

# 基于复合控制的 LLC 谐振变换器轻载纹波优化

陈天锦,曹亚,曹智慧,刘向立,刘天强,边慧萍,蔡思淇

(许继电源有限公司,河南 许昌 461000)

**摘要:**为提高 LLC 谐振变换器输出电压稳定性,改善轻载工况下输出电压纹波,提出了一种复合控制策略以实现全桥 LLC 变换器全负载范围的稳定电压输出。此种控制策略混合了有限双极性 PWM 控制与 PFM 控制,轻载时采用有限双极性 PWM 控制模式,重载时采用 PFM 控制模式,以此实现零电压开关,有效提高了 LLC 谐振变换器的效率,使得输出纹波大大减小。最后,通过实验验证了分析的正确性以及所提复合控制策略的有效性。

**关键词:**有限双极性;LLC 谐振变换器;纹波;零电流零电压开关

**中图分类号:** TM46

**文献标识码:** A

**DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed22371

## LLC Resonant Converter Light Ripple Optimization Based on Composite Control

CHEN Tianjin, CAO Ya, CAO Zhihui, LIU Xiangli, LIU Tianqiang, BIAN Huiping, CAI Siqi

(Xuji Power Co., Ltd., Xuchang 461000, Henan, China)

**Abstract:** In order to improve the output voltage stability of LLC resonant converter and improve the output voltage ripple under light load condition, a compound control strategy was proposed to achieve stable voltage output in full load range of full bridge LLC converter. This control strategy was a mixture of finite bipolar PWM control and PFM control. Under light load, the limited bipolar PWM control mode was adopted, while under heavy load, PFM control mode was adopted to realize zero voltage switch, which effectively improved the efficiency of LLC resonant converter and greatly reduced the output ripple. Finally, the correctness of the analysis and the effectiveness of the proposed control strategy were verified by experiments.

**Key words:** finite bipolarity; LLC resonant converter; ripple; zero current zero voltage switch

随着 LLC 谐振变换器的研究和发展,该电路在拓扑结构、变换效率、功率密度、器件开关等方面优势更加明显,应用范围越来越广,例如燃料电池、直流微电网等领域<sup>[1-3]</sup>。脉冲频率调制(pulse frequency modulation, PFM)是一种常用的 LLC 变换器调制策略,但该调制策略下输出电压范围受到限制,为达到宽范围输出的目的,还需采用其他办法。

第一类方法是优化电路的参数或者拓扑结构,从而改善变换器输出电压的范围,例如提高谐振电感与励磁电感比值;增加 LC 并联谐振电路使其在并联谐振点附近能输出低电压;控制开关管使得整流器进行全桥与半桥模式的切换<sup>[4-6]</sup>。第二类方法是优化 LLC 变换器调制策略,将 PFM

调制与其他调制策略相结合,常见的有移相控制(phase shift modulation, PSM)、突发控制(burst mode control, BMC)以及脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)。文献[7]介绍了一种 PFM 控制输出电压、PSM 进行补偿的方式,以实现 LLC 变换器并联时的均流控制。文献[8]中提到的 PFM 与 PSM 相结合的方式实现了全范围软开关和宽电压范围工作。文献[9-10]介绍了 PFM 与 PWM 结合的调制方式实现方法,但该方式会引入开关管发热不均衡的问题。

结合以上分析,本文提出了一种新型的 PWM 与 PFM 复合控制策略,即将有限双极性 PWM 控制的 ZVZCS 优势引入到 LLC 控制中,在轻载时采用 PWM 控制模式,在重载时采用 PFM 控制模式,

**基金项目:**国家重点研发计划项目(2016YFB0400405)

**作者简介:**陈天锦(1973—),男,硕士,高级工程师,Email:chentianjindy@126.com

从而在轻载和满载范围内均实现了对输出电压的稳定控制,并保证开关器件可以实现软开关,有效提高了 LLC 谐振变换器的效率。论文详细阐述了其工作原理,分析了其增益特性,进而描述了有限双极性 PWM 控制与 PFM 控制的复合控制策略的实现方法,最后在 20 kW 充电机上进行了验证。

### 1 LLC 谐振变换器工作原理

图 1 为全桥 LLC 谐振变换器的基本原理图。 $Q_1\sim Q_4$  四个功率管(内含续流二极管)构成一个全桥电路, $C_1\sim C_4$  为等效结电容。谐振电感  $L_r$ 、谐振电容  $C_r$  和变压器励磁电感  $L_m$  构成 LLC 谐振网络。谐振网络连接在全桥的输出  $A, B$  两点之间,输出侧采用四个二极管组成全桥整流电路,将高频交流转换为直流输出电压。

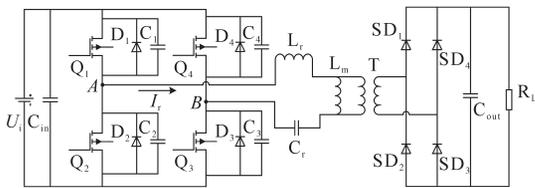


图 1 LLC 谐振变换器基本原理图

Fig.1 Schematic diagram of LLC resonant converter

在低输出电压或轻载时, LLC 谐振变换器的高频段特性较为平坦,为防止输出电压过高,通常控制变换器工作在间歇模式,通过控制变换器的启停工作从而实现低输出电压的控制。然而间歇工作模式输出纹波通常较大,从而恶化了输出电压质量、加重了滤波电容负担。为解决该问题,通常在传统 PFM 控制基础上叠加 PWM 控制,组成复合控制系统。PWM 控制方式分为对称控制和不对称控制两种,驱动波形如图 2 所示。

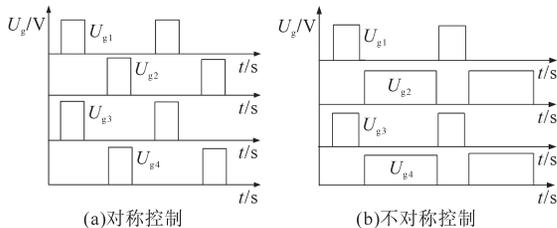


图 2 驱动波形示意图

Fig.2 Schematic diagram of driving waveforms

图 2 中  $U_{g1}\sim U_{g4}$  分别为  $Q_1\sim Q_4$  的驱动电压波形。对称控制时,上下管导通时间相同,严格对称,电路无偏磁,但无法确定死区时间,无法保障开关管零电压开关。不对称控制时,上下管导通

时间不同,变压器存在直流偏磁,变化时容易进入饱和状态。

为解决该问题,本文引入了有限双极性控制策略,即采用 PWM 控制方式时,既要求上下管严格对称工作,防止变压器偏磁,又要利用对管不对称控制来实现软开关。图 3 为有限双极性控制策略下  $Q_1\sim Q_4$  的驱动波形及主要电压电流变化,其中  $g_1$  和  $g_2$  为脉宽可调的定频调宽脉冲; $g_3$  和  $g_4$  为互补带死区的方波,频率和脉宽固定。 $g_1$  和  $g_3$ ,  $g_2$  和  $g_4$  的上升沿分别保持一致。 $U_{ab}$  为加在谐振腔两端的电压, $I_r$  为谐振腔电流, $U_{c1}, U_{c3}$  分别为开关管  $Q_1, Q_3$  的漏源极电压。

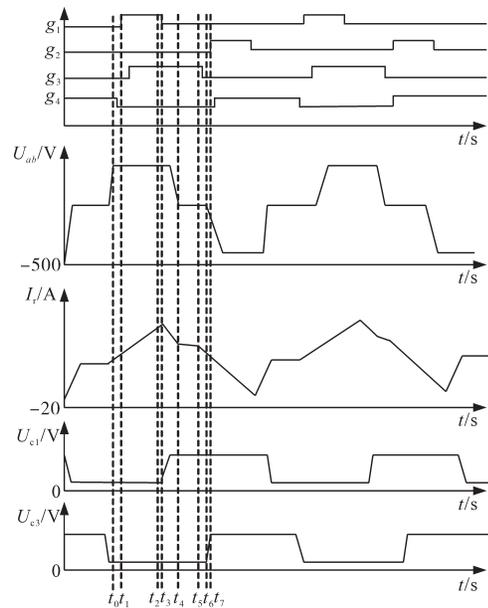


图 3 有限双极性 PWM 控制 LLC 变换器工作波形

Fig.3 Operating waveforms of LLC converter controlled by finite bipolar PWM

由图 1、图 3 可分析电路工作过程如下:

1) 工作模式 1 [ $t_0, t_1$ ]:  $t_0$  时刻,  $Q_1$  和  $Q_3$  同时导通,由于开通时刻  $U_{c1}$  和  $U_{c3}$  均为 0, 开关管实现 ZVS 导通。谐振电流  $I_r$  处于反向流通状态,谐振电流经过  $Q_1$  和  $Q_3$  返回母线,由于谐振电流小于励磁电流,有部分电流流入变压器,整流侧两个二极管导通。

2) 工作模式 2 [ $t_1, t_2$ ]: 在  $t_1$  时刻,谐振电流降至 0 并开始反向增大,流向是从功率管  $Q_1$  到谐振电感  $L_r$ 、变压器、功率管  $Q_3$ , 在  $t_2$  时刻之前,功率从原边流向副边,流入变压器的电流也开始增加,导致变压器原边电压被钳位,励磁电感不参与谐振过程。

3) 工作模式 3 [ $t_2, t_3$ ]:  $t_2$  时刻,  $Q_1$  关断,谐振电

流 $I_r$ 流过 $C_1$ (充电)和 $C_2$ (放电)继续按照原方向流动,母线会补充一部分谐振电流帮助 $C_1$ 和 $C_2$ 换流, $C_2$ 经过一段时间的放电,在 $t_3$ 时刻 $C_2$ 上电压降为0。

4)工作模态4 $[t_3, t_4]$ : $C_1$ 和 $C_2$ 换流完成后,谐振腔不再从母线汲取能量,谐振电流 $I_r$ 一部分循环在谐振腔,一部分提供给变压器,谐振电流流过谐振腔后,从 $Q_2$ 的体二极管续流,谐振电流不断减小。

5)工作模态5 $[t_4, t_5]$ : $t_4$ 时刻后,谐振电流 $I_r$ 和变压器的励磁电流 $I_m$ 相等,整流二极管零电流关断,输出端与原边回路脱开,励磁电感不再受输出电压的钳位,开始参与到谐振腔进入到LLC三谐振状态。该模态中谐振频率为

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m) \cdot C_r}} \quad (1)$$

一般情况下,励磁电感的电感量 $L_m$ 是谐振电感电感量 $L_r$ 的5~6倍,谐振周期明显变长,可近似认为谐振电流 $I_r$ 在这个阶段保持不变。在此阶段,负载完全依靠输出滤波电容来提供能量。

6)工作模态6 $[t_5, t_6]$ : $t_5$ 时刻, $Q_3$ 管关断,逆变器进入死区换流状态, $C_3$ 和 $C_4$ 在谐振电流的带动下开始换流,超前臂开关管结电容 $C_1$ 和 $C_2$ 在 $Q_1$ 关断时已经完成换流,在 $t_4$ 时刻,逆变器的两个桥臂全部换流完成,为ZVS创造条件,其中 $C_3$ 的换流路径为 $C_3$ — $D_2$ —谐振腔— $C_3$ , $C_2$ 的换流路径为 $C_2$ —母线— $D_2$ —谐振腔— $C_4$ 。

7)工作模态7 $[t_6, t_7]$ : $t_6$ 时刻之后,逆变器所有MOS管换流完成,谐振电流经续流二极管 $D_2$ 和 $D_4$ 流入母线,直到 $t_7$ 时刻, $Q_2$ 和 $Q_4$ 开通。

变换器后半周期工作模态与前半个周期类似,只是电流方向改变。

## 2 基于复合控制的LLC谐振变换器纹波改善技术

### 2.1 谐波变换器特性分析

谐振网络交流等效电路如图4所示。其中 $U_{AB}^F$ 为 $A, B$ 两点间的基波电压, $U_{eq}^F$ 为变压器副边折算回原边的基波电压。

$$U_{eq}^F = 4n \frac{U_0}{\pi} \sin(2\pi f_s t - \gamma) \quad (2)$$

式中: $n$ 为变压器原副边变比; $f_s$ 为LLC谐振变换器工作频率; $\gamma$ 为谐振电流与输入交流电压之间的相位差。

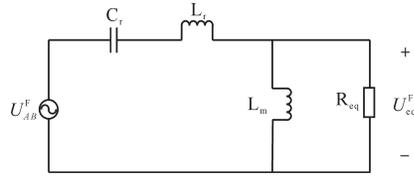


图4 LLC谐振变换器的FHA等效电路

Fig.4 FHA equivalent circuit for LLC resonant converter

采用有限双极性PWM控制方式时, $A, B$ 两点间电压波形如图5所示。忽略死区时间,由傅里叶分解得 $A, B$ 两点间的电压基波分量为

$$U_{AB}^F = 4 \frac{U_{dc}}{\pi} \sin(\pi D) \sin(2\pi f_s t) \quad (3)$$

式中: $D$ 为超前桥臂占空比。

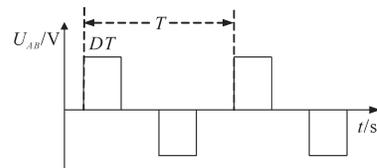


图5 谐振网络输入电压波形

Fig.5 Input voltage waveform of resonant network

由文献[2]可知,谐振腔的直流增益为

$$M = \left| \frac{U_{AB}^F}{U_{eq}^F} \right| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{k} - \frac{1}{f_n^2 k}\right)^2 + Q^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2}} \quad (4)$$

其中

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

$$k = \frac{L_m}{L_r} \quad Q = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_{eq}}$$

式中: $f_r$ 为电容 $C_r$ 与电感 $L_r$ 的谐振频率; $f_n$ 为频率归一化参数; $k$ 为电感比例系数; $Q$ 为电路的品质因数。

根据上述公式,可得到LLC谐振变换器在定频调宽段输入输出增益特性:

$$M(D) = \frac{U_o}{U_i} = \frac{\sin(\pi D)}{n} M \quad (5)$$

图6为 $Q=0.1393$ 时变换器增益随占空比的变化曲线,在要求的占空比20%~50%之间,LLC谐振变换器在打嗝频率处的增益被有效细化,增益特性有明显改善,而且仿真和实验增益曲线较好地吻合了FHA分析的结果。

要实现ZVS,必须在开关过程中对开关管寄生电容 $D_1$ ~ $D_4$ 进行充放电。逆变器ZVS的实现必须在变换器的死区时间 $T_d$ 内完成,所以驱动电路

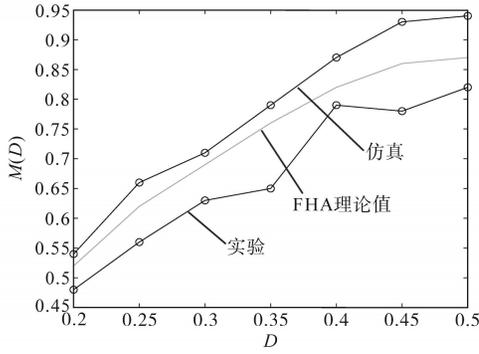


图6 实验、仿真与理论分析增益曲线

Fig.6 Gain curves of experiment, simulation and theoretical analysis

必须设置合理的死区时间。

由于工作在感性区,谐振网络的输入电流总是滞后于开关节点的电压,当超前臂关断时,仍有母线电流流入谐振网络,给超前臂开关管寄生电容充放电,所以超前臂ZVS相对容易实现。当滞后臂关断时,依靠关断时刻剩余的谐振电流,给滞后臂开关管寄生电容充放电,这种情况下,要实现ZVS,滞后臂关断时刻的谐振电流必须大于在死区时间内完成对滞后臂  $C_{ZVS}$  充放电的最小电流,即

$$I_{ZVS} = \frac{1}{L_m} \cdot U_o \cdot D \cdot \frac{T_s}{2} > (C_3 + C_4) \cdot U_{dc} / T_d \quad (6)$$

式中:  $U_o$  为输出电压;  $D$  为超前臂占空比;  $T_s$  为工作周期;  $U_{dc}$  为母线电压。

若式(6)中  $T_d$  为 350 ns, 带入后可得  $D > 20.44\%$ , 则超前臂有效占空比(刨去上升时间)不小于 20%。

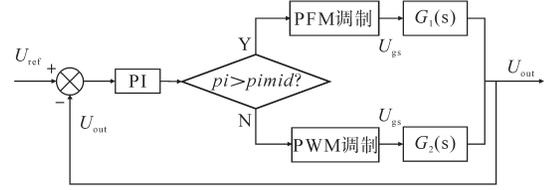
### 2.2 复合控制策略的原理及实现

LLC谐振变换器采用变频+有限双极性PWM的复合控制策略,借助有限双极性控制可以实现变频模式和PWM模式的无缝切换。图7a为该复合策略控制框图,其中  $G_1(s)$ ,  $G_2(s)$  分别为两种调制方式下主电路传递函数。变换器工作频率与对应PI输出的曲线如图7b所示,分为PWM模式、变频模式两段,  $pi$  为PI环节输出值,  $pi_{mid}$  为模式发生变化时对应值,  $pi_{max}$  为PI环节输出的最大值。

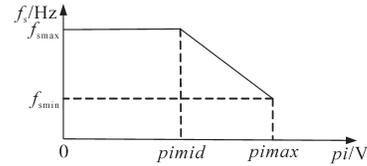
1)  $0 < pi < pi_{mid}$ , 对应PWM控制模式。变换器工作在最高开关频率,超前臂占空比从 20% 到 50% 变化。

2)  $pi_{mid} < pi < pi_{max}$ , 对应变频模式,变换器满占空比工作,开关频率从  $f_{smin}$  到  $f_{smax}$  变化。

该复合控制模式可以有效地无缝衔接PWM



(a)复合控制LLC变换器控制框图



(b)复合控制时,LLC变换器工作频率与环路输出对应曲线

图7 复合策略实现过程

Fig.7 Composite policy implementation process

段和变频段,不仅可以在稳态时改善输出纹波,启动时也可以从最大频率点缓慢打开占空比,有效降低启动电流冲击。

## 3 实验结果与分析

### 3.1 实验平台搭建

为验证上文提出的 LLC 谐振变换器复合控制策略在实际应用中的有效性,根据控制策略研究 ZCZ43 整车充电模块,搭建试验样机,如图 8 所示,此模块中 LLC 谐振变换器部分电路使用 MOSFET 型号为 C2M0040120D,二极管型号为 C4D120D,谐振电感值为 34  $\mu$ H。样机技术参数如下:额定输入电压 AC 380 V(三相三线制),电网频率(50  $\pm$  1)Hz,输出电压调节范围 DC 200 ~ 750 V,额定输出电压 750 V,输出电压纹波系数  $\leq 1\%$ ,稳压精度  $\leq \pm 0.5\%$ 。通过该实验平台测量 LLC 变换器开关管电压电流波形变化及不同负载切换时输出电压纹波等波形,分析软开关的实现和不同控制策略对纹波的影响。

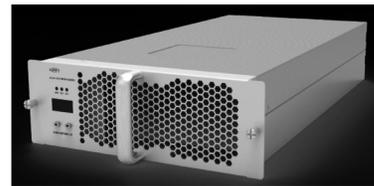


图8 ZCZ43 整车充电模块

Fig.8 ZCZ43 vehicle charging module

### 3.2 实验结果分析

图9给出了变换器的实验波形,在图9a中由上至下分别为  $Q_1$  管驱动、 $Q_3$  管驱动,原边谐振电流和全桥电路的输出电压波形;图9b和图9c中分别为滞后臂和超前臂的驱动和漏源极电压。

可以看出,有限双极性控制LLC变换器可以很好地实现下管即超前臂的零电压开通,由于占空比有些临界,上管即滞后臂处于ZVS的边缘,即上管开通时,恰好漏源极电压过零,与前面分析一致。同时由于回路中有分布参数存在,在超前臂换流完成之后的LLC三谐振状态中,谐振电流有些许震荡,但是整体趋势和仿真是一样的,这一段时间内,谐振电流有效值变化不大,同时,副边二极管实现了零电流关断。

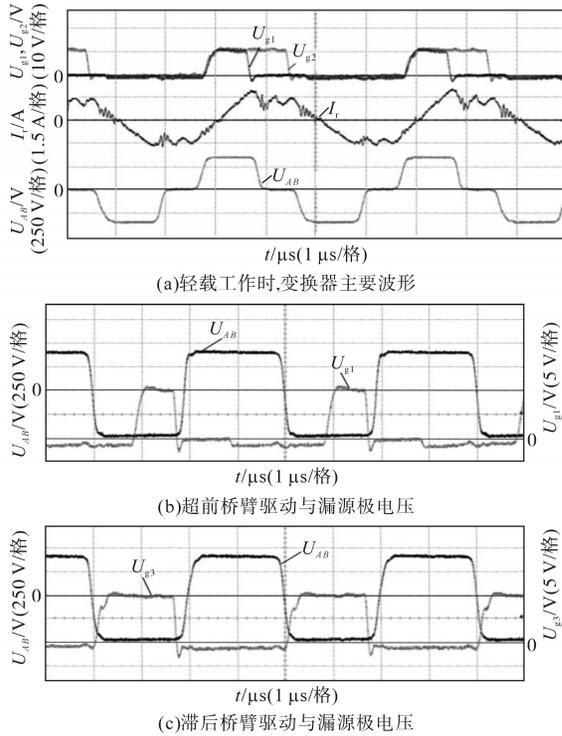


图9 轻载时主要工作波形  
Fig.9 Main operating waveforms under light load

图10为改进前和改进后的轻载电压纹波,改进前,LLC谐振变换器处于驱动不连续的满占空比打嗝状态,改进后,这个问题得到了有效改善,在同样的轻载条件下,LLC谐振变换器驱动已经连续,处于PWM工作模式。表1为改进前后输出电压稳压精度及纹波系数比较,设定相同的输出电压与基准电压,改进前纹波峰峰值为6.4V,改进后纹波峰峰值为2.4V,由表1可知改进前纹波系数不满足实验指标要求,采用复合控制后纹波峰值系数明显下降,仅为之前的38%,能将纹波系数降到1%以下。改进前后稳压精度均满足指标要求,且改进后的控制方式稳压精度更小。实验结果表明,这种PWM控制方式有效改善了高频增益特性,降低了纹波。

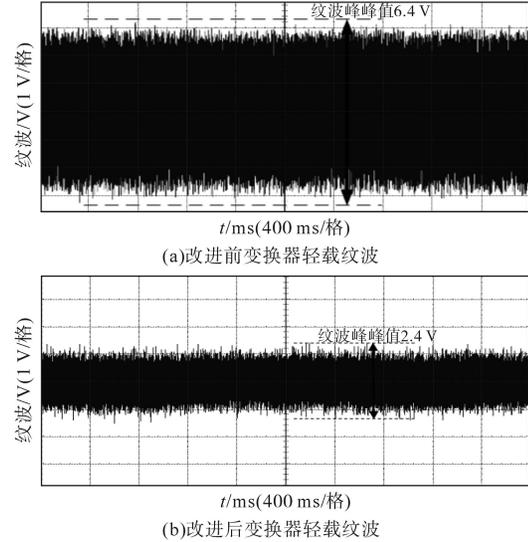


图10 改进前后变换器轻载时的纹波  
Fig.10 Ripple effects of improved front and rear converters under light load

表1 轻载时改进前后输出电压比较

Tab.1 Comparison of output voltages before and after improvement under light load

	输出电压/ V	基准电压/ V	纹波峰峰值/ V	稳压精/ %	纹波峰值 系数/%
改进前	476.04	475	6.4	0.219	1.350
改进后	475.64	475	2.4	0.135	0.505

图11为LLC的电压动态波形。采用复合控

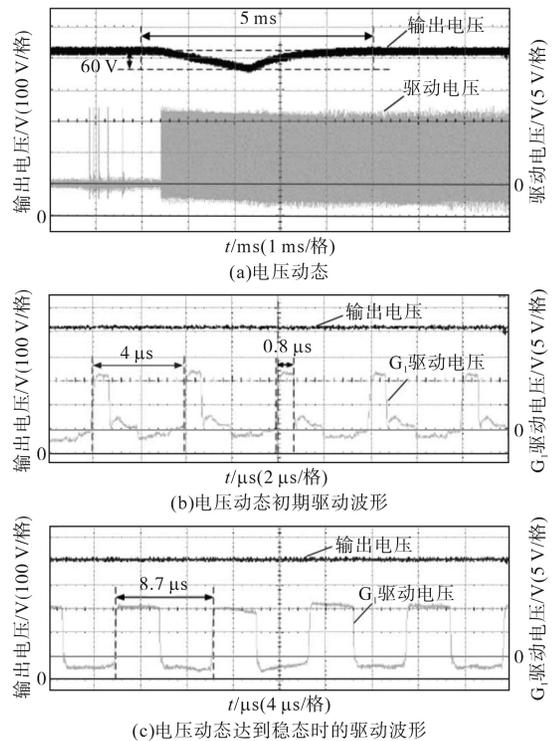


图11 电压动态波形  
Fig.11 Voltage dynamic waveforms

制,变换器从动态开始到结束只有5 ms,且电压跌落60 V后回升过程中无超调,驱动也由低占空比小增益逐步过渡到低频高增益,中间过程无任何异常,验证了复合控制的有效性和可行性。

## 4 结论

本文提出了一种复合控制策略以实现全桥LLC变换器全负载范围的稳定电压输出。此种控制策略混合了有限双极性PWM控制与PFM控制模式,轻载时采用有限双极性PWM控制模式,可以有效改善LLC谐振变换器的高频增益特性,使得输出纹波大大减小;输出功率较大时采用PFM控制模式,两种控制方式相结合并随着输出功率变化无缝切换,使得变换器在轻载至满载范围内皆能够保持变换器的输出电压稳定性和高性能。搭建了全桥LLC变换器的实验样机,通过样机实验验证了所述方法的有效性与分析的正确性。

### 参考文献

- [1] 李浩昱,李振伟,赵雷,等. 宽输入LLC谐振变换器多电平控制策略[J]. 电工技术学报, 2017, 32(4): 48-57.
  - [2] 雷志方,汪飞,高艳霞,等. 面向直流微网的双向DC-DC变换器研究现状和应用分析[J]. 电工技术学报, 2016, 31(22): 137-147.
  - [3] 石林,刘邦银,段善旭. 一种基于Burst-PWM混合控制的
- ~~~~~
- [6] F Du, J Yu, M X Li, *et al.* Modeling and simulation of metro DC traction system with different motor driven trains[C]//AP-PEEC2010, Chengdu, 2010.
  - [7] 龚孟荣. 地铁供电系统设计及仿真研究[D]. 成都:西南交通大学, 2013.
  - [8] 叶兰兰,邹凯,宋立. 城市轨道交通超级电容储能装置控制策略[J]. 都市快轨交通, 2017, 30(5): 118-122.
  - [9] 饶沛南. 大功率交流传动机车牵引变流器的研究与开发[D]. 成都:西南交通大学, 2011.
  - [10] 韩啸,高强,寇佳宝,等. 负载换流逆变器驱动同步电机能量回馈的研究[J]. 电气传动, 2018, 48(1): 13-18.
  - [11] 叶飞. 基于地铁列车制动能量回馈装置的能量管理系统[J]. 城市轨道交通研究, 2017, 20(3): 46-50.
  - [12] 钟春波,田联房,王孝洪,等. 基于PWM整流器的电梯能量

LLC谐振变换器宽电压范围输出策略[J]. 电工技术学报, 2019, 34(22): 4772-4780.

- [4] 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.
- [5] Mishima T, Mizutani H, Nakaoka M. A sensitivity improved PFM LLC resonant full-bridge DC-DC converter with LC ant resonant circuitry[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(1): 310-324.
- [6] Shang Ming, Wang Haoyu. A LLC type resonant converter based on PWM voltage quadrupler rectifier with wide output voltage[C]//2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Tampa, FL, USA, 2017: 1720-1726.
- [7] 赵清林,刘会峰,袁精,等. 基于移相补偿的全桥LLC谐振变换器交错并联技术[J]. 电工技术学报, 2018, 33(12): 2777-2787.
- [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): 5856-5863.
- [9] Ryu S H, Kim D H, Kim M J, *et al.* Adjustable frequency-duty-cycle hybrid control strategy for full-bridge series resonant converters in electric vehicle chargers[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(10): 5354-5362.
- [10] Kim B C, Park K B, Moon G W. Asymmetric PWM control scheme during hold-up time for LLC resonant converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(7): 2992-2997.

收稿日期:2020-09-01

修改稿日期:2020-11-11

(上接第33页)

- [6] F Du, J Yu, M X Li, *et al.* Modeling and simulation of metro DC traction system with different motor driven trains[C]//AP-PEEC2010, Chengdu, 2010.
- [7] 龚孟荣. 地铁供电系统设计及仿真研究[D]. 成都:西南交通大学, 2013.
- [8] 叶兰兰,邹凯,宋立. 城市轨道交通超级电容储能装置控制策略[J]. 都市快轨交通, 2017, 30(5): 118-122.
- [9] 饶沛南. 大功率交流传动机车牵引变流器的研究与开发[D]. 成都:西南交通大学, 2011.
- [10] 韩啸,高强,寇佳宝,等. 负载换流逆变器驱动同步电机能量回馈的研究[J]. 电气传动, 2018, 48(1): 13-18.
- [11] 叶飞. 基于地铁列车制动能量回馈装置的能量管理系统[J]. 城市轨道交通研究, 2017, 20(3): 46-50.
- [12] 钟春波,田联房,王孝洪,等. 基于PWM整流器的电梯能量

回馈系统的研究[J]. 电测与仪表, 2010, 47(10): 68-72.

- [13] 高博. 基于逆变回馈的地铁再生制动能量回收方案研究[D]. 石家庄:石家庄铁道大学, 2018.
- [14] 申正超,潘育山,刘炜,等. 地铁供电系统继电保护整定研究[J]. 电工技术, 2019(19): 54-56.
- [15] 陈小立. 地铁供电系统的可靠性与安全性分析[J]. 自动化应用, 2018(6): 145-146.
- [16] 曾德容,何正友,于敏. 地铁牵引变电所可靠性分析[J]. 铁道学报, 2008, 30(4): 22-27.
- [17] 刘卓,王胜利. 地铁35kV交流供电系统电流选跳保护的探讨[J]. 现代城市轨道交通, 2011, 8(2): 43-44.

收稿日期:2020-05-11

修改稿日期:2020-06-23