

一种新型城轨车辆移相全桥变换电路研究<sup>\*</sup>

冷丽英 莫瑞瑞 姜新生 李双双 李 慧

(西安中车永电捷通电气有限公司 西安 710016)

**摘 要:**为了提高传统移相全桥电路在大功率和宽范围输出电压下很难满足半载以下软开关需求,以及电路损耗高的问题,设计了一种新型移相全桥变换电路,即在最难实现软开关的滞后桥臂并联辅助电流源网络,改变移相全桥电路的工作模式,使滞后桥臂在宽范围负载下仍可实现软开关,同时降低电路损耗。对所设计的电路进行仿真和损耗分析,新型移相全桥电路可满足在输出电压 77~137.5 V 下 19%~100% 额定负载的软开关需求,相较于传统电路软开关范围提升约 15%,同时在软开关范围内,新型移相全桥电路开关器件效率大于 96.3%,证明了设计方案的合理性。

**关键词:**移相全桥;软开关;损耗;滞后桥臂;电流源网络

**中图分类号:** TM46      **文献标识码:** A      **国家标准学科分类代码:** 470.4

## Research on a new phase shift full bridge converter circuit for urban rail vehicles

Leng Liying Mo Ruirui Jiang Xinsheng Li Shuangshuang Li Hui

(CRRC Xian Yonge Jie Tong Electric Co., Ltd., Xi'an 710016, China)

**Abstract:** In order to improve the traditional phase-shifting full bridge converter circuit which is difficult to meet the demand for soft switching under half load under high power and wide range of output voltage, and the problem of high circuit loss, we have designed a new phase-shifting full bridge converter circuit, that is, the auxiliary current source network is connected in parallel on the lagging leg, which is the most difficult to achieve soft switching, so that change the operating mode of phase-shifting full bridge circuit and the lagging bridge arm can still achieve soft switching under a wide range of load, while reducing circuit loss. The simulation and loss analysis of the designed circuit prove show that the new phase-shift full-bridge circuit can meet the soft switching requirements of 19%~100% of the rated load at the output voltage of 77~137.5 V, which is about 15% higher than the traditional circuit soft switching range. Meanwhile, in the range of soft switching, the efficiency of the new phase-shifting full-bridge circuit switching device is greater than 96.3%. The rationality of the proposed design scheme is proved.

**Keywords:** phase-shifting full bridge; soft switching; loss; the lagging bridge; current source network

## 0 引言

目前轨道交通列车充电机主要分为两种类型:DC/DC型和AC/DC型,不论哪种类型,高频隔离变换电路是车载充电机实现小型化、轻量化和高效化的主要方式<sup>[1-5]</sup>。

从控制难度、可靠性以及宽范围输入输出要求看,高频隔离型移相全桥电路是轨道交通列车充电机的主要电路组成部分,但目前常用的移相全桥电路很难在大功率应用场所仍具备滞后桥臂宽范围负载下的软开关(zero vol-

tage switching,ZVS)能力。文献[6-7]通过数字控制方法来提高大功率移相全桥系统的稳定性,证明其控制方法在运算速度、事件并行处理和控制精度方面具有优势,但并未考虑移相全桥软开关范围对系统小型化、轻量化和效率的影响。文献[8]通过分数阶控制对移相全桥变换器输出电压的动态性能进行优化,证明其控制方法在负载发生变化时的电压波动幅值更小,但并未考虑移相全桥宽范围电压输出下的性能。文献[9]通过研究谐振电感的取值来分析传统移相全桥电路滞后桥臂软开关范围和系统效率,

收稿日期:2022-11-09

<sup>\*</sup> 基金项目:下一代时速400公里动车组永磁牵引系统关键技术研究—充电机项目(2020CDA016)资助

证明随着谐振电感的增加,变换器滞后桥臂的软开关范围变宽,占空比丢失变的更为严重,系统效率整体下降,但并未给出如何对谐振电感取值和系统效率进行有效选取。文献[10-11]通过在传统移相全桥电路中加入钳位二极管和电容,来改善谐振电感取值太大导致的变压器磁饱和问题,但依旧需要大的谐振电感,不利于全桥电路的小型化、轻量化设计。文献[12]通过在传统移相全桥电路中加入其他斩波电路,来满足车载充电机对充电电压宽范围的使用要求,但并未对全桥电路进行优化和改善,并且增大了电路的复杂性。文献[13]研究了开关器件寄生电容对移相全桥电路软开关的影响,提出利用变压器励磁电流补偿方案来增加滞后桥臂软开关范围,但需要减小变压器励磁电感,会导致系统环流增大、效率低下的问题。文献[14-16]通过对大谐振电感造成的系统磁通不平衡、效率低下、占空比丢失严重和寄生震荡问题进行分析,得出传统移相全桥电路在半载以下不易实现 ZVS,但并未给出可行的方案。同时,已有研究未考虑增大谐振电感会造成充电机小型化、轻量化难以实现,并且也会导致满载状态下占空比丢失严重以至于输出电压达不到设计要求。

综合以上分析,本文设计了一种基于辅助电流源网络的新型移相全桥变换电路,将辅助电流源网络和移相全桥电路的滞后桥臂并联,可以在谐振电感不增加的前提下,使滞后桥臂在整个输入电压范围和宽范围负载下仍能实现 ZVS,并且极大的减少了占空比丢失,提高了电路效率。最后通过仿真验证和损耗分析,验证所提电路的合理性。

## 1 原理与设计

主电路拓扑结构如图 1 所示,与传统移相全桥电路相比,其滞后桥臂多了由电感  $L_a$ 、电容  $C_{a1}$ 、 $C_{a2}$  和二二极管  $D_{a1}$ 、 $D_{a2}$  组成的辅助电流源网络。

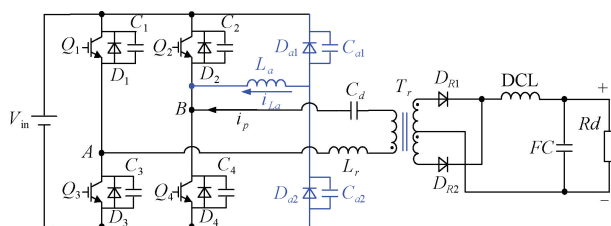


图 1 改进型移相全桥电路拓扑结构

加入辅助电流源网络后移相全桥变换电路的主要工作波形如图 2 所示,在一个周期中,变换器共有 12 种工作模式,由于正负半周期工作模式对称相反,所以只介绍正半周期的 6 种模式,如图 3 所示。

假设所有开关器件、电容、电感均为理想器件;谐振电感  $L_r$  临界饱和电流为  $I_c$ ;谐振电容  $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_r$ ;辅助电容  $C_{a1} = C_{a2} = C_a$ ;变压器  $T_r$  变比为  $K$ 。

1) 模式 0 [ $t_0$  时刻],如图 3(a)所示, $D_3$  和  $Q_4$  导通,变压器原边电流  $i_p$  为续流状态。同时, $i_{La}$  也为续流状态,

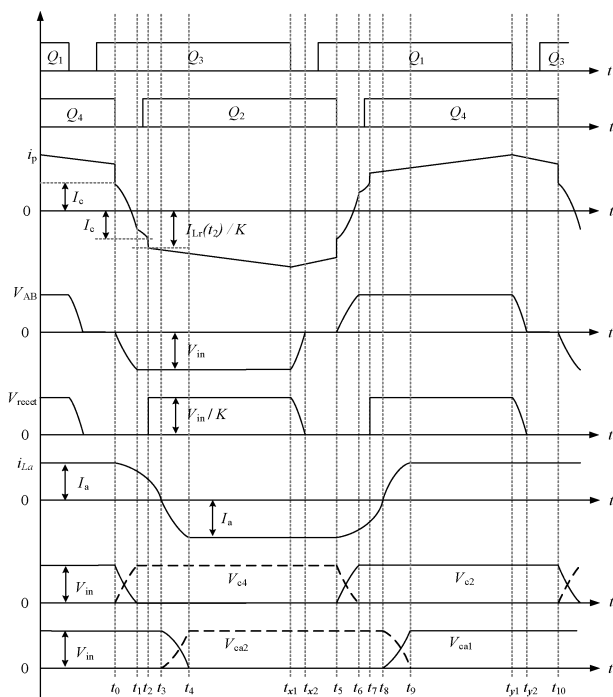


图 2 主要工作波形

经  $Q_4$  和  $D_{a2}$  形成回路。

2) 模式 1 [ $t_0, t_1$ ],如图 3(b)所示, $t_0$  时刻  $Q_4$  关断, $i_{La}$  和  $i_p$  同时给  $C_4$  充电,给  $C_2$  放电。同时,两只整流二极管导通,使变压器原副边电压均为 0 V。

3) 模式 2 [ $t_1, t_2$ ],如图 3(c)所示, $D_2$  导通,此时零电压开通  $Q_2$ 。

4) 模式 3 [ $t_2, t_3$ ],如图 3(d)所示, $Q_3$  和  $Q_2$  导通,功率主回路给负载供电, $i_{La}$  电流持续下降。

5) 模式 4 [ $t_3, t_4$ ],如图 3(e)所示, $Q_3$  和  $Q_2$  导通,在  $t_3$  时刻  $L_a$  与  $C_{a1}$  和  $C_{a2}$  谐振,直至  $t_4$  时刻  $C_{a2}$  电压至  $V_{in}$ , $C_{a1}$  电压至 0 V,此时  $D_{a1}$  自然导通,整个运行期间功率主回路给负载供电,与辅助电流源网络无关。

6) 模式 5 [ $t_4, t_5$ ],如图 3(f)所示, $t_4$  时刻  $D_{a1}$  导通, $L_a$  两端电压箝在 0,电流  $i_{La}$  经  $Q_2$  和  $D_{a1}$  续流;在  $t_{x1}$  时刻, $Q_3$  零电压关断;在  $t_{x2}$  时刻, $D_1$  导通, $Q_1$  零电压开通,原边  $i_p$  处于自然续流状态,流过  $D_1$  和  $Q_2$ ;在  $t_5$  时刻, $Q_2$  关断。

## 2 关键参数计算与选取

### 2.1 主回路参数选择

#### 1) 变压器变比 $K$

变压器变比  $K$  选取应该考虑在全桥电路最低输入电压下仍能在满载工况输出最高需求电压,考虑移相角度导致的原边电压损失,因此变比可由式(1)得出。

$$K = \frac{U_{in\_min} \times \left[ 1 - \left( \left( 1 - \frac{\theta_{max}}{180} \right) + 0.35 \right) \right]}{U_{out\_max}} \quad (1)$$

式中:  $U_{in\_min}$  为最低输入电压, 取额定电压  $U_{in}$  的 94%;  $U_{out\_max}$  为全桥电路最高输出电压;  $\theta_{max}$  为移相控制最大角度, 取值为  $175^\circ$ ; 0.35 为全桥电路软开关实现百分比 (以额定负载计算)。

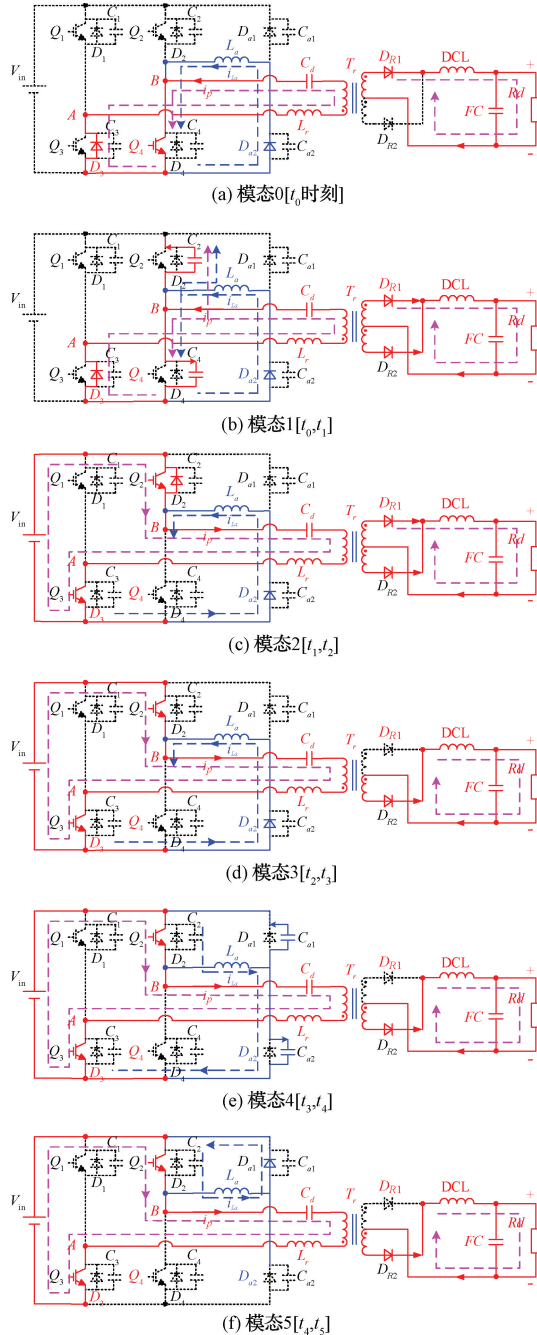


图3 改进型移相全桥电路工作模式

## 2) 谐振网络参数 $L_r$ 、 $C_r$

定义  $i_p$  为变压器原边电流, 则考虑 35% 负载下滞后桥臂仍能实现软开关, 则:

$$i_p = \frac{P_{out\_max} \times 0.35}{U_{out\_max} \times K} \quad (2)$$

式中:  $P_{out\_max}$  为全桥电路最大输出功率。

滞后桥臂实现软开关需要满足如下关系式:

$$L_r \geq \frac{2C_r U_{in\_max}^2 + C_{TR} U_{in\_max}^2}{I_p^2} \quad (3)$$

$$T_d \leq \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r \cdot 2C_r} \quad (4)$$

式中:  $L_r$  为谐振电感;  $C_r$  为谐振电容;  $T_d$  为死区, 由选取的开关器件关断延长时间和关断时间决定, 本文取值  $0.5 \mu s$ ;  $C_{TR}$  为变压器原边绕组的寄生电容, 取  $0 \text{ nF}$ 。

结合式(3)和(4)可最终得到谐振电感  $L_r$  和谐振电容取值  $C_r$  为:

$$L_r \geq \frac{2T_d U_{in\_max}}{\pi I_p} \quad (5)$$

$$C_r \leq \frac{L_r I_p^2}{2U_{in\_max}^2} \quad (6)$$

## 3) 隔直电容 $C_d$

为防止高频变压器直流偏磁的危害, 设置隔直电容  $C_d$ , 可由下式计算:

$$C_d \geq \frac{I_{in\_max} D_{max}}{f_s \Delta U_{c\_pp}} = \frac{P_{out\_max}}{4\gamma f_s U_{in\_max} U_{out} K} \quad (7)$$

式中:  $I_{in\_max}$  为变压器原边最大电流;  $U_{out}$  为输出额定电压;  $D_{max}$  为最大占空比;  $f_s$  为开关频率;  $\gamma$  为电容电压峰值系数, 一般取  $8\% \sim 10\%$ 。

## 4) 输出滤波电路 DCL 和 FC

输出滤波电感、电容值可分别由式(8)和(9)确定。

$$DCL \geq \frac{T(U_{out\_max} - \frac{KU_{out\_max}^2}{U_{in\_max}})}{2\alpha \frac{P_{out\_max}}{U_{out}}} \quad (8)$$

$$FC \geq \frac{\Delta I_{out\_max}}{2f_s \Delta U_{out\_max}} = \frac{\alpha P_{out\_max}}{2\beta f_s U_{out\_max} U_{out}} \quad (9)$$

式中:  $\Delta I_{out\_max}$  为电感电流波动最大峰峰值, 取峰值输出  $(1+20\%)$  的  $\alpha$  倍;  $\alpha$  为纹波电流系数, 一般取  $20\%$ ;  $T$  为开关周期;  $\beta$  为纹波电压系数, 一般取  $0.2\%$ 。

## 2.2 辅助电流源网络参数选择

为了减小导通损耗, 辅助电感电流  $i_{La}$  一般选择为原边  $I_{in\_max}$  电流的  $10\% \sim 15\%$ 。由此可得辅助电流源网络的特征阻抗  $Z$  为:

$$Z = \sqrt{\frac{L_a}{2C_a}} = \frac{U_{in}}{i_{La}} \quad (10)$$

同时需要对辅助电流源网络的谐振周期做出限制。由图2可知, 设定  $L_a$  的电流从 0 上升到  $i_{La}$  的时间为半个开关周期的  $1/K$ , 即:

$$\frac{\pi}{2} \sqrt{2L_a C_a} = \frac{T}{2K} \quad (11)$$

结合式(10)和(11)可得辅助电感  $L_a$ 、辅助电容  $C_a$  的值为:

$$L_a = \frac{U_{in} T}{\pi K i_{La}} \quad (12)$$

$$C_a = \frac{i_{La}}{U_{in}} \frac{T}{2\pi K} \quad (13)$$

### 3 软开关仿真与分析

为验证加入辅助电流源网络的移相全桥电路在大功率、宽范围负载下和输出电压下的软开关性能,在 Simu-link 中搭建仿真模型,其中输出采用直流线性负载模拟车载直流负载,额定为 30 kW,其余各仿真参数如表 1 所示。

表 1 仿真参数

| 参数                                        | 数值            |
|-------------------------------------------|---------------|
| 额定输入电压 $U_{in}/V$                         | 660           |
| 输入电压范围 $U_{in\_min} \sim U_{in\_max}/V$   | 620~700       |
| 额定输出电压 $U_{out}/V$                        | 110           |
| 输出电压范围 $U_{out\_min} \sim U_{out\_max}/V$ | 77~137.5      |
| 开关器件                                      | FF6MR12KM1    |
| 整流管                                       | GD2X100MPS12N |
| 开关频率 $f_s/kHz$                            | 80            |
| 死区时间 $T_d/\mu s$                          | 0.5           |
| 变压器变比 $K$                                 | 2.5           |
| 谐振电感 $L_r/\mu H$                          | 10            |
| 谐振电容 $C_r/nF$                             | 5             |
| 隔直电容 $C_d/\mu F$                          | 10            |
| 输出滤波电感 $DCL/\mu H$                        | 15            |
| 输出滤波电容 $FC/mF$                            | 2.5           |
| 辅助电感 $L_a/mH$                             | 0.1           |
| 辅助电容 $C_a/\mu F$                          | 0.1           |

图 4 所示为改进后全桥电路在不同输入电压和满载条件下的输出电压、电流波形。由图 4 可以看出,当输入电压分别为 620 和 700 V 时,满载工况下全桥电路可满足输出 77~137.5 V 的需求,因此,改进后的全桥电路可满足实际充电特性需求。

图 5 所示为改进后全桥电路在额定输入 660 V 下,不同输出电压和不同负载下的软开关波形。可以得到在额定输入 660 V 下,额定输出 110 V 时,滞后桥臂在 15%~100% 满载状态下均可实现 ZVS,软开关范围最大。当输出电压 77 V 时,滞后桥臂 ZVS 范围为 17%~100% 满载。当输出电压 137.5 V 时,滞后桥臂 ZVS 范围为 19%~100% 满载。并且在整个工作工况内,全桥电路的软开关范围都可以实现宽范围的使用需求,可以最大程度的降低电路损耗,提高系统效率。

表 2 为改进后全桥电路和传统全桥电路的软开关对比分析,其中两电路差异为改进全桥电路增加辅助电流源网络,其余参数两电路一致。

综合表 2 可以看出,改进后的移相全桥电路具有更好的软开关性能,相比于改进前,各输出电压下的软开关范围提升约 15%,使全桥电路在更宽的负载范围内实现高效率运行。同时,改进后的全桥电路可以满足宽范围输

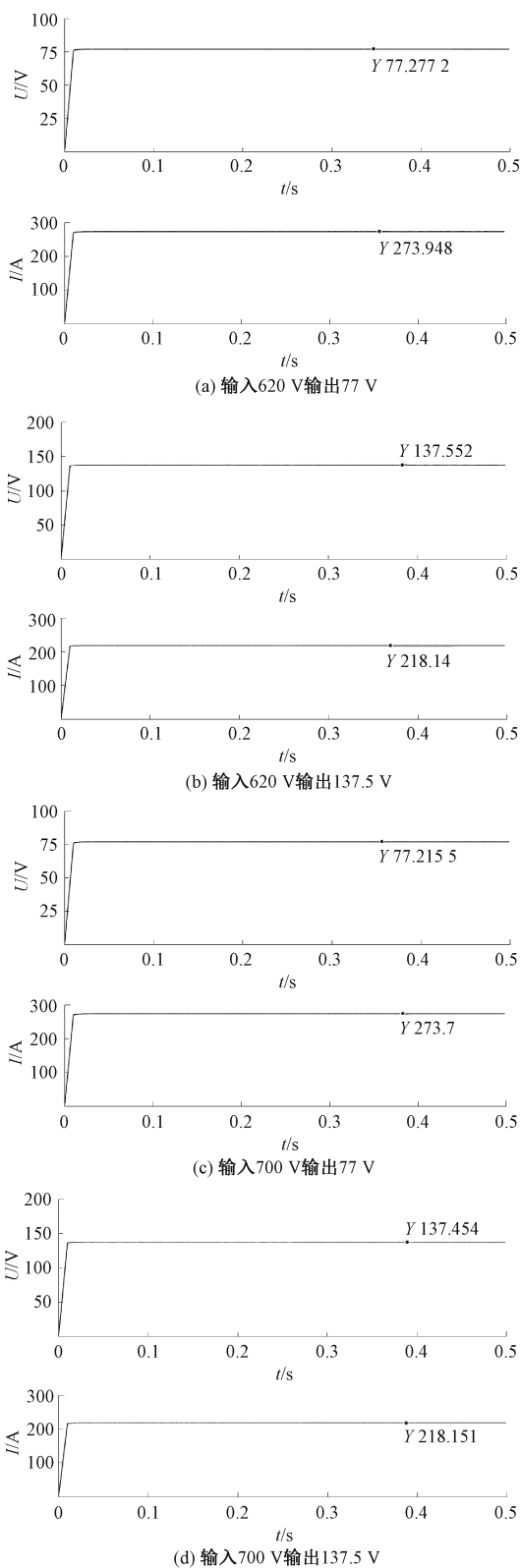
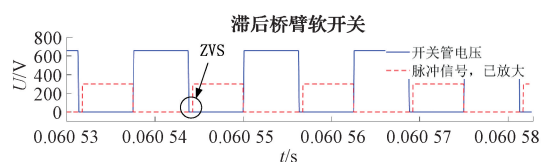
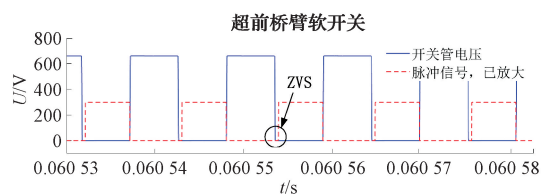


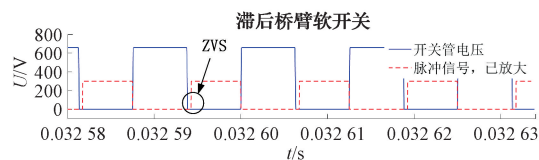
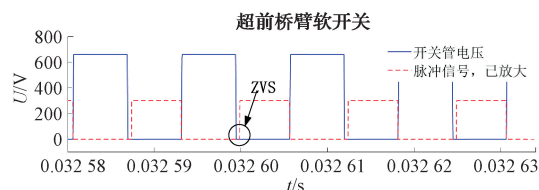
图 4 不同输入电压和满载条件下的输出电压、电流波形

入、输出电压需求,适合大功率的应用要求。

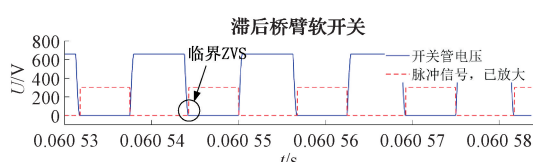
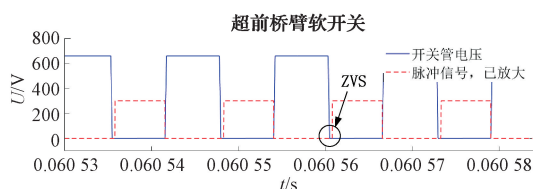
图 6 所示为改进后移相全桥电路全功率下的效率对比。



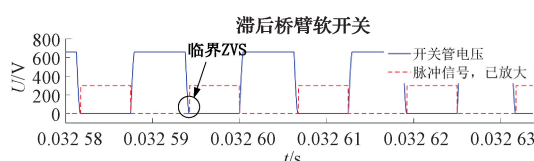
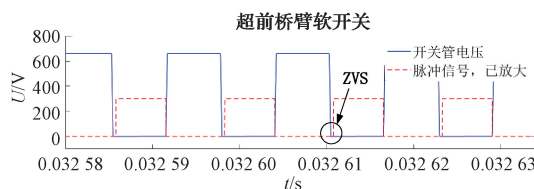
(a) 输入660 V输出77 V, 100%满载



(e) 输入660 V输出137.5 V, 100%满载



(b) 输入660 V输出77 V, 17%满载

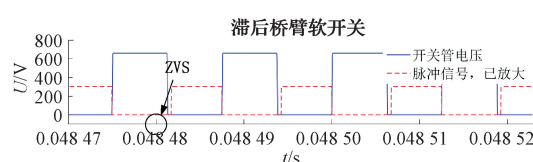
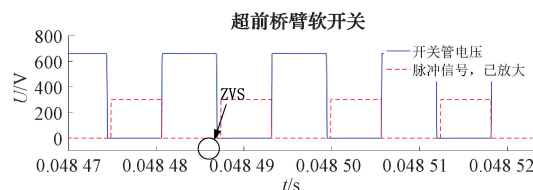


(f) 输入660 V输出137.5 V, 19%满载

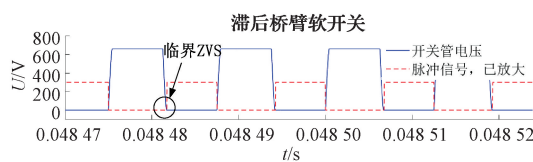
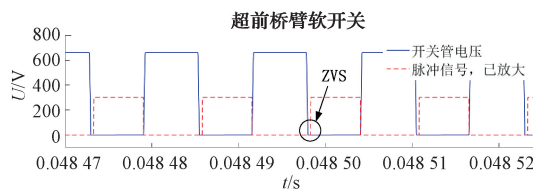
图5 输入660 V下不同输出电压和不同负载下的软开关波形

表2 软开关对比分析

| 参数                    | 改进全桥电路   | 传统全桥电路   |
|-----------------------|----------|----------|
| 输入电压范围/V              | 620~700  | 620~700  |
| 输出电压范围/V              | 77~137.5 | 77~137.5 |
| 输入660 V输出77 V软开关区间    | 17%~100% | 31%~100% |
| 输入660 V输出110 V软开关区间   | 15%~100% | 29%~100% |
| 输入660 V输出137.5 V软开关区间 | 19%~100% | 35%~100% |



(c) 输入660 V输出110 V, 100%满载



(d) 输入660 V输出110 V, 15%满载

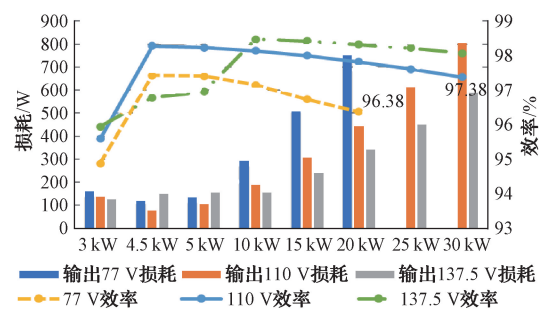


图6 改进后移相全桥电路全功率下的效率对比

由图6可知,在额定输入电压660 V和软开关状态下,全桥电路开关器件在全范围输出电压下仍可保持96.3%以上的输出效率;当输出电压大于110 V时效率会

有所提高,整体大于97.3%;当电路处于硬开关状态下,效率会急剧下降,但从额定工作状态看,改进后的全桥电

路具备高效率的使用需求。

#### 4 结 论

本文对改进后的移相全桥电路进行了工作原理、仿真以及效率对比分析,验证了电路的可行性和有效性,具有一定的实用价值,并提出了本文研究的遗留问题和未来可以进行的改善和研究方向。改进后的全桥电路可满足在输入电压 620~700 V 时,输出电压 77~137.5 V 的供电需求,在额定输入输出条件下电路软开关实现范围为 15%~100%额定负载,并且在全范围输出电压条件下仍可保持 19%~100%额定负载的软开关。改进后的移相全桥电路具有更好的软开关性能,相较于传统移向全桥电路,其软开关范围提升约 15%。改进后的全桥电路可保持最大负载范围内的高效率运行,在软开关和全范围输出电压内开关管效率可达到 96.3%以上。本文使用的器件为 SiC,在电路设计中应充分考虑 SiC 器件在充电机体积、重量、效率、散热、线路寄生参数和系统震荡中的综合影响,未来可以此为方向展开进一步研究。

#### 参 考 文 献

- [1] 张强,林维明,徐玉珍.一种用耦合电感实现零电压零电流开关的移相全桥变换器[J].电工技术学报,2016,31(21):142-149.
- [2] 揭贵生,季圣贤,高山,等.一种新型移相全桥变换器的研究[J].电气传动,2021,51(13):40-45.
- [3] 程实,郭育华,余璞.基于充电机的 3kW 移相全桥变换器[J].电力电子技术,2016,50(3):88-90.
- [4] 程琼,刘潇.移相全桥 ZVZCS DC/DC 变换电路的 PSpice 仿真研究[J].电源技术,2015,39(3):588-590.
- [5] 张帅,杨香兵,查文琦.移相全桥 ZVS 直流变换器技术研究[J].舰船电子对抗,2020,43(1):108-112.
- [6] 郭文君,姜帆,贾立朋,等.基于 FPGA 的开关电源数字控制技术[J].电子测量技术,2021,44(15):

172-176.

- [7] 余致廷,陈文科,刘娟,等.一种新的全桥软开关变换器 PWM 实现方法[J].仪器仪表学报,2010,31(9):2010-2015.
- [8] 黄永健,刘毅力,马龙涛,等.基于分数阶  $PI \sim \lambda D \sim \mu$  控制的移相全桥 ZVZCS 变换器的研究[J].国外电子测量技术,2019,38(11):81-85.
- [9] 黄伟,罗文广,黄丹.移相全桥变换器软开关设计及效率优化[J].广西科技大学学报,2019,30(3):48-54.
- [10] 于仲安,葛庭宇,何俊杰.ZVS 移相全桥变换器的优化设计与仿真[J].现代电子技术,2019,42(13):161-165.
- [11] 马昆林,闫昌盛.带饱和电感的移相控制 ZVS 全桥变换器研究[J].计算机仿真,2014,31(7):229-233.
- [12] 宋建国,谢敏波,张斌.基于大功率车载 DC/DC 移相全桥变换器的研究[J].电力电子技术,2019,53(12):23-27.
- [13] 张方禹,李小双,马敏,等.寄生电容对移相全桥变换器 ZVS 软开关过程的影响研究[J].电工技术,2020(13):35-38,41.
- [14] 蒋云杨,胡以瀚.移相全桥高效 DC-DC 变换器研究[J].电工技术,2022(5):81-85.
- [15] 樊志鹏,张强,鲁朕宁.基于移相全桥软开关电路整流桥寄生振荡的抑制[J].铁道机车与动车,2022(2):32-35,6.
- [16] 解冀,马季军,吉裕晖,等.移相全桥变换器拓扑研究[J].科技创新与应用,2021,11(32):51-54.

#### 作 者 简 介

冷丽英,高级工程师,主要研究方向为模块与电路设计。

E-mail:lengly@hyee.com.cn