

基于国产嵌入式芯片的全数字控制轨道交通 高压直流 LLC 电源研究

薛宏全¹ 常江龙¹ 李嘉诚¹ 王雷雷²

(1. 中车南京浦镇车辆有限公司, 210031, 南京;

2. 南京华士电子科技有限公司, 210016, 南京)

摘要 [目的]采用高效率 LLC(电感、变压器、电容)拓扑结构的高压直流电源在轨道交通领域应用广泛。但由于 LLC 电路的变频控制特性,难以实现全数字化,且国产化研究滞后,故有必要开展相关研究。[方法]基于上海先楫半导体科技有限公司(以下简称“先楫”)HPM6300 系列的全数字控制 LLC 高压电源电路,采用一次谐波近似法分析并建立电路模型;分析了电路系统程序的控制流程;通过搭建功率为 1.5 kW 的原理样机,进行试验验证。[结果及结论]证实了采用国产先楫嵌入式控制芯片 HPM6300 MCU(微控制单元)来搭建 LLC 试验样机,并通过 PFM(脉冲频率调制)+PWM(脉冲宽度调制)混合控制能够实现宽范围输入,能快速稳定电压输出,后续可采用不同的控制方式,在结构上进行改变,以实现宽范围输入。

关键词 轨道交通; 高压直流电源; LLC 谐振变换器; 一次谐波近似法

中图分类号 U223.5

DOI:10.16037/j.1007-869x.2024.05.001

Research on Full Digital Control High-voltage Direct Current LLC Power Supply for Rail Transit Based on Domestic Embedded Chips

XUE Hongquan¹, CHANG Jianglong¹, LI Jiacheng¹,
WANG Leilei²

(1. CRRC Nanjing Puzhen Co., Ltd., 210031, Nanjing, China; 2. Nanjing Huashi Electronic Technology Co., Ltd., 210016, Nanjing, China)

Abstract [Objective] High-efficiency LLC (logic link control of) topology high-voltage direct current power supplies are widely used in the field of rail transit. However, due to the variable frequency control characteristics of LLC circuits, achieving full digitalization is challenging, and research on domestication lags behind. Thus it is necessary to carry out relevant research. [Method] Based on the HPM6300 series of full digital control LLC high-voltage power supply circuits from Shanghai Xianji Semiconductor Technology Co., Ltd. (hereinafter referred to as 'Xianji'), an analysis is conducted using

the primary harmonic approximation method to establish a circuit model. The control flow of the circuit system program is analyzed. Experimental verification is performed by constructing a prototype with a power of 1.5 kW. [Result & Conclusion] The experimental results confirm that using the domestic Xianji embedded control chip HPM6300 MCU to build an LLC test prototype, and through PFM + PWM hybrid control, wide-range input can be achieved, and voltage output can be quickly stabilized. Different control methods can be adopted in the future, to achieve wide-range input with structural changes.

Key words rail transit; high-voltage DC power supply; LLC resonant converter; primary harmonic approximation method

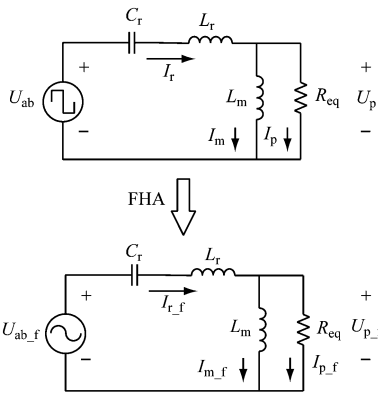
高压直流电源是轨道交通中使用的关键部件之一。电源本体全数字控制有利于提升信息化水平,对牵引变流等系统的安全性和可靠性提升意义重大。此外,包含控制器在内的高压直流电源全国产业化是当前重要的发展趋势。为适应轨道交通轻量化、小型化、高效率的设计理念,可将碳化硅器件应用于高压直流电源,且基于其耐高频特性,在 LLC(电感、变压器、电容)谐振变换器中有优异的使用效果。LLC 谐振变换器具有结构简单、高频、高效等优点,是高压直流电源的优秀拓扑之一。文献[1]研究 LLC 谐振变换器采用 PFM(脉冲频率调制),输入范围较小,且不考虑轻载或空载状态。文献[2-4]在频率改变范围较大时,控制方式较多用变频-移相混合控制,在 PS(移相控制)时,由于会有较大的谐波分量,使用一次谐波近似法会产生较大误差,而采用时域分析法。文献[5-6]中分析了谐振变换器中寄生参数影响输入-输出电压增益特性曲线,在量纲一化频率远大于 1,会导致增益随频率的增大而增大。上述文献分析了 LLC 谐振变换器在调频率和移相控制混合控制模式克服电压增益

失效,并且讨论了在移相控制下,分析不同时刻电路的工作状态。总的来说,由于 LLC 变频控制的复杂性及其宽频率变化范围,全数字控制实现难度大。现有产品和研究大多仍基于模拟控制方式实现。本文基于上海先楫半导体科技有限公司(以下简称“先楫”)的 HPM6300 MCU(微控制单元)系列嵌入式芯片,实现了一种采用 PFM-PWM(脉冲频率调制-脉冲宽度调制)复合控制策略的轨道交通全数字控制高压直流电源,能够全范围实现 ZVS(零电压开关),以提高电路的效率。

1 LLC 谐振变换器原理

1.1 基于基波分析法的等效电路模型

FHA(基于基波分析)法的全桥 LLC 变换器等效电路模型如图 1 所示。该模型分 3 个部分,将方波发生电路包括输入电压、开关网络等效为 U_{ab_f} ,中间是由电感 L 和电容 C 组成的谐振网络部分,将谐振网络后级部分包含变压器、整流滤波网络以及输出负载等效为 R_{eq} ,输出端的电压为 U_{p_f} ,谐振腔电流为 I_{r_f} ,励磁电感电流 I_{m_f} 。



注: L_r 为谐振电感; C_r 为谐振电容; L_m 为励磁电感构成的谐振网络;
 I_r 为谐振电感电流; I_m 为励磁电感电流; U_p 为变压器原边电压;
 U_{p_f} 傅里叶变化变压器原边电压。

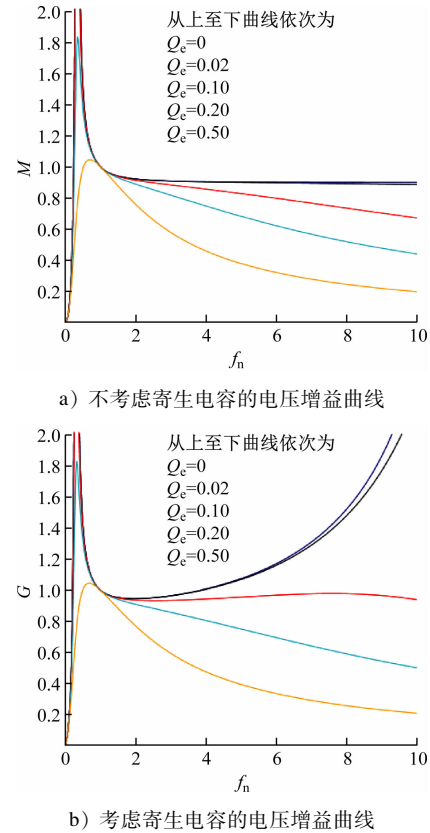
图 1 全桥 LLC 变换器等效电路模型

Fig. 1 Equivalent circuit model of a full-bridge LLC converter

由图 1 可见,该模型更加简洁,且便于直观地研究该系统特性。

通过傅里叶变换,所有连续信号都可以表示为多个正弦波信号的叠加,其中这些正弦波信号具有不同的频率;将输入方波信号分解成傅里叶级数,谐振网络的主要能量来自 U_{ab} 基波分量,见式(1)和式(2)。另外,谐振网络可以滤除高次谐波,基本上

只有基波可以通过谐振网络,大部分功率也是通过基波传递到输出端,因此可以用方波的基波来代替方波进行分析。全桥 LLC 变换器输入直流电压经过方波发生电路后为幅值是输入电压的正负方波 U_{ab} ,在此利用 FHA 基波分析法可以用其一次正弦基波来进行建模分析,如图 2 所示。



注: Q_c 为品质因数; f_n 为量纲一化频率; M 为电压增益函数; G 为电压增益失效函数。

图 2 电压增益曲线

Fig. 2 Voltage gain curve

在输入端,通过对谐振网络输入的交流方波 u_{ab} 进行傅里叶分解得:

$$u_{ab}(t) = \frac{4U_{in}}{\pi} \left(\sin(2\pi f_s t) + \frac{1}{3} \sin(6\pi f_s t) + \dots + \frac{1}{2N+1} \sin(2N\pi f_s t) \right) \quad (1)$$

式中:

U_{in} ——输入电压;

f_s ——开关频率;

t ——时间;

N ——变压器变比。

忽略高次谐波,得到方波的基波 u_{ab_f} 为:

$$u_{ab_f}(t) = \frac{4U_{in}}{\pi} \sin(2\pi f_s t) \quad (2)$$

由此可知输入方波基波分量的有效值 u_{ab_f} 大小为:

$$u_{ab_f} = \frac{2\sqrt{2}U_{in}}{\pi} \quad (3)$$

经过谐振网络,变压器原边电压信号理论上为和输入方波一致的正负方波,经过推导,它的基波分量与输入电压的基波分量一样。带中心抽头的 LLC 隔离变压器 T 的匝比为 $n:1:1$,假设输出电压无纹波影响,输入电压应是 nU_o ,变压器原边电压的基波分量可由副边电压推导得到:

$$U_{p_f}(t) = \frac{4nU_o}{\pi} \sin(2\pi f_s t - \varphi_v) \quad (4)$$

式中:

φ_v ——谐振网络输入 U_{ab_f} 和输出 U_{p_f} 2 个电压波形之间的相位差。

通过变压器原边基波电压的分量,可以计算有效值 U_{p_f} 的大小为:

$$U_{p_f} = \frac{2\sqrt{2}nU_{in}}{\pi} \quad (5)$$

变压器原边的电流为正弦波,将副边输出电流转换到原边可以得到原边电流 I_{p_f} :

$$I_{p_f}(t) = \frac{\pi}{2} \frac{1}{n} I_o \sin(2\pi f_s t - \varphi_i) \quad (6)$$

式中:

I_o ——输出负载电流;

φ_i ——变压器原边电流 I_{p_f} 和电压 U_{p_f} 的相位差。

有效值可推导为:

$$I_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} |i_s(t)| dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} n |I_{p_f}(t)| dt = \frac{2n}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} |\sqrt{2}I_{p_f} \sin(2\pi f_s t - \varphi_i)| dt \quad (7)$$

式中:

T_s ——开关周期;

i_s ——电流开关周期。

对式(7)化简得:

$$I_o = \frac{2\sqrt{2}nI_{p_f}}{\pi} \quad (8)$$

对式(8)进行转换可得到变压器原边电流的有效值为:

$$I_{p_f} = \frac{\pi I_o}{2\sqrt{2}n} \quad (9)$$

因为功率转换并没有考虑输入方波电压的谐波, U_{p_f} 除以 I_{p_f} 就可得到 AC 等效阻抗 R_{eq} , 即谐振网络后级电路等效到变压器一次侧的电阻, 其中包含变压器、整流滤波部分、输出负载:

$$R_{eq} = \frac{U_{p_f}}{I_{p_f}} = \frac{8n^2}{\pi^2} \frac{U_o}{I_o} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_o \quad (10)$$

式中:

U_o ——输出电压;

R_o ——负载电阻。

电路中电容 C_r 、容抗 L_r 与感抗 L_m 分别为:

$$\begin{cases} X_{C_r} = \frac{1}{2\pi f_s C_r} \\ X_{L_r} = 2\pi f_s L_r \\ X_{L_m} = 2\pi f_s L_m \end{cases} \quad (11)$$

式中:

X_{C_r} ——等效电容;

X_{L_r} ——等效容抗;

X_{L_m} ——等效感抗。

等效模型中经过励磁电感的励磁电流的有效值 I_{m_f} 为:

$$I_{m_f} = \frac{U_{p_f}}{X_{L_m}} = \frac{U_{p_f}}{2\pi f_s L_m} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{nU_o}{2\pi f_s L_m} \quad (12)$$

基于 KCL(基尔霍夫电流定律)计算谐振电流, 由于 I_{m_f} 和 I_{p_f} 有 90° 的相位差, 它们的矢量和谐振电流有效值 I_{r_f} 为:

$$I_{r_f} = \sqrt{I_{m_f}^2 + I_{p_f}^2} \quad (13)$$

在不考虑寄生电容的情况下, 根据量纲一化频率 $f_n = f_s/f_r$ (f_r 为谐振频率), 电感比 $L_n = L_m/L_r$, 品质因数 $Q_e = \sqrt{L_r/C_r}/R_{eq}$, 电压增益 $M = nU_o/U_{in}$, 导出量纲一化电压增益函数 M 的函数表达式如下:

$$M = \frac{1}{\sqrt{\left[1 + \frac{1}{L_n} \left(1 - \frac{1}{f_n^2}\right)\right]^2 + \left[\left(1 - \frac{1}{f_n^2}\right) Q_e f_n\right]^2}} \quad (14)$$

根据式(14)绘制电压增益曲线图, 如图 2 a) 所示。根据式(15)绘制电压增益失效曲线图, 如图 2 b) 所示。

$G = 1/$

$$\sqrt{\left[\frac{C_{eq}}{C_r} (1 - f_n^2) + 1 + \frac{1}{L_n} \left(1 - \frac{1}{f_n^2}\right)\right]^2 + \left(f_n - \frac{1}{f_n^2}\right)^2 Q_e^2} \quad (15)$$

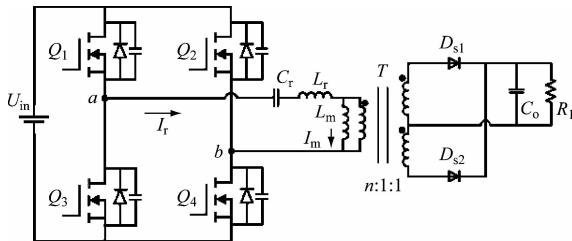
式中:

C_{eq} ——等效容抗。

理想状态下,通过调节频率改变电压增益。当输入端偏小时,减小频率, $f_n < 1$;当输入端偏大时,增加频率, $f_n > 1$ 。

实际电路中,寄生电容的影响不能忽略,当输入电压大于额定值,增大频率, $f_n > 1$,电压增益失效^[7]。因此采用 PFM + PWM 混合控制,具体控制流程见下文。

图 3 为全桥 LLC 谐振变换器示意图。



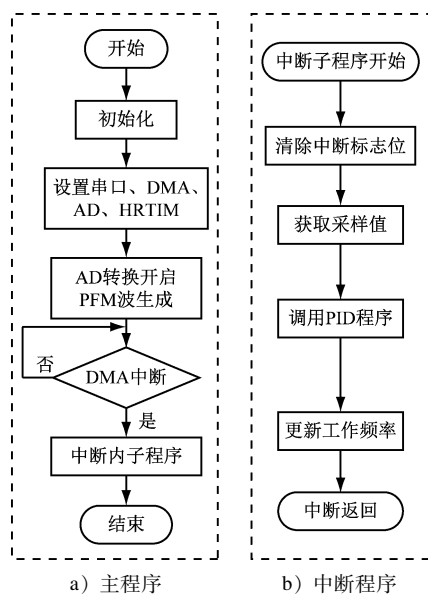
注: Q_1 — Q_4 为原边的 4 个开关管,构成逆变网络;变压器 T 次级侧的 D_{s1} 、 D_{s2} 为桥式整流, C_o 为输出滤波电容, R_l 为输出负载; U_{in} 为输入电压; a 、 b 为节点; n 为匝数比。

图 3 全桥 LLC 谐振变换器示意图

Fig. 3 Diagram of full-bridge LLC resonant converter

1.2 控制程序流程

基于上述模型,编写闭环程序,进行测试来稳输出。其设计框架含主程序及中断服务程序两部分,主程序主要生成 PFM 波,而中断程序主要进行 PID(比例、积分、微分)闭环控制。系统控制程序流程如图 4 所示。



a) 主程序

b) 中断程序

注:DMA 为直接内存访问;HRTIM 为分辨率定时器;AD 为模数转换。

图 4 系统控制程序流程图

Fig. 4 Flow chart of system control program

主程序主要包括设置 DMA 外设模块、设置通用 GPIO(通用输入输出)口、设置 HRTIM 初始化 AD 采样外设功能、初始化串口、生成 PFM 波,开启 AD 采样,然后等待响应中断程序。转换器的闭环控制由中断子程序提供,以保输出电压的稳定性。一旦中断子程序开始后,基于 HRTIM 的周期性触发的 AD 采样值,通过 DMA 多路通道传输进入 PID 控制器,完成 PFM 波频率的调节。

2 试验

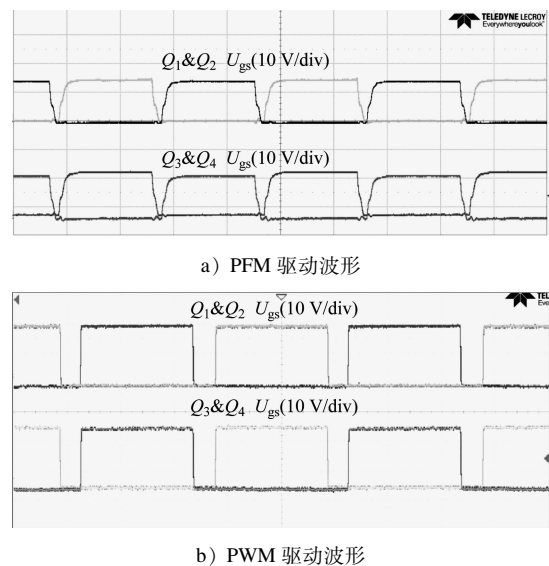
搭建一台 1.5 kW,输入电压 400 V,额定输出 1 500 V 的试验样机。LLC 谐振变换器的设计参数见表 1。

表 1 设计参数

Tab. 1 Design parameters

参数	参数值
U_{in}/V	400 ($\pm 10\%$)
U_o/V	1 500
C_r/nF	50
$L_r/\mu H$	30.36
$L_m/\mu H$	185
f_s/kHz	130

PFM 和 PWM 模式下,驱动波形见图 5。



b) PWM 驱动波形

注: U_{gs} 为门级电压。

图 5 驱动波形截图

Fig. 5 Screenshot of driving waveform

由图 5 a)可知,在 PFM 控制下,开关管的占空比为 48%。由图 5 b)可知,PWM 控制下,保持开关管的频率不变,调整开关管的占空比为 40%。

闭环时,输入电压从 360 V 变换到 440 V 的过程中,稳定输出电压在 1 500 V。输入电压在 360 V 到 410 V 范围内,电压增益未失效,采用调频控制;当输入电压大于 410 V 时,采用调占空比方式,改变开关管的导通时间,测试波形见图 6。

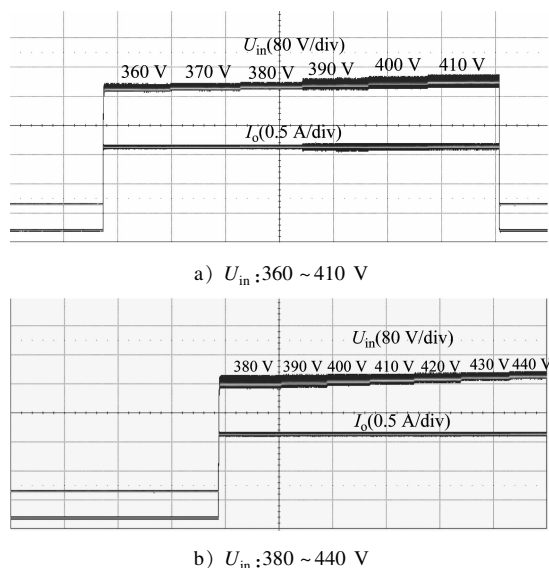


图6 宽范围输入闭环波形截图

Fig. 6 Screenshot of wide-range input closed-loop waveform

闭环调节,通过先辑 HPM6300 MCU 控制,在输入 360 ~ 410 V 范围内 PFM 控制,调节电压增益能控制输出电压稳定。在 410 V 时,切换为 PWM 控制,保持最大频率,稳定输出电压。从 PFM 控制切换到 PWM 控制时,MCU 的调整时间为 5 ms,调整时间很短,可以忽略对电路的影响,能够满足变换器的设计要求。

3 结语

本文采用国产先焯嵌入式控制芯片 HPM6300 MCU,研制了轨道交通高压直流电源,搭建 LLC 试验样机,通过 PFM + PWM 混合控制能够实现宽范围输入,快速稳定输出电压。后续可采用不同的控制方式,在结构上改变,实现宽范围输入。

参考文献

- [1] 谭枫娟,周洁敏,许天赐,等. 全桥 LLC 谐振变换器实现高压充电技术研究[J]. 电力电子技术, 2022, 56(7): 113.
TAN Fengjuan, ZHOU Jiemin, XU Tianci, et al. Research on high voltage charging technology of full bridge LLC resonant converter[J]. Power Electronics, 2022, 56(7): 113.
- [2] 郭腾飞. LLC 谐振变换器的控制策略研究[D]. 北京: 北方工业大学, 2023.
GUO Tengfei. Research on the control strategy of the LLC resonant converter [D]. Beijing: North China University of Technology, 2023.
- [3] 殷帆,李先允,王书征,等. LLC 谐振变换器的滑模混合控制方法[J]. 电气传动, 2022, 52(3): 17.
YIN Fan, LI Xianyun, WANG Shuzheng, et al. Sliding mode hybrid control strategy of LLC resonant converter[J]. Electric Drive, 2022, 52(3): 17.
- [4] CHEN Q, WANG J, JI Y, et al. Soft starting strategy of bidirectional LLC resonant DC-DC transformer based on phase-shift control[C]//2014 9th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications. Hangzhou: IEEE, 2014: 318.
- [5] 干方宇. 高功率密度/宽输入电压范围 LLC 谐振变换器的研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2022.
GAN Fangyu. Research on high power density/wide input voltage range LLC resonant converter[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2022.
- [6] LIN R L, LIN C W. Design criteria for resonant tank of LLC DC-DC resonant converter[C]//IECON 2010—36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society. Glendale: IEEE, 2010: 427.
- [7] 何圣仲,周東成,代东雷. 一种移相控制混合型 LLC 谐振变换器[J]. 电力电子技术, 2021, 55(1): 100.
HE Shengzhong, ZHOU Jiancheng, DAI Donglei. A hybrid LLC converter based on phase shift control[J]. Power Electronics, 2021, 55(1): 100.

· 收稿日期:2023-11-19 修回日期:2023-12-01 出版日期:2024-05-10

Received:2023-11-19 Revised:2023-12-01 Published:2024-05-10

· 通信作者:薛宏俊,正高级工程师, 529205675@qq.com

· ©《城市轨道交通研究》杂志社,开放获取 CC BY-NC-ND 协议

© Urban Mass Transit Magazine Press. This is an open access article under the CC BY-NC-ND license

欢迎投稿《城市轨道交通研究》

投稿网址:tougao. umt1998. com