

LLC 谐振技术在动车组单相逆变器中的应用研究

袁路涛, 王硕禾, 张冰华

(石家庄铁道大学 电气与工程学院, 河北 石家庄 050043)

摘要:在传统的电力动车组车载隔离型单相逆变器中,为逆变电路提供直流输入的隔离型升压 DC/DC 变换器采用的是脉冲宽度调制(PWM)的移相全桥变换器,存在开关损耗大、转换效率低的缺点。针对上述问题,提出了在车载单相逆变器 DC/DC 升压电源中采用全桥 LLC 谐振软开关技术的方法。首先,对全桥 LLC 变换器进行建模,分析其工作原理和参数设计方法;其次,通过 Matlab/Simulink 仿真验证了理论参数的可行性;最后,按照设计参数制作了 1 台 2.5 kW 的采用脉冲频率调制(PFM)的全桥 LLC 谐振变换器的实验样机。实验结果表明,样机额定输入电压为 DC110 V, LLC 谐振变换器的输出电压可恒定保持在 DC400 V,可以为后级的逆变电路提供稳定的直流输入,开关管在全负载范围内实现了零电压导通(ZVS),有效提高了隔离型升压电源的效率。

关键词: LLC 谐振变换器; 零电压开关; 隔离型单相逆变器

中图分类号: TM46 **文献标志码:** A **文章编号:** 2095-0373(2021)02-0093-07

近年来,中国铁路总公司着力打造新一代高速动车组平台,研发更安全、更环保、更节能的新一代复兴号动车组。车载单相逆变器作为列车辅助供电系统的重要组成部分,为列车旅客日常用电需求提供了保障。在车载单相逆变器中,首先通过隔离型 DC/DC 变换器将来自于列车上 110 V 母线(应急备用电源来自 110 V 蓄电池)的直流电升至 DC400 V,为后级的单相全桥逆变电路提供必要的电压条件。

LLC 型的隔离型 DC/DC 变换器一般采用脉冲频率调制(PFM),由于其可以实现逆变网络开关管的软开关从而提高变换器转换效率得到了广泛应用。目前研究热点集中在 LLC 谐振变换器在宽直流电压范围输入时的应用,对此问题解决方案的研究主要集中在 3 个方面:一是在 LLC 谐振变换器的前级加入 boost 电路进行稳压^[1],此种方案较为简单但增加了设计成本;二是改变控制策略,如采用变频控制与移相控制的组合式控制策略^[2],增加了控制的复杂性;三是对其拓扑进行调整,如采用双谐振腔结合逆变单元全桥半桥切换的方案^[3],设计更为复杂。

传统的动车组隔离型 DC/DC 变换器的设计由于要考虑到使用 110 V 镍镉蓄电池组作为备用电源时 77~137 V 宽电压放电范围,采用 LLC 结构时过宽的调频工作范围使得其磁性元件难以设计,因此过去动车组单相逆变器中的隔离型 DC/DC 升压电源一般选用较为简单的采用脉宽调制(PWM)的移相全桥硬开关拓扑^[4],存在开关损耗大、转换效率低的缺点。近年来,为了实现动车组蓄电池组的轻量化、无污染和长寿命,锂电池开始作为动车组辅助备用蓄电池投入使用,110 V 锂电池的放电电压范围为 100~120 V,其较窄的电压输入范围使得 LLC 谐振技术能够在隔离型 DC/DC 升压变换器通过优化设计得以应用。综上,本文提出了将车载单相逆变器中隔离型 DC/DC 升压拓扑采用脉冲频率调制(PFM)的 LLC 谐振变换器的改进策略,通过实现开关管的软开关从而提升隔离型 DC/DC 变换器的转换效率。

1 LLC 谐振变换器的建模与工作模态分析

1.1 LLC 谐振变换器电路结构

图 1 为全桥 LLC 谐振变换器主电路拓扑结构, LLC 谐振变换器由全桥逆变电路、谐振腔、高频变压

收稿日期:2020-05-27 责任编辑:车轩玉 DOI:10.13319/j.cnki.sjztdxxbzb.20200066

基金项目:天津市科技计划项目(19YFZGQY00040);石家庄市科技服务能力提升计划项目(209060561A)

作者简介:袁路涛(1995—),男,硕士研究生,研究方向为电力电子与电力传动。E-mail:95102612@qq.com

袁路涛,王硕禾,张冰华.LLC 谐振技术在动车组单相逆变器中的应用研究[J].石家庄铁道大学学报(自然科学版),2021,34(2):93-98,126.

器、全桥整流电路、低通滤波器和负载组成,4 个功率开关管 $S_1 \sim S_4$ 构成开关网络,开关管驱动占空比固定为 50%,互补导通产生高频方波电压,谐振腔由谐振电容 C_r 、谐振电感 L_r 和励磁电感 L_m 组成,其中谐振电容也起到隔直的作用,4 个整流二极管 $D_1 \sim D_4$ 构成全桥整流电路,电容 C_0 为低通滤波器, R_0 为阻性负载。变换器通过改变开关管的开关频率,调整输出电压的大小^[5]。

1.2 LLC 谐振变换器直流电压增益分析

基波分析法(FHA)计算简单且能较为清晰地表达谐振变换器的稳态特性^[6],在工程设计中得到广泛应用,采用基波分析法对全桥 LLC 谐振变换器进行稳态分析,得到变换器的交流等效模型如图 2 所示。

其中, $R_{eq} = 8n^2 R_0 / \pi^2$, n 为变压器变比。为了便于分析,在这里对变换器中的参数作如下定义^[7]:特征阻抗 $Z_r = \sqrt{L_r / C_r}$;电感比 $K = L_m / L_r$;品质因数 $Q = Z_r / R_{eq}$;归一化频率 $h = f_s / f_r$ 。得出 LLC 谐振变换器的等效电路直流增益 M 为

$$M(K, Q, h) = \frac{1}{\left[1 + \frac{1}{K} \left(1 - \frac{1}{h^2}\right)\right]^2 + Q^2 \left(h - \frac{1}{h}\right)^2} \tag{1}$$

由于 LLC 谐振变换器的工作状态与谐振网络输入阻抗特性有关,根据图 2 的变换器等效模型,可以得到谐振网络的输入阻抗

$$Z_{in} = j\omega_s L_r + \frac{1}{j\omega_s C_r} + R_{eq} // j\omega_s L_m \tag{2}$$

对公式谐振网络的输入阻抗进行归一化处理,得出

$$Z(K, Q, h) = \frac{Z_{in}}{Z_r} = \frac{K^2 Q h^2}{1 + K^2 Q^2 h^2} + j \left(\frac{hK}{1 + K^2 Q^2 h^2} - \frac{1-h^2}{h} \right) \tag{3}$$

令 $Z(K, Q, h)$ 虚部为零,即 Z 为纯阻性时,可以解出变换器工作于感性区的最大品质因数

$$Q(K, h) = \sqrt{\frac{1}{K(1-h^2)} - \frac{1}{K^2 h^2}} \tag{4}$$

再将 $Q(K, h)$ 带入式(1),得到感性区与容性区分界线

$$M(K, h) = \sqrt{1 + \frac{1}{K} - \frac{1}{K h^2}} \tag{5}$$

取 $K=3$ 时,绘制直流增益曲线,其绘制感性区与容性区分界线如图 3 中实线所示。它把增益曲线分为了 2 个区域。

工作区域 1,谐振腔呈容性状态,谐振腔输入电压滞后于谐振电流,此时变换器无法实现开关管的 ZVS,电路损耗较大,在设计中应禁止让变换器工作在此区域。工作区域 2,电谐振腔呈感性状态,谐振腔输入电压超前于谐振电流,开关管可以实现 ZVS,设计中应让变换器工作在此区域内^[8]。

1.3 LLC 谐振变换器工作模式分析

谐振腔内有 2 个谐振频率,当变压器向副边传递能量时,只有谐振电感和谐振电容作用,此时谐振频率为 f_r ;变压器不向副边传递能量时,谐振电感、励磁电感和谐振电容共同作用,谐振频率为 f_m ,2 个谐振频率的表达式为^[9]

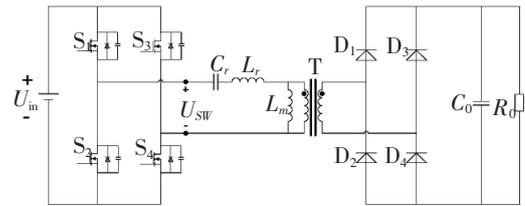


图 1 全桥 LLC 谐振变换器电路拓扑结构图

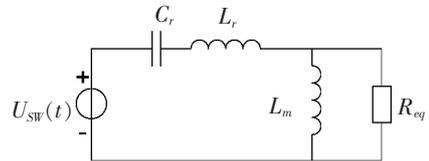


图 2 全桥 LLC 谐振变换器交流等效模型

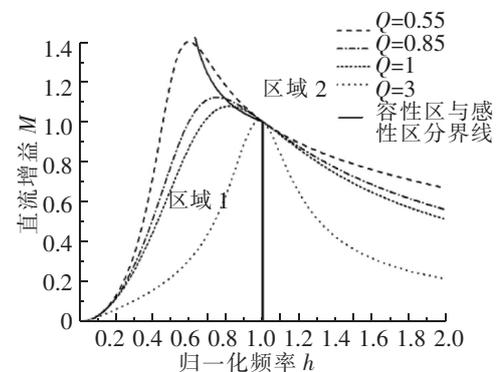


图 3 LLC 谐振变换器工作区域划分(K=3)

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} \quad (6)$$

$$f_m = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_r + L_m) C_r}} \quad (7)$$

在上一节已经分析了要实现开关管的软开关, LLC 谐振变换器必须工作在感性状态。在感性状态下变换器可以按照开关管的开关频率 f_s 分为 3 个工作模式, 分别为 $f_m < f_s \leq f_r$ 、 $f_s = f_r$ 和 $f_s > f_r$ 。LLC 谐振变换器不同工作模式下工作波形如图 4 所示。

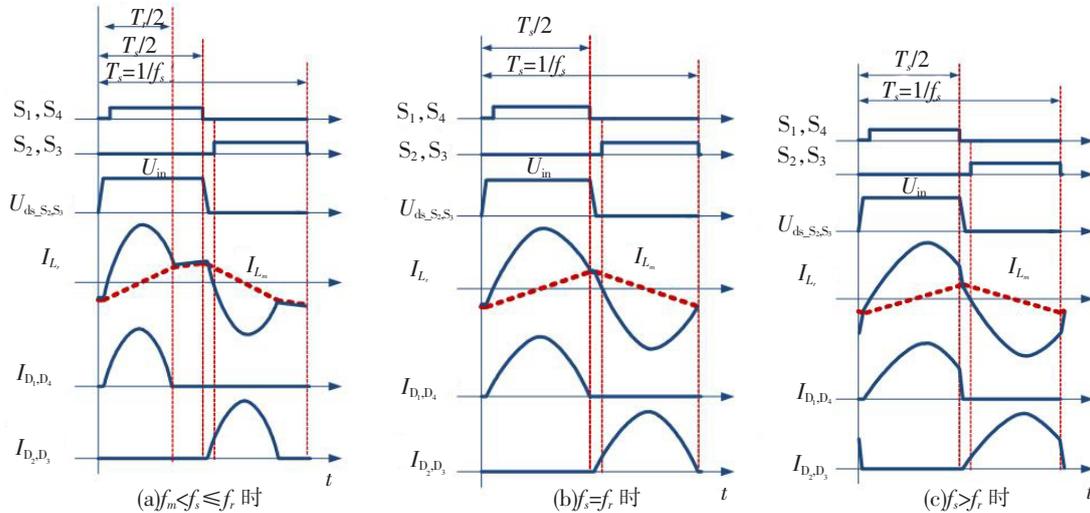


图 4 全桥 LLC 谐振变换器不同模式下工作波形图

1.4 LLC 谐振变换器的开关网络损耗模型

由于全桥 LLC 实现了原边开关管的零电压导通, 所以其原边开关管的损耗只包括驱动损耗、通态损耗、关断损耗, 没有开通损耗。以下计算公式为 $S_1 \sim S_4$ 4 个开关管的总损耗。

驱动损耗

$$P_1 = 4 \times \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} U_{gs} i_g dt = 4Q_{gs} U_{gs} f_s \quad (8)$$

式中, Q_{gs} 、 U_{gs} 分别为开关管的驱动电荷、驱动电压。

通态损耗

$$P_2 = 2I_{Lr_rms}^2 R_{ds} \quad (9)$$

式中, I_{Lr_rms} 为谐振电流的有效值; R_{ds} 为开关管的导通电阻。

关断损耗

$$P_3 = 4 \times \frac{i_{Lm_peak}^2 t_f^2 f_s}{48C_{oss}} = \frac{i_{Lm_peak}^2 t_f^2 f_s}{12C_{oss}} \quad (10)$$

式中, i_{Lm_peak} 为励磁电流的最大值; t_f 为开关管的关断时间; C_{oss} 为开关管两端等效输出电容。

2 全桥 LLC 谐振变换器参数设计

全桥 LLC 谐振变换器基础设计参数如表 1 所示。

表 1 全桥 LLC 谐振变换器基础参数

额定输入电压 U_{in}/V	输入电压范围 $U_{in_min} \sim U_{in_max}/V$	额定输出电压 U_o/V	额定输出功率 P_o/W	谐振频率 f_r/kHz
110	100~120	400	2 500	100

2.1 变压器变比设计

令变换器在额定电压 DC110 V 输入时变换器工作在谐振频率处, 此时直流网络的增益 M 为 1, LLC 谐振变换器效率最高。

$$M = n \frac{U_0 + U_F}{U_{in}} \quad (11)$$

式中, U_F 为整流管导通压降, 这里取 $U_F = 2 \text{ V}$, 求得变压器变比为 $n = 0.274$ 。

2.2 电感比 K 值的选取

根据式(1)绘制 LLC 谐振变换器在品质因数 Q 值固定、电感比 K 取不同数值时直流增益 M 随归一化频率 h 变化的曲线如图 5 所示。从图 5 可看出, 当品质因数 Q 确定时, 电感比例系数 K 越小, 直流增益曲线越陡且变化范围越大, 有利于实现宽范围输入和缩小工作频率范围^[10], 进而减小开关损耗和磁性元件损耗。但另一方面, 在谐振频率确定即谐振电感确定时, 电感比例系数 K 越小, 意味着励磁电感也就越小, 流过它的电流就越大, 励磁电感的损耗就会大大增加。综上所述, K 取值不宜过大或者过小, 应当根据变换器合理的工作频率范围来确定。

在这里通常可以先给变换器设定一个最大工作频率 $f_{\max} = 120 \text{ kHz}$, 以确保变换器工作在一个相对较小的工作频率范围内。变换器工作在最大工作频率时, 此时变换器对应的直流增益最小^[11], 求得

$$K = \frac{1 - M_{\min}}{M_{\min}} \times \frac{h_{\max}^2}{h_{\max}^2 - 1} \quad (12)$$

式中, 归一化频率 $h_{\max} = 1.2$; 最小直流增益 $M_{\min} = U_{in}/U_{in-\max} = 0.917$, 带入求得 $K = 3$ 。

2.3 品质因数 Q 值的选取

根据式(3)绘制 LLC 谐振变换器在 K 值固定、品质因数 Q 取不同数值时直流增益 M 随归一化频率 h 变化的曲线如图 6 所示。从图 6 可看出, 当归一化频率 h 为 1, 即开关频率等于谐振频率时, 变换器的直流增益 M 不受 Q 值影响, 恒为 1; 在增益曲线上的最大增益点所对应的归一化频率 h 与 Q 值成正比例关系, 即 Q 值越大, 增益曲线的最大增益点所对应的变换器工作频率越大。所以在对品质因数 Q 取值时, 只需要所选的 Q 值所对应的最大直流增益大于变换器最小输入电压和满载时所需要的最大增益值^[12], 即可满足变换器在全负载范围内对增益的要求。同时还有一点需要考虑, 即在满足增益要求的 Q 值中, Q 值越小, 变换器的工作频率范围越大, 过大的工作频率范围将不利于变换器磁性元件的设计。综上所述, Q 值应选择满足增益要求的最大值。

变换器在最小输入电压且满载工作时, 变换器直流增益最大, 此时对应的 Q 值为

$$Q = \frac{1}{KM_{\max}} \sqrt{K + \frac{M_{\max}^2}{M_{\max}^2 - 1}} \quad (13)$$

式中, 最大直流增益 $M_{\max} = U_{in}/U_{in-\min} = 1.1$, 为了保证获得最大增益, 一般在计算得出的品质因数 Q 的基础上保留 5% 左右的裕量, 即最终品质因数取 95% $Q = 0.85$ 。

2.4 谐振腔参数计算

在确定了变换器关键电感比 K 和品质因数 Q 后, 就可以开始谐振腔参数的计算了。

谐振电容 C_r 为

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_r Z_r} = \frac{1}{2\pi f_r Q R_{eq}} \quad (14)$$

谐振电感 L_r 为

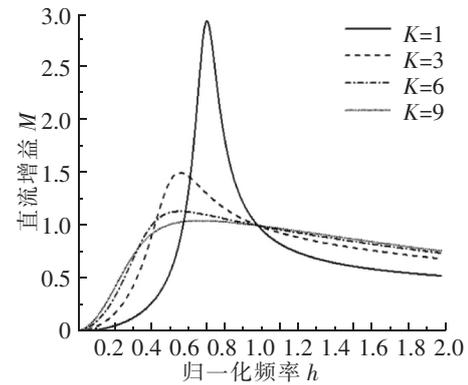


图 5 电感比 K 不同时的直流增益曲线图 ($Q=0.5$)

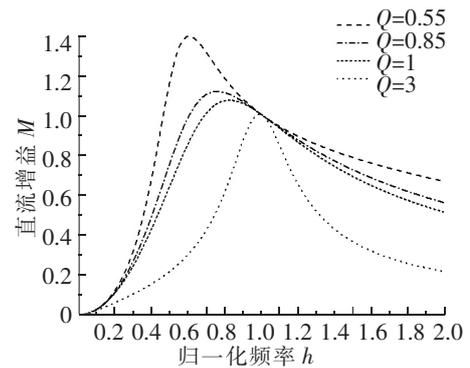


图 6 品质因数 Q 不同时的直流增益曲线图 ($K=3$)

$$L_r = \frac{Z_r}{2\pi f_r} = \frac{QR_{eq}}{2\pi f_r} \quad (15)$$

励磁电感 L_m 为

$$L_m = KL_r \quad (16)$$

3 基于 Matlab/Simulink 的仿真分析

完成变换器参数计算后,根据所得的数据在 Matlab/Simulink 中搭建仿真模型,其中谐振腔参数 $L_r = 5.27 \mu\text{H}$, $L_m = 15.80 \mu\text{H}$, $C_r = 480.85 \text{ nF}$,采用基于滤波电容电压采样的单电压环控制^[13],经过 PI 控制器的调节,通过脉冲发生器产生驱动信号控制开关管的通断。在 110 V 输入满载时的电路工作波形如图 7 所示。

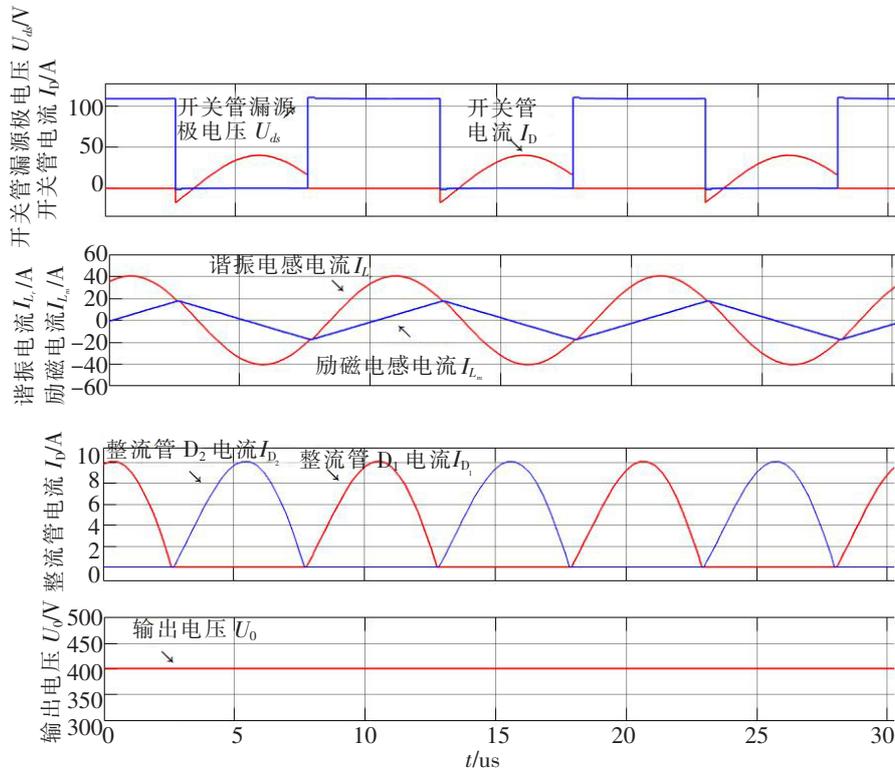


图 7 额定电压 110 V 输入满载时的工作波形

根据图 7 中波形可以看到,开关管漏源极电压 U_{ds} 在开关管电流上升前就已经变为零,实现了开关管的零电压导通。谐振电感上的电流 I_{Lr} 、励磁电感上的电流 I_{Lm} 、整流管 D_1 、 D_2 上的电流与之前理论分析的工作波形一致。此外,在输入电压变化或负载发生变化时,通过对开关频率的调整,均能使输出电压 U_o 保持在额定输出 400 V,满足设计要求。证明了本次设计参数的合理性。

4 实验平台搭建与实验结果分析

为了验证以上的理论分析与仿真实验的分析是否正确,设计了一台实验样机,输入电压 $U_{in} = 100 \sim 120 \text{ V}$,额定功率 $P_o = 2\,500 \text{ W}$ 。控制器采用 TI 公司的 TMS320F28069 DSP,逆变网络开关管选用 Infineon 公司的型号为 IRPF4668 ($U_{DSS} = 200 \text{ V}$, $R_{DS} = 8.0 \text{ m}\Omega$, $I_D = 130 \text{ A}$) 的 MOSFET,驱动芯片选用 IX-DN609SI,整流管选择 CREE 公司的型号为 C3D16060D ($U_{RRM} = 600 \text{ V}$, $I_F = 22 \text{ A}$) 的碳化硅肖特基二极管。变压器采用 2 个 EE60 变压器原边并联次边串联分担功率,参考仿真时的参数,样机中谐振电感 $L_r = 5.7 \mu\text{H}$,励磁电感 $L_m = 15.8 \mu\text{H}$,谐振电容 $C_r = 480 \text{ nF}$,变换器谐振频率 f_r 设为 100 kHz。

图 8、图 9 是变换器在额定电压 110 V 输入满载时的工作波形, MOSFET 漏源极电压 U_{ds} 在驱动电压 U_{gs} 上升前就已经降为零,实现了 MOSFET 的零电压导通,在不同负载下也均可实现 MOSFET 的零电压导通,谐振电流波形与之前仿真分析基本一致,输出电压稳定在 DC400 V。

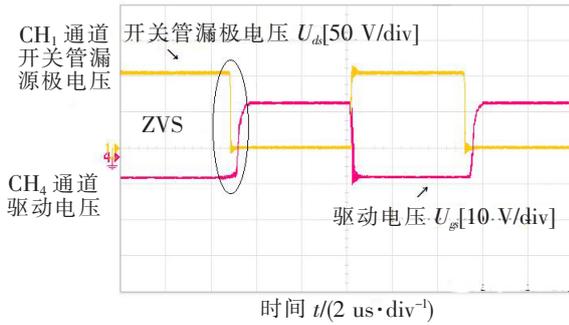


图 8 变换器满载时 MOSFET 零电压导通波形

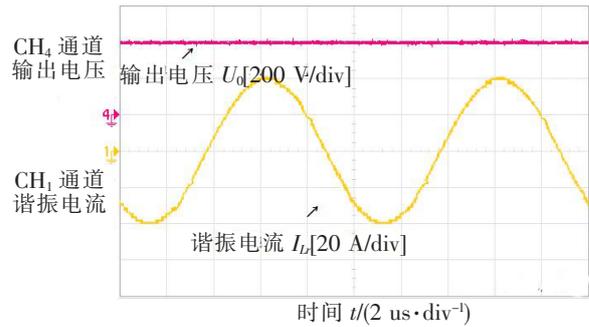


图 9 谐振电流与变换器输出电压波形

图 10 为变换器在 DC110 V 输入时不同输出功率下的效率曲线,变换器在峰值时转换效率可以达到 93% 以上。

5 结语

通过对全桥 LLC 谐振变换器进行建模,对其工作模式及参数设计方法进行了详细分析,完成了变换器参数计算后,在 Matlab/Simulink 软件中仿真验证了计算参数的合理性与正确性,最后研制了一台 2.5 kW 的基于全桥 LLC 拓扑结构、采用 FPM 调制的样机。实验表明,所设计的 LLC 谐振变换器能在全负载范围内实现功率开关管的软开关,峰值效率可以达到 93% 以上,实现了高效率的功率转换。LLC 谐振变换器应用于动车组车载单相逆变器的升压电源,可以获得较高的转换效率并为后级的逆变电路提供稳定可靠的直流输入。

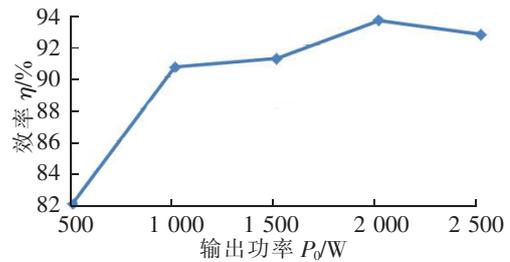


图 10 变换器在额定电压输入时的效率曲线

参 考 文 献

- [1]孙孝峰,申彦峰,朱云娥,等.一种 Boost 型宽电压范围输入 LLC 谐振变换器[J].中国电机工程学报,2015,35(15):3895-3903.
- [2]刘闯.宽输入范围 LLC 谐振变换器控制策略研究[D].合肥:合肥工业大学,2018.
- [3]林辉品.宽范围 LLC 谐振变换器的研究[D].杭州:浙江大学,2019.
- [4]周雪东.CRH 动车组单相逆变器[J].电子技术与软件工程,2016(13):146.
- [5]Bhajana, Veera, Venkata, et al. Design and analysis of a full bridge LLC DC-DC converter for auxiliary power supplies in traction[J]. Sadhana Academy Proceedings in Engineering Science, 2018,43(6):95.
- [6]郭雄雄.基于 LLC 变换器的大功率高密度直流电源的关键技术研究[D].武汉:华中科技大学,2017.
- [7]王伟健.基于全桥 LLC 谐振变换器的光伏并网逆变器关键技术研究[D].南京:南京信息工程大学,2017.
- [8]Xiao Chanjuan, Liang Wencai, Zu Jian, et al. Research on the LLC resonant converter based on SiC device in the auxiliary converter of subway[C]//Proceedings of 2018 International Conference on Energy, Power and Materials Engineering (EPME 2018). Advanced Science and Industry Research Center; Science and Engineering Research Center, 2018: 161-166.
- [9]杨玉岗,关婷婷,许静,等.LLC 谐振变换器的新型谐振网络参数设计方法[J/OL].电源学报:1-9 [2020-06-11].http://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20170527.1442.012.html.
- [10]Lin R L, Lin C W. Design criteria for resonant tank of LLC DC-DC resonant converter[C]//36th Annual Conference of Industrial Electronics Society (IECON). Glendale, AZ, USA:[s. n.],2010:427-432.
- [11]孙文进.隔离型宽增益范围谐振变换器[D].南京:南京航空航天大学,2018.
- [12]冯腾.基于 SiC 器件的全桥 LLC 谐振变换器的研究与开发[D].广州:华南理工大学,2018.
- [13]姜龙飞.谐振电容电压控制 LLC 谐振变换器研究[D].成都:西南交通大学,2016.

(下转第 126 页)

on the definition of general solution and special solution of differential equation given in some textbooks. It gives a method of special solution of non-homogeneous first-order linear differential equation, and gives an application of this method, that is, getting a Melnikov function of nonlinear collision oscillator, so as to solve the condition of chaos in this system.

Key words: ordinary differential equation; general solution; Melnikov method; chaos

(上接第 98 页)

Application of LLC Resonance Technology in Single-Phase Inverter of EMU

Yuan Lutao, Wang Shuohe, Zhang Binghua

(School of Electrical and Electronic Engineering, Shijiazhuang Tiedao University, Shijiazhuang 050043, China)

Abstract: In the traditional on-board isolated single-phase inverter of electric multiple units, the isolated booster DC/DC converter that provides DC input for the inverter circuit uses a pulse-width modulation (PWM) phase-shifted full-bridge converter. It has the disadvantages such as large switching loss and low conversion efficiency. In view of the above problems, a method of adopting full-bridge LLC resonant soft switching technology in a DC/DC boost power supply of a vehicle single-phase inverter was proposed. First, the full-bridge LLC converter was modeled, and its working principle and parameter design method were analyzed; the feasibility of theoretical parameters was verified by Matlab/Simulink simulation; finally, a 2.5 kW pulse frequency modulation was produced according to the design parameters (PFM)'s full-bridge LLC resonant converter experimental prototype. The experimental results show that the rated input voltage of the prototype is DC110 V, the output voltage of the LLC resonant converter can be kept constant at DC400 V, which can provide a stable DC input for the inverter circuit of the subsequent stage and realize Pass (ZVS) in full-loaded scope, which effectively improves the efficiency of isolated booster power supply.

Key words: LLC resonant converter; zero-voltage switching; isolated single-phase inverter