

电力与传动控制

三电平 LLC 变换器的混合调制策略研究

刘耿博, 曹彦哲, 史栋毅, 高 枫, 张 雷, 刘学钢

(西安麦格米特电气有限公司, 陕西 西安 710062)

摘 要: 三电平 LLC 变换器采用单一的轻载定频调宽或全电压范围调频策略时, 不能兼顾满足宽输出增益和良好的软开关特性要求。为此, 文章通过对采用定频与变频调制方式时三电平 LLC 变换器开关管特性进行详细分析, 提出一种基于定频和变频的混合调制策略, 其可很好地实现逆变管的零电压开通 (ZVS) 与整流二极管的零电流关断 (ZCS)。通过一台输出电压范围为 200~500 V、输出功率为 20 kW 的样机进行实验, 结果表明, 采用该方法的三电平 LLC 变换器具有良好的 ZVS 和 ZCS 特性, 且输出电压动态响应快、输出超调小, 验证了该控制策略的可行性与优越性。

关键词: 充电桩; LLC 变换器; 混合调制; 调频; 调宽

中图分类号: TP273⁺.1

文献标识码: A

文章编号: 2096-5427(2021)04-0037-06

doi:10.13889/j.issn.2096-5427.2021.04.007

Research on Hybrid Modulation Strategy for Three-level LLC Converter

LIU Gengbo, CAO Yanzhe, SHI Dongyi, GAO Feng, ZHANG Lei, LIU Xuegang

(Xi'an Megmeet Electrical Co., Ltd., Xi'an, Shaanxi 710062, China)

Abstract: It adopts a single light-load fixed-frequency modulation or full-voltage range frequency conversion strategy for three-level LLC converter, which cannot take into account the widely output gain and good soft switching characteristics. This paper proposes a hybrid modulation strategy based on fixed-frequency modulation and frequency conversion modulation through detailed analysis of its various modulation modes and characteristics, which well realizes zero voltage switch (ZVS) of inverter and zero current switch (ZCS) of rectifier diode. Experiment is carried out through a prototype that its output voltage range is 200~ 500 V and output power is 20 kW, and the results show that this method can make the three-level LLC converter have good ZVS and ZCS characteristics, fast output voltage dynamic response and small output overshoot, which further proves the feasibility and superiority of the control strategy.

Keywords: charging module; LLC converter; hybrid modulation; frequency modulation; width modulation

0 引言

近年来, 随着电力电子技术的日渐成熟, 电源模块作为电源能量传递的重要组成部分被越来越广泛地应用在高速铁路、航空航天、电动汽车、通信等领域。其中, 电动汽车作为一种人类日常交通的重要交通工具, 高效的充电设施成为电动汽车快速

普及的重要前提之一。目前, 电动汽车充电方式主要有车载充电和大功率直流充电等, 而大功率直流充电由于输出功率大、充电时间短等特点, 已成为各大充电桩的首选设施。

三电平 LLC 谐振变换器作为大功率直流充电器的一种, 由于其开关管电压应力小, 同时具有一次侧开关管零电压开通 (ZVS) 和整流侧二极管零电流关断 (ZCS) 的特点, 且其转换效率高, 功率密度也得到显著提高, 近些年来被国内外学者广泛关注。其拓扑结构主要分为二极管箝位型、飞跨电容箝位型以及混合箝位型; 控制策略一般分为变频控制式、

收稿日期: 2021-05-11

作者简介: 刘耿博 (1986—), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为电力电子变换技术。

基金项目: 陕西省重点新产品开发项目 (MR750-40)-(2017-197 号)

移相控制式或者二者混合控制式。三电平 LLC 变换器采用调频控制方式时,其高频增益变化缓慢,输出电压不稳定,冲击电流大,磁性元器件的设计困难。文献[1-4]对 LLC 谐振电路损耗及设计方法进行了定量分析并提出了优化方式,具有一定参考意义,但并未实质性地解决根本问题,且 LLC 谐振电路若要获得较低的电压增益则需提高开关频率,而过高的开关频率会增加开关器件损耗以及数字信号处理难度。文献[5-7]提出一种“Boost+LLC”变换器结构,前级 Boost 电路稳定总线电压,后级电路采用定频移相控制方式实现开关管的零电压开通;但轻载时,开关管为硬开通,谐振电路内部无功电流增大,软开关性能降低,转换效率较低。为了进一步扩大输出电压范围,文献[8-10]提出了增加谐振电容数量和改变变压器变比来等效多套谐振参数,这样可以在一定程度上拓宽输出电压范围,但无疑增加了电路拓扑的复杂性和成本。文献[11-13]在 LLC 谐振变换器的变压器一次侧增加两个电感,通过电感电流使开关管强制工作在软开关区域,但增加了硬件电路及控制的复杂度。

基于此,结合三电平 LLC 变换器调控方式的优缺点,本文提出一种脉宽调节与变频调节相混合的调制策略,可以有效地解决宽范围输出和软开通不可兼得的矛盾。

1 全桥三电平 LLC 变换器拓扑结构及工作原理

1.1 拓扑结构及特性

图 1 示出全桥三电平 LLC 变换器主电路拓扑结构。其中, $Q_1 \sim Q_8$ 为一次侧的 8 个 MOSFET; $D_1 \sim D_8$ 为体二极管; $C_{p1} \sim C_{p8}$ 为寄生电容; $D_9 \sim D_{12}$ 为箝位二极管; C_1 和 C_2 为飞跨电容器。谐振电容器 C_r 、谐振

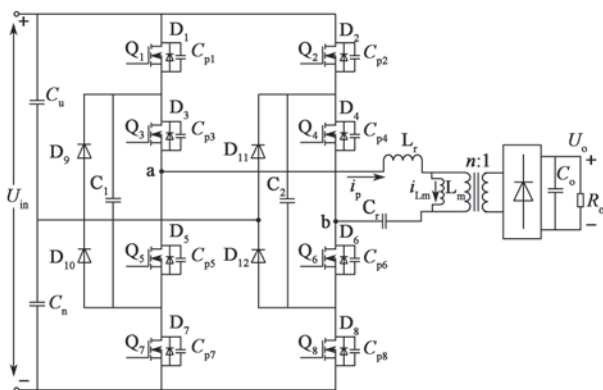


图 1 全桥三电平 LLC 变换器主电路拓扑结构
Fig. 1 Main topology of a full bridge 3-level LLC converter

电感器 L_r 及励磁电感 L_m 构成谐振回路;变压器一次侧、二次侧匝比为 $n:1$,经不控整流桥输出直流电压; R_o 为输出等效负载, C_o 为输出电容, U_o 为输出电压。

LLC 变换器既可工作在变频模式下,也可工作在调宽模式下,其直流增益可表示为

$$G = |G(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{k} - \frac{1}{kf_n^2}\right)^2 + \left[Q\left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)\right]^2}} \quad (1)$$

其中,谐振频率 f_r 与 L_r 和 C_r 的关系如下:

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

f_s 为开关频率,归一化频率为

$$f_n = \frac{f_s}{f_r} \quad (3)$$

励磁电感和谐振电感比值为

$$k = \frac{L_m}{L_r} \quad (4)$$

谐振电路品质因数为

$$Q = \frac{2\pi f_r L_r}{R_o} \quad (5)$$

图 2 示出不同品质因数下电压增益曲线。可以看出,输出电压的调节范围越宽, f_n 调节范围就越宽,对应的 f_s 变化范围也越宽;但在高频段时,电压增益随 f_n 的增加而变化缓慢,不利于宽输出电压范围的实现。

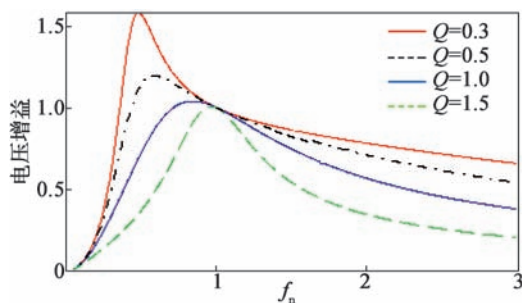


图 2 不同 Q 时增益曲线
Fig. 2 Gain curves at different Q

1.2 工作原理

下面以变频调制模式开关管的开关状态为例,说明全桥三电平 LLC 变换器具体工作过程,各个时刻的主要波形如图 3 所示。为方便描述, Q_1, Q_2, Q_7 和 Q_8 称为外管, Q_3, Q_4, Q_5 和 Q_6 称为内管。图中, U_{gs} 表示开关管的驱动信号, V_{ds} 表示开关管的漏源电压。

阶段 1 ($t_0 \sim t_1$): 此阶段 Q_1, Q_3, Q_6 和 Q_8 开通,谐振电流 i_p 由输入正极经 $Q_1 \rightarrow Q_3 \rightarrow$ 谐振电路

→ $Q_6 \rightarrow Q_8$, 回到输入负极, i_p 在谐振器件之间呈正弦波增大。

阶段 2 (t_1-t_2): 当 i_p 等于励磁电流 i_{Lm} 时, 变压器二次侧电流降为零, 整流二极管实现零电流关断, 此时 C_o 为负载提供能量。

阶段 3 (t_2-t_3): 关断外管 Q_1 和 Q_8 , 此时 i_p 一方面会对 Q_1 和 Q_8 的寄生电容进行充电, 另一方面 Q_7 和 Q_2 的寄生电容会分别经飞跨电容 C_1 和 C_2 进行放电。待 Q_1 和 Q_8 的寄生电容充电至 $\frac{U_{in}}{2}$ 时, D_5 和 D_8 导通, a 和 b 两点被箝位至中点电位, Q_1 和 Q_8 实现零电压关断, 此时 Q_2 和 Q_7 的寄生电容也会放电至零电压, 为 Q_7 和 Q_2 的零电压开通做好准备。

阶段 4 (t_3-t_4): 关断 Q_3 和 Q_6 , i_p 给 Q_3 和 Q_6 的寄生电容充电, 同时通过 C_3 和 C_4 分别给 Q_5 和 Q_4 的寄生电容放电, Q_3 和 Q_6 近似为零电压关断。 Q_3 和 Q_6 的寄生电容电压上升至 $\frac{U_{in}}{2}$, Q_5 和 Q_4 的寄生电容电压降为零时, 为 Q_5 和 Q_4 零电压开通创造条件。

阶段 5 (t_4-t_5): Q_2 , Q_4 , Q_5 和 Q_7 的寄生电容电压均降为零时, i_p 经 Q_2 , Q_4 , Q_5 和 Q_7 的体二极管回流, 因此这 4 个开关管的 V_{ds} 电压为零, 为后续零电压开通 Q_2 , Q_4 , Q_5 和 Q_7 创造条件。

阶段 6~阶段 10 (t_5-t_{10}): 与阶段 1~阶段 5 类似, 这里不再赘述。

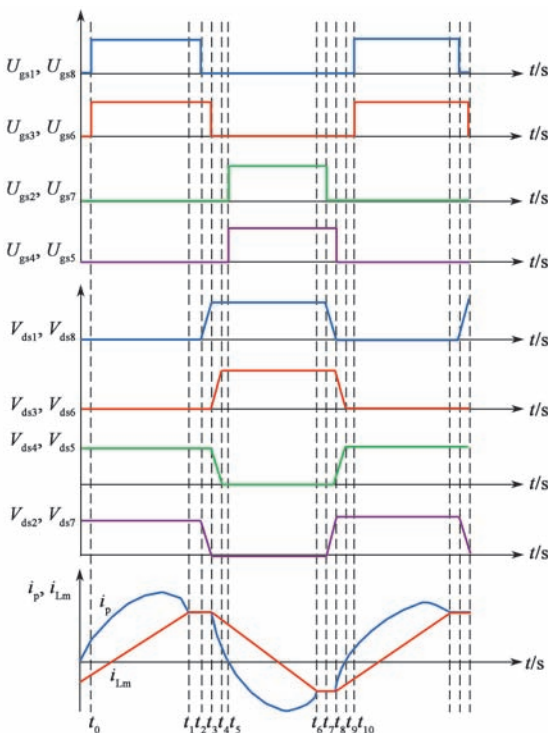


图 3 各阶段主要波形图
Fig. 3 Major waveforms for each stage

2 调制模式及数字化实现

混合调制是在调宽调制和调频调制的基础上衍生的一种新调制策略。本文通过分析调宽调制及调频调制的开关驱动特点, 给出了混合调制方式的具体实现方案, 并对 3 种调制方式的数字化实现方法予以说明。

2.1 调制模式

首先对调宽模式和调频模式的开关状态进行说明。调宽模式下, 各个开关管的频率均为定频调制频率 f_0 , 调宽外管 (Q_1 , Q_2 , Q_7 和 Q_8) 的占空比在最小正占空比 d_0 和最大正占空比 d_1 之间, 且随负载大小动态调整; 内管 (Q_3 , Q_4 , Q_5 和 Q_6) 保持占空比为 50% (不考虑死区)。调频模式下, 外管及内管占空比将固定为 50%, 各外管及内管均进入调频阶段, 频率在调频阶段时的最大开关频率 f_i 和最小开关频率 f_l 之间, 且随负载动态调整。调宽控制模式下, 保持频率不变, 输出增益随着外管占空比的变化而变化, 弥补了变频控制模式下电路增益对高频段频率变化不敏感的缺陷。图 4 和图 5 分别示出调宽模式和调频模式驱动示意。

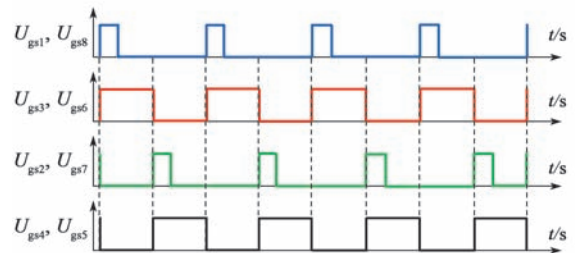


图 4 调宽调制驱动示意
Fig. 4 Driving diagram of width modulation

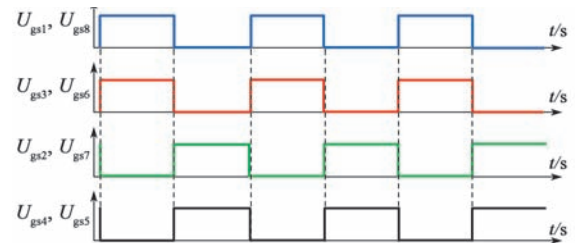


图 5 调频调制驱动示意
Fig. 5 Driving diagram of frequency modulation

混合式调制方式是调宽模式和调频模式的结合, 一方面可以解决轻载时移相调制不能工作在软开状态的问题, 最大程度地实现软开关特性; 另一方面可使 LLC 电路在较小的频率变化范围内得到较大的

电路增益,降低了 LLC 电路的控制难度。当调宽阶段的外管占空比大于 d_1 (为兼顾空载及轻载特性, d_1 取值范围一般为 10%~20%) 或者调频模式下开关管频率小于谐振频率 f_r 时,变换器进入混合调制模式。此模式下,外管一方面起到调节占空比的作用;另一方面,在不考虑死区的条件下,4 个内管占空比保持为 50%,可利用线性插值法计算出 4 个外管不同占空比对应的开关频率,使二者关系满足 $\beta=(50\%-d_1)/(f_0-f_r)$,其中 β 为斜率。可见,混合调制模式下外管的脉冲占空比在 d_1 和 50% 之间且随负载大小调整,所有内外管的频率介于 f_0 与谐振频率 f_r 之间。频率与占空比对应关系如图 6 所示。

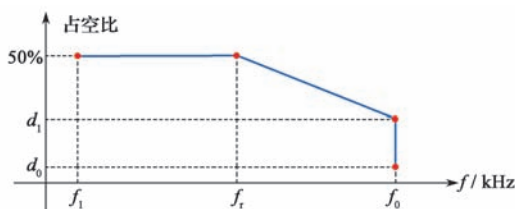


图 6 开关管频率与占空比关系

Fig. 6 Switch frequency and duty-ratio diagram

2.2 数字化实现

控制数字化已成为当前高频电源技术的发展趋势之一。在变频模式下,主电路增益是关于开关管频率 f_s 的函数。当反馈量小于给定量时,通过误差比较,控制器输出量映射至开关管频率,通过减小开关管频率以提高电路增益。同理,当反馈量大于给定量时,通过误差比较后输出至控制器运算,以提高谐振电路开关频率,从而降低电路增益。图 7 示出变频控制模式原理,图中 s 表示对应的 s 域, U_{ref} 为目标电压值。

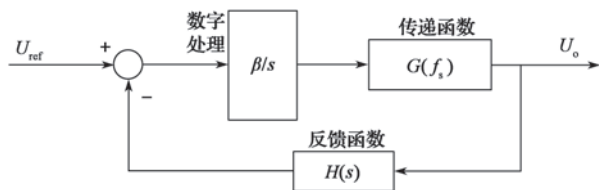


图 7 变频模式控制示意图

Fig. 7 Schematic diagram of frequency modulation mode

在调宽模式中,主电路的内管驱动占空比为 50% (不考虑死区时间),外管驱动正占空比越大,则输出电压增益越大,即调宽模式时,电压增益是关于外管正占空比 d_s 的函数。与上述调频模式类似,当反馈量低于给定量时,增大外管占空比以提升输出增益。反之,当反馈量高于给定量时,减小外管调宽占空比以降低输出增益。调宽模式模型与变频调节模

式相似,其原理如图 8 所示。

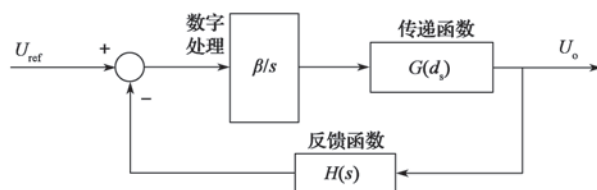


图 8 调宽模型控制示意图

Fig. 8 Width modulation mode control diagram

综合 LLC 变频控制模式与调宽模式,通过一个模式控制选择器,可得混合调制模型(图 9)。

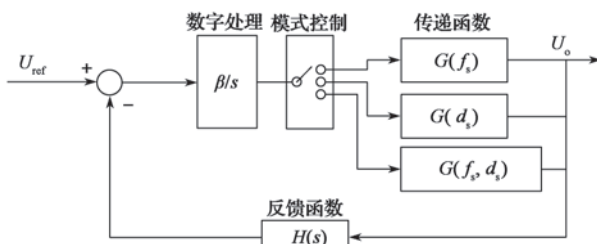


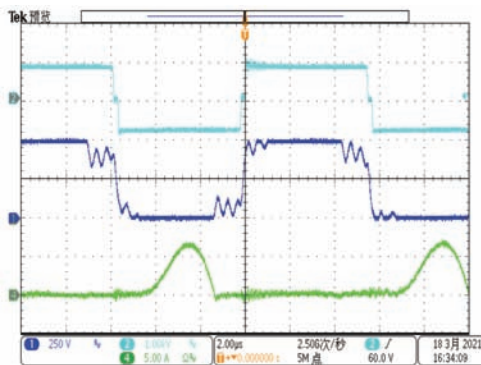
图 9 混合调制控制模型

Fig. 9 Hybrid modulation control model

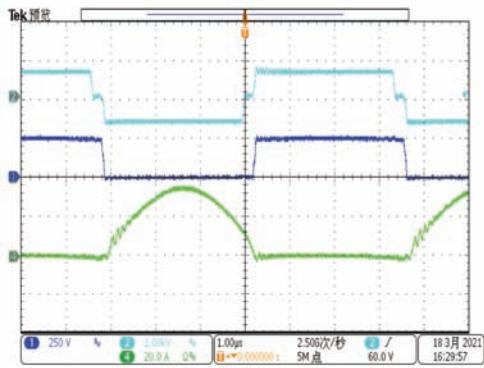
3 实验验证

为了验证本文所提混合控制策略的可行性,本文设计了一种输入电压范围为 650~830 V、输出电压范围为 200~500 V、输出功率为 20 kW 的直流电源模块。实验对比了不同电压输出时逆变管和整流管的开关电压和电流波形以及加载和卸载时的开关电压和电流波形。

图 10 示出 500 V 输出轻载混合调制模式及 250 V 满载调频模式时 LLC 变换器输出波形: 逆变桥臂输出电压 U_{ab} (CH2), 输出整流二极管两端电压 (CH1) 及输出整流二极管电流 (CH4)。可以看出,混合模式和调频模式下, LLC 变换器输出波形量化,且整流二极管实现了 ZCS (零电流关断),其电压应力



(a) 整流管轻载 ZCS 波形



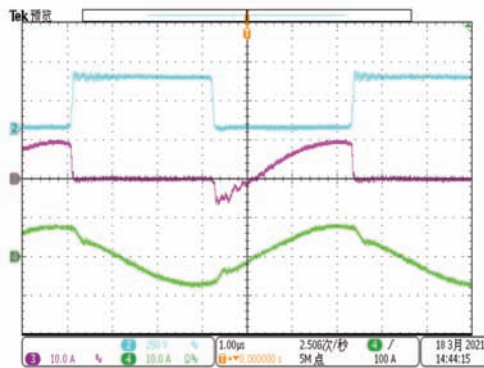
(b) 整流管满载 ZCS 波形

图 10 轻载和满载时整流管 ZCS 波形

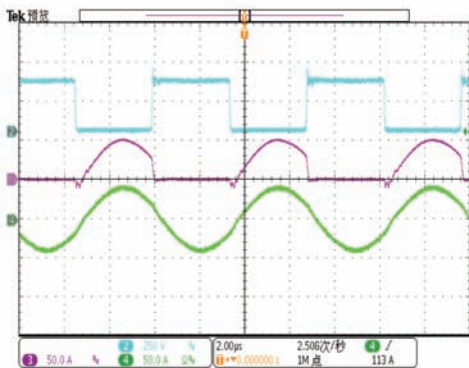
Fig. 10 Rectifier diode ZCS waveforms in the condition of light load and full load

高电平为输出电压幅值。

图 11 示出输出轻载混合调制模式及输出满载调频模式时 LLC 变换器输出波形: 外管 Q_1 的 V_{ds} (CH2)、 i_{ds} (CH3) 以及谐振电路电流 i_p (CH4)。可以看出, 轻载下的混合模式和满载下的调频模式, 外管 Q_1 均可实现 ZVS (零电压开通)。



(a) 外管轻载 ZVS 波形



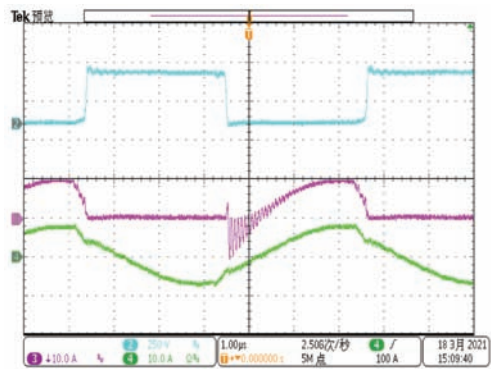
(b) 外管满载 ZVS 波形

图 11 轻载和满载时外管 ZVS 波形

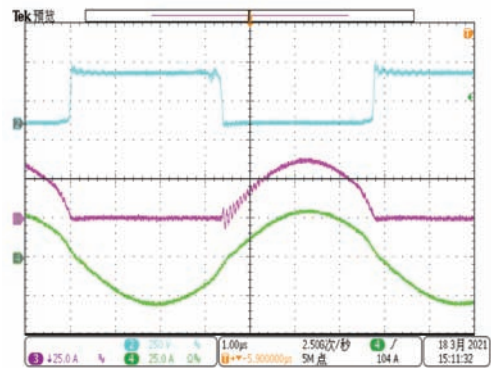
Fig. 11 ZVS waveforms of the outer power switches in the condition of light and full loads

图 12 示出 250 V 输出轻载混合调制模式及 250 V 输出满载调频模式时 LLC 变换器输出波形: 内管 Q_2

的 V_{ds} (CH2)、 i_{ds} (CH3) 以及谐振电流 i_p (CH4)。可以看出, 轻载下的混合模式和满载下的调频模式, 内管 Q_2 均可实现 ZVS。



(a) 内管轻载 ZVS 波形

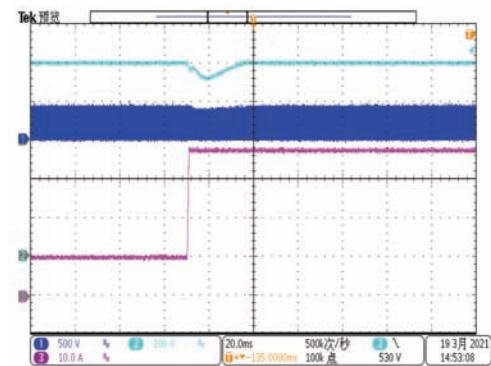


(b) 内管满载 ZVS 波形

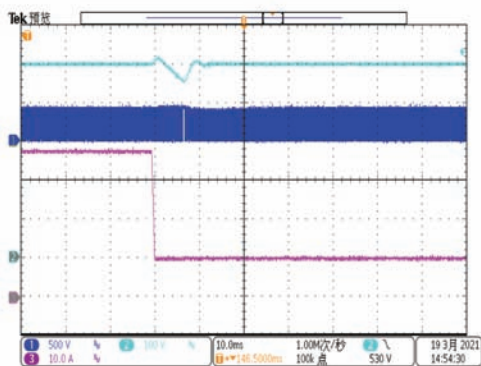
图 12 轻载和满载时内管 ZVS 波形

Fig. 12 ZVS waveforms of the inner power switches in the condition of light load and full load

图 13 示出 500 V 输出轻载混合调制模式与满载调频模式之间相互切换时 LLC 变换器输出波形: 输出电压 (CH2)、输出电流 (CH3) 及开关管 V_{ds} (CH1)。由负载大小变化时两种调制模式切换过程中波形变化情况可以看出, 其输出动态调整速度快, 超调电压小, 表明其可靠性高。



(a) 突加载动态波形



(b) 突卸载动态波形

图 13 切载动态输出电压、电流波形

Fig. 13 Dynamic output voltage and current waveforms

综上所述, 逆变内管和外管在轻载和满载时, 漏源电压 V_{ds} 在开通之前已经降为 0, 实现了零电压开通; 整流二极管在关断前其电流 i_{ds} 也降为 0, 实现了零电流关断。同时, 动态加载及卸载时输出电压超调小, 调节速度快。

4 结语

本文详细介绍了全桥 LLC 三电平谐振变换器的工作原理及工作特性; 结合变频调制模式和调宽调制模式特点, 提出一种混合调制策略, 并给出了具体的数字实现方式; 最后通过试验样机验证了混合调制策略在不同负载、不同输入电压及动态负载变化中的可靠性及稳定性。该混合调制策略具备以下特点:

- (1) 可根据输入输出特性切换调制模式;
- (2) 一定程度提高了轻载下电压增益;
- (3) 逆变管和整流二极管软开关特性较好, 电压应力小;
- (4) 动态调节快, 可靠性高。

后续将针对混合调制时的外管占空比、开关频率与整机效率关系做进一步的研究, 利用小信号数学模型, 以优化输出函数, 实现最优的参数匹配, 进一步提升整机性能。

参考文献:

- [1] 冯兴田, 邵康, 崔晓, 等. 基于多模式切换的宽电压增益 LLC 谐振变换器控制策略 [J]. 电工技术学报, 2020, 35(20): 4350-4360.
FENG X T, SHAO K, CUI X, et al. Control Strategy of Wide Voltage Gain LLC Resonant Converter Based on Multi-Mode Switching[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(20): 4350-4360.
- [2] 周峰武, 张小勇, 饶沛南, 等. LLC 谐振型软开关变换器轻载效率优化控制 [J]. 控制与信息技术, 2018 (4):13-18.

- ZHOU F W, ZHANG X Y, RAO P N, et al. Efficiency Optimization Control Strategy of LLC Resonant Soft-switching Converter at Light Load[J]. Control and Information Technology, 2018(4):13-18.
- [3] 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 C Y, LI X W. Design of a high efficiency hybrid full bridge DC/DC converter[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(14):143-151.
- [4] LIN H P, JIN X G, XIE L, et al. A new variable-mode control strategy for LLC resonant converters operating in a wide input voltage range[J]. Frontiers of Information Technology & Electronic Engineering, 2017,18 (3):410-422.
- [5] TONG J, LI F C, LI X, et al. Loss Analysis and Optimization Design of Half-Bridge LLC Resonant Converter[C]//2019 the 5th International Conference on Electrical Engineering, Control and Robotics (EECR 2019). Guangzhou, China: IOP, 2019.
- [6] SINGH A, DAS P, PANDA S. Analysis and Design of SQR-Based High-Voltage LLC Resonant DC-DC Converter[J].IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(6): 4466-4481.
- [7] BEIRANVAND R. 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.
- [8] 陶文栋, 王玉斌, 张丰一, 等. 双向 LLC 谐振变换器的变频-移相控制方法 [J]. 电工技术学报, 2018, 33(24): 222-229.
TAO W D, WANG Y B, ZHANG F Y, et al. Pulse Frequency Modulation and Phase Shift Combined Control Method for Bidirectional LLC Resonant Converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(24): 222-229.
- [9] 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.
LI J, RUAN X B. Hybrid Control Strategy of Full Bridge LLC Converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(4): 72-79.
- [10] GUO Z, SHA D, LIAO X. Hybrid Phase-Shift-Controlled Three-Level and LLC DC-DC Converter With Active Connection at the Secondary Side[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(6): 2985-2996.
- [11] 冯子秋, 迟颂. 双向全桥 DC/DC 变换器移相优化的扩展双重移相控制 [J]. 电气传动, 2019, 49(7): 25-31.
FENG Z Q, CHI S. Optimized Strategy Based on Bidirectional Inner Phase Shifts of Bi-directional Dual-active-bridge DC-DC Converters with Extending Dual-phase-shifting Control[J]. Electric Drive, 2019, 49(7): 25-31.
- [12] 孙凯, 陈欢, 吴红飞. 面向储能系统应用的隔离型双向 DC-DC 变换器 分析方法与控制技术综述 [J]. 电工电能新技术, 2019, 38(8):1-9.
SUN K, CHEN H, WU H F. A review of analysis method and control technology for isolated bidirectional DC-DC converter used in energy storage systems[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2019, 38(8): 1-9.
- [13] 王志刚, 董长城, 侯凯, 等. 全桥 LLC 电路时域模型及其分析 [J]. 电力系统自动化, 2018, 42 (20): 144-149, 170.
WANG Z G, DONG C C, HOU K, et al. Time Domain Model of Full Bridge LLC Circuit and Its Analysis[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42 (20): 144-149, 170.