

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.190462

基于 LLC 谐振变换器的直流电源控制系统设计

慕 昆¹, 齐红柱², 何国锋³

(1. 河南工程学院, 河南 郑州 451191; 2. 河南森源电气股份有限公司, 河南 郑州 450000;
3. 河南城建学院电气与控制工程学院, 河南省智能输配电与功率变换工程研究中心, 河南 平顶山 467036)

摘要: 基于 LLC 谐振变换器的直流电源, 具有输出电压范围宽、效率高、体积小等优点, 因此受到了青睐。首先分析了三电平半桥 LLC 谐振变换器的数学模型。在此基础上, 设计了以数字信号处理器(DSP)为控制器的脉冲频率调制(PFM)控制系统。针对 DSP 处理器在闭环调频过程中易出现周期值和比较值装载时间不一致、导致电路出现异常振荡的问题, 提出了特定区域内赋周期值和比较值的方法。最后, 通过实验证明了该方法的有效性。

关键词: LLC 谐振变换器; 脉冲频率调制(PFM); 数字信号处理器(DSP); 直流电源

Design of DC power supply control system based on LLC resonant converter

MU Kun¹, QI Hongzhu², HE Guofeng³

(1. Henan University of Engineering, Zhengzhou 451191, China; 2. Henan Senyuan Electric Co., Ltd., Zhengzhou 450000, China; 3. Henan Engineering Research Center of Intelligent Power Transmission and Distribution and Power Conversion, College of Electrical and Control Engineering, Henan University of Urban Construction, Pingdingshan 467036, China)

Abstract: The DC power supply based on LLC resonant converter has the advantages of a wide range of output voltage, high efficiency, small size and so on. This paper, firstly, analyzes the mathematical model of the three level half bridge LLC resonant converter. On this basis, the Pulse Frequency Modulation (PFM) control system which uses Digital Signal Processor (DSP) as the core is designed in the loop frequency modulation process, the loading times of cycle value and comparative value are not consistent, resulting in abnormal vibration of the circuit. In order to solve the problem, a method of assign cycle value and comparative value in the specific area is proposed. Finally, the result from the experiment shows that this method is effective.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 61503122 and No. 61803145).

Key words: LLC resonant converter; pulse frequency modulation (PFM); digital signal processing (DSP); DC power supply

0 引言

随着电动汽车的发展, 人们对充电桩的输出电压范围、效率和体积提出了更高的要求^[1-3]。LLC 谐振变换器采用的是调频控制, 输出电压不受占空比的影响, 具有较宽的输入和输出电压范围; 而且, 其能够实现原边开关管的零电压导通和副边二极管的零电流关断, 减小了开关损耗, 提高了电源的效率^[4-5]; 另外, 通过提高 LLC 的谐振频率, 可以减小变压器的体积, 提高了电源的功率密度。因此, LLC 谐振

变换器能够很好地满足充电电源的设计要求^[6-8]。

文献[9-12]分析了三电平全桥 DC/DC 变换结构的拓扑和工作原理, 并在全桥变换的效率提高上做了一定的拓扑优化; 文献[13-15]分析了三电平 LLC 谐振变换器的开关特性和拓扑参数的确定; 文献[16]提出了 LLC 在输入电压范围变化时变频和定频移相的混合工作模式, 使得 LLC 谐振变换器能够在更宽的范围内工作; 文献[17-19]提出了三电平半桥 LLC 变流器脉宽调制(功率环)和锁相环回路(频率环)两级控制策略, 在轻载工况下能够增加变流器的工作效率, 并得到了验证。

本文主要针对三电平半桥 LLC 谐振变换器进

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(61503122, 61803145)

行研究, 首先分析了变换器的数学模型; 其次, 根据其数学模型, 研究其工作在重载和轻载条件下的电压增益特性, 进而设计了系统控制框图, 并对 DSP 处理器在闭环调频过程中周期值和比较值装载时间不一致、导致输入方波电压出现异常震荡的问题, 提出了特定区域内赋值的方法。最后, 通过搭建的实验样机, 验证了该方法的有效性。

1 LLC 谐振变换器的数学模型

三电平半桥 LLC 谐振变换器拓扑电路如图 1 所示。图中 V_{DC1} 、 V_{DC2} 为直流电源, C_5 、 C_6 、 C_7 为支撑电容, 高频变压器 T 原边主要由 4 个 MOSFET(Q_1 , Q_2 , Q_3 , Q_4)、两个钳位二极管(D_1 、 D_2)、吸收电容(C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_4)、飞跨电容 C_{oss} 以及三个谐振元件(谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 、变压器励磁电感 L_m)组成, 高频变压器副边的不控全桥整流电路由 4 个二极管(D_3 、 D_4 、 D_5 、 D_6)组成。

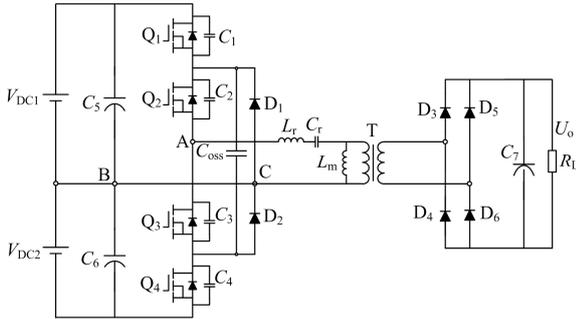


图 1 三电平半桥 LLC 谐振变换器拓扑

Fig. 1 Topology of three level half bridge LLC resonant converter

假设输出滤波电容 C_7 足够大, 输出电压 U_o 无纹波, 变压器 T 为理想型元件且变比为 $n:1$, 其原边的激励信号为一个基波正弦电流; 全桥整流电路能实现零电流关断, 且负载为纯阻性负载 R_L 。因此可以得到 LLC 谐振变换器交流等效电路图, 如图 2 所示。图中, U_{in} 为图 1 中 A、B 两点间的电压, 且 $U_{in}=V_{DC2}=V_{DC1}$, R_{ac} 为折算到原边后得到的等效负载, U_{Lm} 为 R_{ac} 两端的电压, 其中 R_{ac} 与负载 R_L 的关系如式(1)所示。

$$R_{ac} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_L \quad (1)$$

假设输入方波电压基波有效值为 E_{in} , 输出方波电压基波有效值为 E_{Lm} , 它们与输入电压 U_{in} 及输出电压 U_o 之间的关系如式(2)、式(3)所示。

$$E_{in} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_{in} \quad (2)$$

$$E_{Lm} = \frac{\sqrt{2}n}{\pi} U_o \quad (3)$$

由图 2 可知, 等效电路的输入阻抗 Z_{in} 和传递函数 $H_{j\omega}$ 为

$$Z_{in} = j\omega L_r + \frac{1}{j\omega C_r} + \frac{j\omega L_m R_{ac}}{j\omega L_m + R_{ac}} \quad (4)$$

$$H_{j\omega} = \frac{E_{Lm}}{E_{in}} = \frac{j\omega L_m R_{ac}}{Z_{in} (j\omega L_m + R_{ac})} \quad (5)$$

式中, $\omega = 2\pi f$, f 为输入方波的频率。

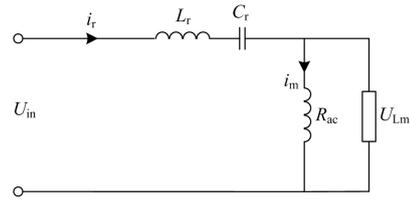


图 2 交流等效电路图

Fig. 2 Equivalent circuit diagram of AC

联立式(1)一式(5)可以得到输出电压与输入电压之间的关系式, 如式(6)。

$$U_o = \frac{U_{in}}{n \sqrt{\left[1 + \frac{1}{k} \left(1 - \frac{f_r^2}{f^2}\right)\right]^2 + Q^2 \left(\frac{f}{f_r} - \frac{f_r}{f}\right)^2}} \quad (6)$$

式中: f_r 为 LC 的谐振频率^[20], 即 $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$; k

为电感归一化参数, 即 $k = \frac{L_{in}}{L_r}$; Q 为品质因数。 Q 的表达式为

$$Q = \frac{\pi^3 f_r L_r}{4n^2 R_L} \quad (7)$$

2 控制系统的设计

为使变换器前级开关管实现零电压开通, 后级二极管实现零电流关断, 变换器谐振网络的输入阻抗 Z_{in} 必须呈感性。然而, Z_{in} 性质是由其虚部决定的, 因此可通过输入阻抗虚部的过零点来确定变换器的工作区域。当负载 R_L 一定时, 其 Z_{in} 的特性就一定。设 $R_1=2R_2=4R_3=8R_4$, 当负载 R_L 分别等于 R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 时, 绘制输入阻抗虚部值 $I_m(Z_{in})$ 与 f/f_r 的关系曲线、电压增益 (U_o/U_{in}) 与 f/f_r 的关系曲线, 分别如图 3 和图 4 所示。

从图中可以看出, 变换器工作在感性区域时, 负载越重, 频率 f 可调节的范围越窄, 相同频率下, 电压的增益越小; 负载越轻, 频率 f 可调节的范围越宽, 相同频率下电压的增益越大。

当负载过重时,可加入过流保护,限制 LLC 输出的功率。然而当负载过轻甚至空载时,输出电压出现飘高现象,以至于频率增大到最大值都不能使其降到设定值^[21]。针对此情况,加入间歇式控制模式(Burst mode)进行调节,在电路进行谐振时,关断桥臂驱动使得谐振停止一段时间之后,再重新谐振。

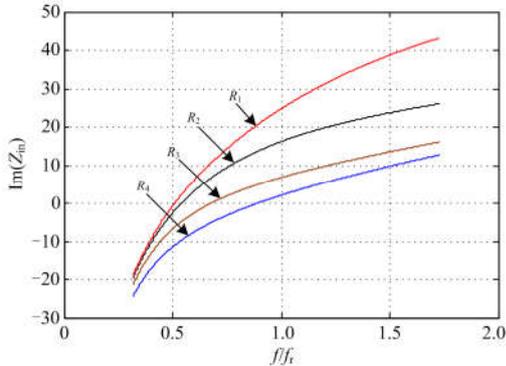


图 3 输入阻抗虚部值 $Im(Z_{in})$ 与 f/f_r 关系曲线

Fig. 3 Relationship curve between $Im(Z_{in})$ and f/f_r

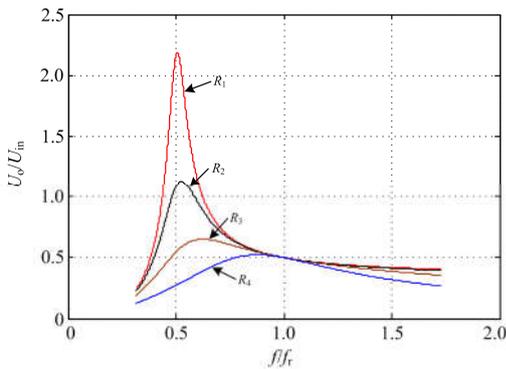


图 4 电压增益 (U_o/U_{in}) 与 f/f_r 的关系曲线

Fig. 4 Relationship curve between (U_o/U_{in}) and f/f_r

为满足充电桩不同的充电模式需求,基于 LLC 谐振变换器的直流电源需要实现恒压和恒流的工作模式^[22],因此,将控制系统设计为如图 5 所示的系统,其中 U_{DC}^* 为输出目标电压, I_{DC}^* 为输出目标电流。当电源工作于恒流模式时,系统采用双闭环的工作模式,即外环采用电流 PI 闭环控制,内环采用电压 PI 闭环控制。当系统工作于恒压模式时,采用单环控制,即电压环控制。基于以上分析的重载和轻载特性,在恒压模式时,需要进行特殊控制,即当重载时,输出电流超过最大电流限值,系统将自动切换为双闭环控制模式,以设定的最大电流为目标值进行控制;当轻载时,频率 f 达到最大值,而输出电压还未减小到设定值时,则切换到间歇式控制模式。

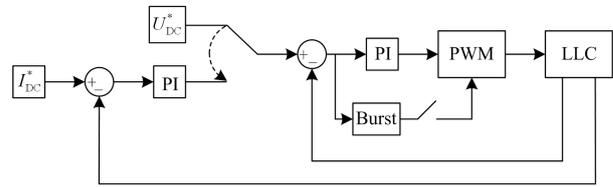


图 5 控制系统框图

Fig. 5 Block diagram of control system

3 脉冲频率调制的实现

由上文可知,若要实现恒压和恒流控制模式,需要对输入方波电压的频率 f 进行调节。由于输入方波电压的占空比不能超过 50%,而且还需要预留一定的死区时间,因此在调节频率的同时还要对占空比进行相应的调节。

采用 TMS320F28 系列的 DSP 芯片作为控制芯片,调频控制主要是对其 EPWM 模块中的周期值 PRD 和比较值 CMP 进行实时计算、赋值和装载^[23]。然而,DSP 控制只能顺序执行,且周期值 PRD 和比较值 CMP 计算完成时间不确定,若计算完成后立即赋值,容易造成 PWM 波输出错误的情况。例如,当频率 f 变大时,易出现如图 6 所示的错误情况。图中,方形□表示周期值 PRD 计算完成时刻,圆形○表示比较值 CMP 计算完成时刻。为防止软件配置寄存器与硬件不同步时出现系统崩溃的情况,DSP 内部提供了影子寄存器,周期值 PRD 和比较值 CMP 都可以实现在 $CTR=0$ 时进行装载。

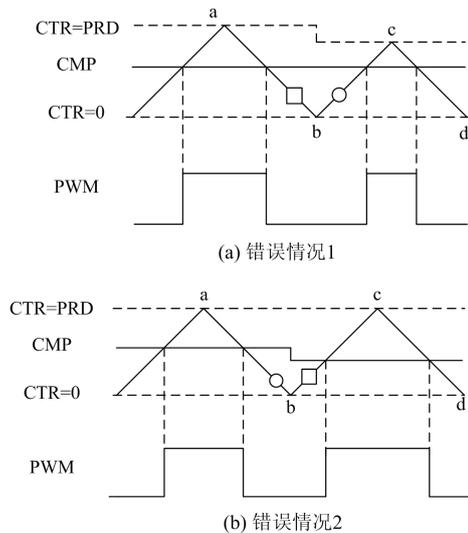


图 6 立即赋值

Fig. 6 Immediate assignment

图 6(a)中,周期值 PRD 在 b 点($CTR=0$ 时)之前完成计算和赋值,而比较值 CMP 在 b 点之后,那么在 bd 这一个周期中,仅周期值 PRD 实现装载,

输出的 PWM 占空比变小。反之, 如图 6(b)所示, 比较值 CMP 在 b 点之前完成计算和赋值, 而周期值 PRD 在 b 点之后, 那么在 bd 这一个周期中, 输出的 PWM 占空比变大。

为了避免输出 PWM 出现此类错误, 本文提出采用特定区域赋值的方法, 即周期值 PRD 和比较值 CMP 都计算完成后, 不立即赋值, 当计数器 CTR 等于周期值 PRD 时, 触发 PWM 中断后, 再进行赋值。如图 7 所示, 当计数器 CTR 过 c 点向下计数时, 进行赋值, 且在计数器 CTR 再次过零点(d 点)之前完成赋值, 则二值在 d 点实现了同时装载, 从而避免了 PWM 波输出错误的现象。

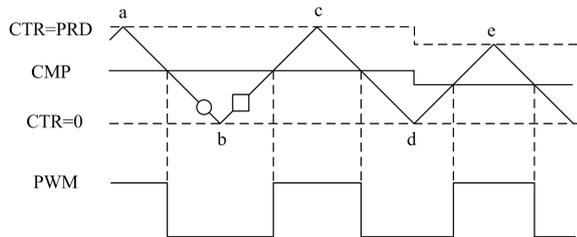


图 7 特定区域赋值

Fig. 7 Assignment in the specific area

4 实验验证

为验证特定区域赋值方法的有效性以及控制系统的正确性, 结合前级维也纳^[24-25]整流和后级三电平 LLC 变流器^[26-27], 搭建了一台 15 kW 的实验样机。

在给定输入电压为 200 V, 输出电压设为 160 V 时, 采用立即赋值, 观察输入端 U_{in} 的波形, 如图 8 所示。可见, 当 U_{in} 电压由 0 V 切换到 -100 V 的过程中发生振荡, 振荡电压最大达到 203 V, 严重影响了设备的安全运行。相同条件下, 采用特定区域赋值法时, U_{in} 的电压波形如图 9 所示, 振荡电压消失, 由此可见, 该方法能够有效地消除振荡, 保障了电路的稳定运行。



图 8 立即赋值时, U_{in} 的波形

Fig. 8 Waveform of U_{in} using the method of immediate assignment

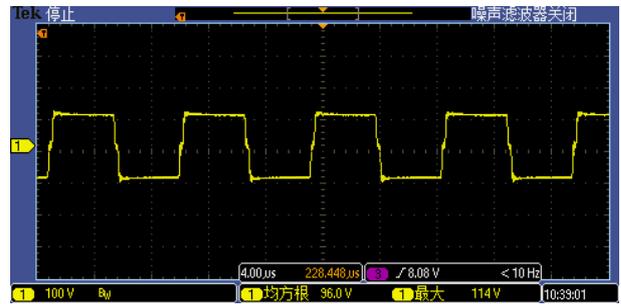
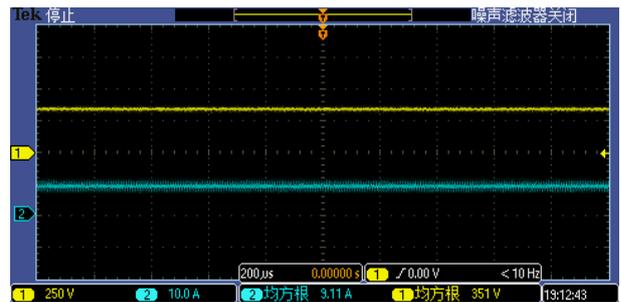


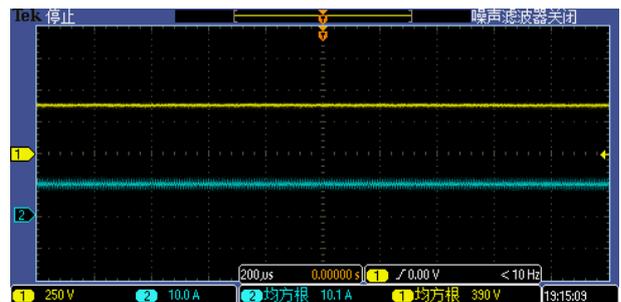
图 9 特定区域赋值时, U_{in} 的波形

Fig. 9 Waveform of U_{in} using the method of assignment in the specific area

在给定输入电压为 700 V、负载为 38 Ω 的条件下, 设备分别工作于恒压模式和恒流模式时, 输出电压和电流的波形如图 10 所示。其中, 恒压模式设定输出电压为 350 V, 恒流模式设定输出电流为 10 A。



(a) 恒压模式



(b) 恒流模式

图 10 输出电压和电流波形

Fig. 10 Waveform of output voltage and current

5 结论

本文主要研究了三电平半桥 LLC 谐振变换器。首先分析了其数学模型, 在此基础上, 设计以 DSP 为控制器的直流电源控制系统, 并针对其闭环调频过程中出现的电压异常振荡问题, 提出了采用特定区域内赋周期值和比较值的方法。最后, 通过搭建实验平台进行验证。实验结果表明, 采用特定区域赋值法能够有效解决电压异常振荡问题, 提高了直

流电源工作的稳定性,同时,所设计的控制系统使直流电源能够很好地工作于恒压和恒流控制模式。

参考文献

- [1] 陈启超, 王建斌, 纪延超. 双向 LLC 谐振型直流变压器的软启动及功率换向控制[J]. 电工技术学报, 2014, 29(8): 180-186.
CHEN Qichao, WANG Jianze, JI Yanchao. Control scheme of bidirectional LLC resonant DC-DC transformer for soft start and power conversion[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(8): 180-186.
- [2] DE DONCKER R W, DIVAN A A, KHERALUWALA D M. A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1991, 27(1): 4612-4624.
- [3] 许青, 陈立东, 刘磊. 数字化电源逆变电路仿真分析[J]. 新型工业化, 2016, 6(12): 64-68.
XU Qing, CHEN Lidong, LIU Lei. Simulation and analysis on digital power inverter circuit[J]. The Journal of New Industrialization, 2016, 6(12): 64-68.
- [4] 陈威, 吕征宇. 一种新颖的三电平全桥谐振型软开关 DC/DC 变流器[J]. 电工技术学报, 2008, 23(3): 52-59.
CHEN Wei, LÜ Zhengyu. A novel three level full bridge resonant DC/DC converter suitable for high power wide range input applications[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(3): 52-59.
- [5] 荣德生, 代雨晴, 赵君君, 等. 基于 R-S-T 控制的复合电源双向 DC/DC 变换器设计[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(7): 132-137.
RONG Desheng, DAI Yuqing, ZHAO Junjun, et al. Design of hybrid power bi-directional DC/DC converters based on R-S-T control strategy[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(7): 132-137.
- [6] KIM E H, KWON B H. Zero-voltage and zero-current-switching full-bridge converter with secondary resonance[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(3): 1017-1025.
- [7] 熊军华, 王亭岭, 徐荣. 基于 TMS320F2812 直流操作电源系统的设计与开发[J]. 电力系统保护与控制, 2009, 37(20): 113-116, 122.
XIONG Junhua, WANG Tingling, XU Xing. Design and development of direct current power supply systems based on TM S320F2812[J]. Power System Protection and Control, 2009, 37(20): 113-116, 122.
- [8] 路峻豪. LLC 谐振变换器的控制与仿真[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2017.
LU Junhao. Control and simulation of LLC resonant converter[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2017.
- [9] SUN X, SHEN Y, ZHU Y, et al. Interleaved boost-integrated LLC resonant converter with fixed frequency PWM control for renewable energy generation application[J]. IEEE Transactions Power Electronics, 2015, 30(8): 4312-4326.
- [10] 赵清林, 毕兆岩, 郭善胜, 等. 基于混合控制的全桥三电平 LLC 谐振变换器[J]. 电力电子技术, 2018, 52(12): 81-84.
ZHAO Qinglin, BI Zhaoyan, GUO Shansheng, et al. Full-bridge three-level LLC resonant converter based on hybrid control[J]. Power Electronics, 2018, 52(12): 81-84.
- [11] LEE W J, KIM C E, MOON G W, et al. A new phase-shifted full-bridge converter with voltage-doubler-type rectifier for high-efficiency PDP sustaining power module[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(6): 2450-2458.
- [12] 马春英, 李学武. 一种高效率混合型全桥 DC/DC 转换器的设计[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(14): 143-151.
MA Chunying, LI Xuewu. Design of a high efficiency hybrid full bridge DC/DC converter[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(14): 143-151.
- [13] RUNA X, CHEN Z, CHEN W. Zero-voltage and zero-current-switching PWM hybrid full-bridge three-level converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(2): 395-404.
- [14] 戴幸涛. LLC 变换器软开关特性及谐振参数优化研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2012.
DAI Xingtao. Research on soft switch mechanism and optimization design of LLC resonant converter[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2012.
- [15] 王振道, 赵亚魁, 章兢, 等. LLC 半桥式谐振变换器参数模型与设计[J]. 电工技术学报, 2012, 27(12): 51-55.
WANG Zhendao, ZHAO Yakui, ZHANG Jing, et al. Parameter model and design for LLC resonant half-bridge converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(12): 51-55.
- [16] 李菊, 阮新波. 全桥 LLC 谐振变换器的混合式控制策略[J]. 电工技术学报, 2013, 28(4): 72-79, 94.
LI Ju, RUAN Xinbo. Hybrid control strategy of full bridge LLC converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(4): 72-79, 94.
- [17] 董飞驹, 邵如平, 王达. 基于双环控制的 LLC 变换器性能优化[J]. 电源技术与应用, 2018, 44(11): 154-157.
DONG Feiju, SHAO Ruping, WANG Da. Performance optimization of LLC converter based on double loop

- control[J]. Power Supply Technology and Its Application, 2018, 44(11): 154-157.
- [18] PAN H, HE C, AJMAL F, et al. Pulse-width modulation control strategy for high efficiency LLC resonant converter with light load applications[J]. IET Power Electronics, 2014, 7(11): 2887-2894.
- [19] KIM J, KIM C, KIM J, et al. Analysis on load-adaptive phase-shift control for high efficiency full-bridge LLC resonant converter under light-load conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(7): 4942-4955.
- [20] 顾亦磊, 吕征宇, 钱照明. 三电平 LLC 谐振型 DC/DC 变换器的分析和设计[J]. 电力系统自动化, 2004, 28(16): 67-71.
GU Yilei, LÜ Zhengyu, QIAN Zhaoming. Analysis and design of three level LLC resonant DC/DC converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2004, 28(16): 67-71.
- [21] 俞珊, 董纪清, 陈海堤. LLC 谐振变换器轻载下电压增益失真的研究[J]. 电源学报, 2014, 53(3): 75-79.
YU Shan, DONG Jiqing, CHEN Haidi. Study of light-load voltage gain distortion in LLC resonant converter[J]. Journal of Power Supply, 2014, 53(3): 75-79.
- [22] 张兴, 张崇巍. PWM 控制器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2013.
- [23] 刘和平. 数字信号控制器原理及应用—基于 TMS320F2808[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2011.
- [24] 杨旭红, 郭凯. 光伏发电并网同步锁频环技术研究[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(5): 54-61.
YANG Xuhong, GUO Kai. Research on synchronization frequency locked loop of PV power system[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(5): 54-61.
- [25] 张宇辉, 武东斌, 吴家明, 等. 基于品质因子可调小波变换与排列熵的电能质量信号检测方法[J]. 电力科学与技术学报, 2018, 33(1): 75-80.
ZHANG Yuhui, WU Dongbin, WU Jiaming, et al. Power quality signal detection method with tunable Q-factor wavelet transform and permutation entropy[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2018, 33(1): 75-80.
- [26] 雷小林, 李世春, 冉华军, 等. 一种基于动态相量法的交—直—交变频器系统简化模型[J]. 电力科学与技术学报, 2018, 33(4): 81-87.
LEI Xiaolin, LI Shichun, RAN Huajun, et al. Simplified Model of AC-DC-AC converter based on the dynamic phasor method[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2018, 33(4): 81-87.
- [27] 刘朝辉, 刘海峰, 张宁. 多相非隔离双向 DC-DC 变换器新型耦合电感设计[J]. 电力科学与技术学报, 2018, 33(1): 38-45.
LIU Chaohui, LIU Haifeng, ZHANG Ning. Design of new coupled-inductor for non-isolated bidirectional DC-DC converters[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2018, 33(1): 38-45.

收稿日期: 2019-04-25; 修回日期: 2019-07-01

作者简介:

慕 昆(1980—), 男, 通信作者, 硕士研究生, 讲师, 主要研究方向为非线性控制理论及应用、计算机控制与自动化; E-mail: 53311837@qq.com

齐红柱(1976—), 男, 硕士研究生, 高级工程师, 主要研究方向为光伏发电、逆变器的数字化控制等; E-mail: qhz_01@126.com

何国锋(1971—), 男, 博士, 副教授, 主要研究方向为光伏发电、逆变器的数字化控制、UPS 并联控制等。E-mail: 535815998@qq.com

(编辑 魏小丽)