常取 3 ~ 6 为宜,此处可先取定一个值再进行调整;

(3) 选择 L_m 和 L_r ,以式(3)得到的励磁电感软开关工作条件和式(8)中给出的最优励磁电感下限为限定条件,结合步骤(2)中选择的励磁电感和谐振电感的比值,可以确定谐振电感值,本研究选择谐振电感为 75 μH ,谐振电感为 225 μH ;

(4) 通过仿真验证以上设计的参数是否满足工作

点需要,通过以上分析可知 LLC 最难满足的两个增益点分别为负载最重输出电压最高时和负载最轻输出电压最低时,因此仿真时着重注意这两点即可,以及在负载最轻时,原边开关管的关断电流是否可以满足 C_{oss} 的充放电从而满足软开关;

(5)经过步骤(2~4)的不断调节,可以得到能够满足宽范围 LLC 输出增益的一组参数,但仍需经过损耗分析,考察这样的参数是否满足效率要求,损耗分析的方法参见文献[10],若仍无法满足效率可以适当的减小功率密度,即重复步骤(2),降低谐振频率以获得期望的效率。

4 实验结果

根据以上的分析,本研究设计制作了一台实验样机,样机的关键电路参数如表 1 所示。

表 1 样机参数

样机参数	符号
控制芯片	XMC4200F64K256AB
功率 MOSFET	IPW65R080CFDA × 4
同步整流 MOSFET	IPB180N08S4 × 8
变压器匝比	29:1
谐振电感/ μH	75
励磁电感/ μH	225
谐振电容/nF	6.8×5
输出电容/ μF	47×40

电路工作于额定情况时的关键波形如图 7 所示。

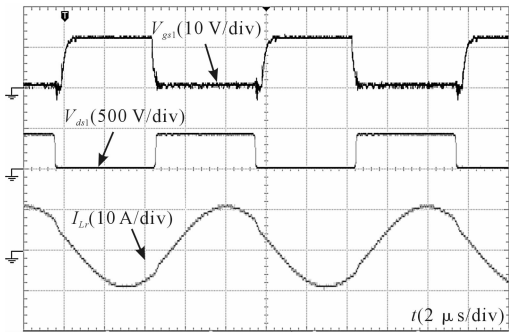


图 7 额定输出电压 $V_o = 13.8\text{ V}$ 满载波形

i_r —谐振电流; V_{ds} —开关管 ds 两端电压;
 V_{gs} —开关管门极电压

额定输入电压 400 V,额定输出电压 13.8 V,额定输出功率 2 kW,工作频率为 102 kHz。谐振电流接近正弦,工作波形与理论分析一致,开关管的 ZVS 波形如图 8 所示。

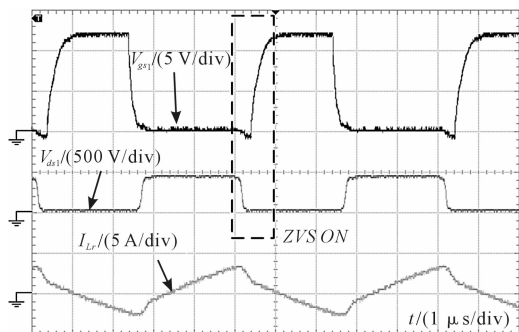


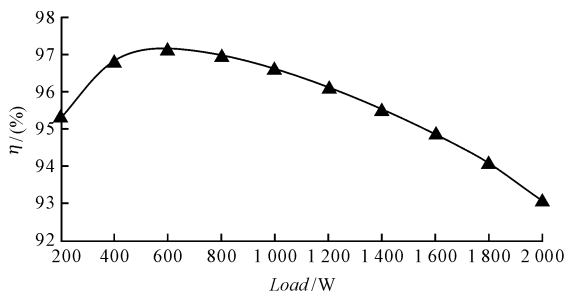
图8 开关管 ZVS 波形

i_r —谐振电流; V_{ds} —开关管 ds 两端电压;

V_{gs} —开关管门极电压

最低输出电压最轻负载 10% 的条件下,从图中可以看出,在驱动电压还是低电平时,即开关管还未开通时,开关管两端的就已经下降为 0,并且可以看到的 V_{gs} 米勒平台消失,通过分析可知,开关管在全范围开通时实现了零电压开通,降低了开关管的开通损耗。

电路工作于额定电压时的效率曲线如图 9 所示。

图9 额定输出 $V_o = 13.8\text{ V}$ 下的实验样机效率测试结果

根据车载电源的实际使用需求,将最高效率点设计在 30% ~ 40% 之间,从效率曲线中看到,变换器的峰值效率达到了 97.1%,在最高电流 160 A 大电流的情况下,达到了 93% 的较高效率,而在半载左右,达到了 96% 以上。

5 结束语

本研究针对电动汽车的应用领域,通过分析车载 DC-DC 变换器的宽范围输出需求,采用了 LLC 谐振变

换拓扑,在 LLC 的传统设计理论基波分析法的基础上提出了一种结合仿真的新型优化设计方法,并搭建了样机进行测试。

样机的测试结果显示,其能在 10% ~ 100% 负载情况下实现原边 MOSFET 的零电压开通,减小了开关损耗,提高了变换器的效率,特别是在半载情况下,能保持 96% 的高效率,验证了 LLC 能够较好地应用于宽范围输出的车载 DC-DC 应用当中。

参考文献 (References):

- [1] 李亚顺,杨海涛,徐德鸿,等. 车载辅助 DC/DC 变换器设计[J]. 电源学报,2013(4):37-42.
- [2] 杨海涛. 车载辅助电源 DC/DC 变换器的研制[D]. 杭州:浙江大学电气工程学院,2014.
- [3] 文 鹏. 电动汽车辅助 DC/DC 变换器的设计[D]. 杭州:浙江大学电气工程学院,2015.
- [4] 周 贺,马灵甫,王腾飞,等. 变压器并串联结构全桥 LLC 谐振变换器研究[J]. 电力电子技术,2016,50(4):54-56.
- [5] BEIRANVAND R, RASHIDIAN B, ZOLGHADRI M R, et al. A design procedure for optimizing the LLC resonant converter as a wide output range voltage source[J]. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2012, 27(8):3749-3763.
- [6] LU B, LIU W, LIANG Y, et al. Optimal design methodology for LLC resonant converter[C]. Applied Power Electronics Conference and Exposition, Dallas: IEEE, 2006.
- [7] DUERBAUM T. First harmonic approximation including design constraints[C]. International Telecommunications Energy Conference, San Francisco: IEEE, 1998.
- [8] 施玉祥. 高效率 DC/DC 变换器的研究[D]. 杭州:浙江大学电气工程学院,2010.
- [9] 张艳军. 高功率密度直流变流器及其无源元件集成研究[D]. 杭州:浙江大学电气工程学院,2008.
- [10] WANG H, DUSMEZ S, KHALIGH A. Design and analysis of a full-bridge LLC-based PEV charger optimized for wide battery voltage range[J]. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, 2014, 63(4):1603-1613.

[编辑:周昱晨]

本文引用格式:

马灵甫,王腾飞,戴凯奇,等. 基于 LLC 拓扑的宽电压输出车载电源研究[J]. 机电工程,2017,34(8):911-915.

MA Ling-fu, WANG Teng-fei, DAI Kai-qi, et al. Wide output voltage range EV charger based on LLC resonant topology[J]. *Journal of Mechanical & Electrical Engineering*, 2017, 34(8):911-915.

《机电工程》杂志: <http://www.meem.com.cn>