

一种新型移相全桥变换器的研究

揭贵生,季圣贤,高山,王恒利,王瑞田

(海军工程大学 舰船综合电力技术国防科技重点实验室,湖北 武汉 430033)

摘要:传统移相全桥变换器存在较难实现滞后桥臂开关管的软开关控制及转换效率较低等缺点,分析当前常用移相全桥拓扑,并提出了一种能够提升效率和实现软开关的新型拓扑。该拓扑在滞后桥臂换流时,通过对电流进行截断,再通过续流支路进行续流,实现滞后桥臂开关管的软开关。通过对新型移相电路拓扑各个工况进行分析,得到各桥臂上开关管实现软开关的条件,并对关键元件参数进行设计。最后在PSPice上搭建模型进行仿真分析,结果表明,新型拓扑可以实现两个桥臂的软开关控制和转换效率的提升。

关键词:移相全桥变换器;高转换效率;软开关

中图分类号:TM464 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed21392

Research on a Novel Phase-shifted Full-bridge Converter

JIE Guisheng, JI Shengxian, GAO Shan, WANG Hengli, WANG Ruitian

(National Key Laboratory of Science and Technology on Vessel Integrated Power System,
Naval University of Engineering, Wuhan 430033, Hubei, China)

Abstract: Traditional phase-shifted full-bridge converters have disadvantages such as difficulty in implementing a lagging bridge soft switch and low conversion efficiency. Based on the analysis of the existing phase-shifted full-bridge circuit topology, a new type of topology that can improve efficiency and implement soft switching was proposed. When the lagging bridge arm is commutated, the topology cuts off the current and then freewheels through the freewheeling branch circuit to realize the soft switching of the lagging bridge arm switching tube. By analyzing the various working conditions of the phase-shifting circuit topology, the conditions for soft switching of the switching tubes on each bridge arm were obtained, and the key component parameters were designed. Finally, a model was built by the PSPice for simulation analysis. The results show that the realization of the new topology can achieve the soft switching control for two bridge arms and improvement of conversion efficiency.

Key words: phase-shifted full-bridge converters; high conversion efficiency; soft switching

由于舰船环境对装置的体积、重量提出了更高的要求,这就需要设计一种性能较优的逆变电源以满足舰船电力系统的要求。基于高频链隔离的大功率直流电源以其在直流侧进行高频隔离实现了隔离变压器的大幅减重降尺寸及减震降噪、适应直流输入电压范围宽且可以更小的直流支撑电容量,即满足系统直流输入失电而短时保持交流输出的需求,已成为了舰船综合电力系统变配电逆变电源的一种有竞争力的前级变换方案。在早期的大功率电源中,常用的硬开关全

桥拓扑由于其难以降低开关器件的损耗而无法获得较高的转换效率和更高的功率密度。而高频链隔离移相全桥拓扑利用变压器的漏感和开关器件的结电容构成谐振电路,实现对开关管的软开关控制,从而提升整体转换效率和功率密度。然而,如何使用尽量少的辅助元件(电路)来实现一种较优的软开关设计是当前国内外学者努力研究的方向。

文献[1-3]中的传统移相全桥电路,较难实现滞后桥臂的软开关,并且该电路存在占空比丢失

基金项目:国家自然科学基金(51490681)

作者简介:揭贵生(1976—),男,研究员,博士生导师,Email:zhenyujie@sina.com

的情况。文献[4]中通过增加饱和电感阻止反向电流,允许滞后桥臂开关用零电流开关换流,但导致副边占空比丢失严重。文献[5-6]中通过在滞后桥臂上串联两个阻断二极管在进行换流时进行截断,虽然较为容易实现滞后桥臂软开通,但会在关断瞬间出现电压尖峰,致使器件电压应力增加。文献[7]中提出增加续流支路,在增加大变换器体积的同时,也增加了电路的复杂度,并且电路损耗增加。在现有的基础上,文中提出了一种在续流支路上增加隔直电容的新型拓扑,使用较少的辅助元件不仅实现了移相全桥电路的软开关控制,也提升了转换效率。最后通过在PSPice软件中进行仿真,验证其可行性。

1 新型移相全桥拓扑

图1为文中提出的新型拓扑。与传统拓扑相比,滞后桥臂上开关器件的续流支路先通过隔直电容再反并联二极管。隔直电容在开关器件关断时,使谐振电感上的能量快速转移到隔直电容上,让原边电流迅速下降,从而更容易实现零电流开通。该拓扑图中, V_{in} 为输入电源; C_{in} 为支撑电容; $Q_1 \sim Q_4$ 为移相全桥对应的四个IGBT开关管; $D_1 \sim D_4$ 为四个开关管的反向二极管; $C_1 \sim C_4$ 为开关管结电容; C_3 为续流支路上隔直电容; T 为高频变压器(L_r 为等效漏感); $D_{r1} \sim D_{r4}$ 为整流桥对应的四个二极管; L_r, C_r 分别为输出LC滤波电感和电容。

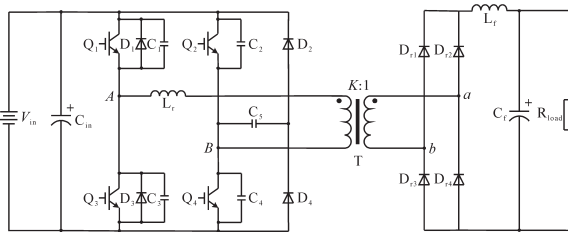


图1 新型变换器拓扑
Fig.1 New converter topology

2 工况分析

文中提出的新型拓扑四个开关管的调制信号和变压器原边电压、电流波形如图2所示。

在对文中提出的拓扑的工况进行分析前,先提出以下三点假设:1)所有的器件均为理想器件;2)定义IGBT的CE极寄生结电容 $C_1 = C_3 = C_{lead}, C_2 = C_4 = C_{lag}$;3)输出滤波电感 $L_r \geq L_r/K^2$,其中 L_r, K 分别为变压器漏感和原副边匝比。

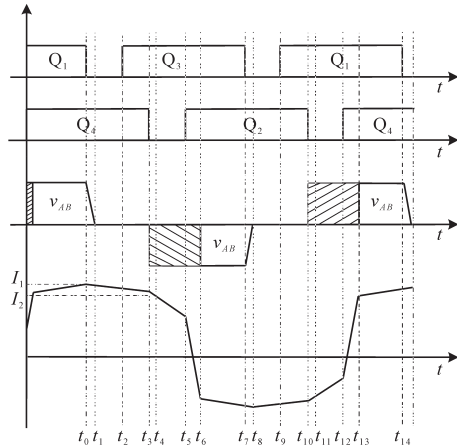


图2 驱动信号和变压器原边电压、电流波形
Fig.2 Drive signal and transformer primary voltage and current waveform

通过对该拓扑各个工况分析,在1个开关周期内,该拓扑有14种工况。由于移相全桥电路工作具有对称性,文中只对前7个工况进行详细分析(各工况具体情况见图3)。

工况0(t_0):在 t_0 时刻开关管 Q_1 与 Q_4 导通,变压器原边由开关管 Q_1 、原边绕组和开关管 Q_4 构成回路。副边电流从绕组正端流经整流电路、LC滤波器及负载回到绕组负端。

工况1(t_0-t_1):在 t_0 时刻开关管 Q_1 关断,但由于有电感 L_r 的存在使得电流 I_p 不会发生突变,此时电流转移到寄生结电容 C_1, C_3 上。

当结电容 C_3 两端的电压下降到零时,反向二极管 D_3 自然导通,从而工况1结束。工况1持续时间为

$$t_{01} = \frac{2C_{lead}V_{in}}{I_1} \quad (1)$$

为能够实现超前桥臂开关管的软开通,调制波的死区 $t_{d(lead)}$ 需要大于 t_{01} ,即满足下式:

$$t_{d(lead)} > \frac{2C_{lead}V_{in}}{I_1} \quad (2)$$

工况2(t_1-t_2):在 t_1 时刻二极管 D_3 导通后,此时电流通过反并联二极管 D_3 、开关管 Q_4 、变压器原边绕组。

在工况2内,原边电流都由反并联二极管 D_3 流通且两端电压为零,实现超前桥臂开关管的软开通。

工况3(t_2-t_3):在 t_2 时刻,开关管 Q_3 导通,此时开关管 Q_3 为软开通,但电流仍然从反并联二极管 D_3 流过。

工况4(t_3-t_4):在 t_3 时刻,原边电流下降到

I_2 ,关断 Q_4 。此时原边电流小于折算后的副边电流,副边绕组短接电压为零,原边谐振电感和结电容工作在谐振状态。当结电容 C_4 两端电压与输入电压相同时, D_7 零电压导通,工况4结束,持续时间为

$$t_{34} = \frac{1}{\omega_1} \arcsin \frac{V_{in}}{Z_p I_2} \quad (3)$$

其中

$$Z_p = \sqrt{\frac{L_r}{2C_{lag}}}$$

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{2L_r C_{lag}}}$$

工况5(t_4-t_5): t_4 时刻,原边电流从开关管结电容和续流支路上流过,此时给开通信号实现软开通。

由于在工况5内原边电流仍然小于折算的副边电流,因此原边绕组的电压为0V。此时,输入电压直接加在谐振电感 L_r 、隔直电容 C_5 和结电容 C_2 上,处于谐振状态。谐振期间峰值电压和持续时间分别为

$$U_{max} = V_{in} \sqrt{\frac{I_1^2 L_r}{(C_2 + C_4 + C_5)V_{in}} + 1} \leq V_{max} \quad (4)$$

$$t_{LC} = \frac{\pi}{2\omega_2} \quad (5)$$

其中

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_r(C_{lead} + 2C_{lag})}}$$

式中: V_{max} 为开关器件的最大耐压值。

若能够实现 Q_2 的零电流开通, Q_2 与 Q_4 之间的开通信号的死区须大于 t_{34} 且小于 $t_{34} + t_{LC}$,即

$$t_{34} < t_{d(lag)} < t_{34} + t_{LC} \quad (6)$$

工况6(t_5-t_6):在 t_5 时刻,变压器原边电流换相变为负值,此时副边整流二极管依然全部导通。至 t_6 时刻,原边电流达到副边电流的 K 倍时,副边整流桥中的 D_{r2} 和 D_{r3} 关断,电流从二极管 D_{r1} 和 D_{r4} 流过,该工况结束。

工况7(t_6-t_7): t_6 时刻整流二极管 D_{r2} 和 D_{r3} 关断。到 t_7 时刻,开关管 Q_3 关断,工况7结束,变换器开始后半个周期工作,其工况与前7个工况相似,此处就不再重复。

通过分析可以知道文中提出的电路拓扑可以实现软开关控制,使用的元器件与经典电路拓扑相比,仅增加了隔直电容,达到了使用较少元器件实现较优效果的目的。

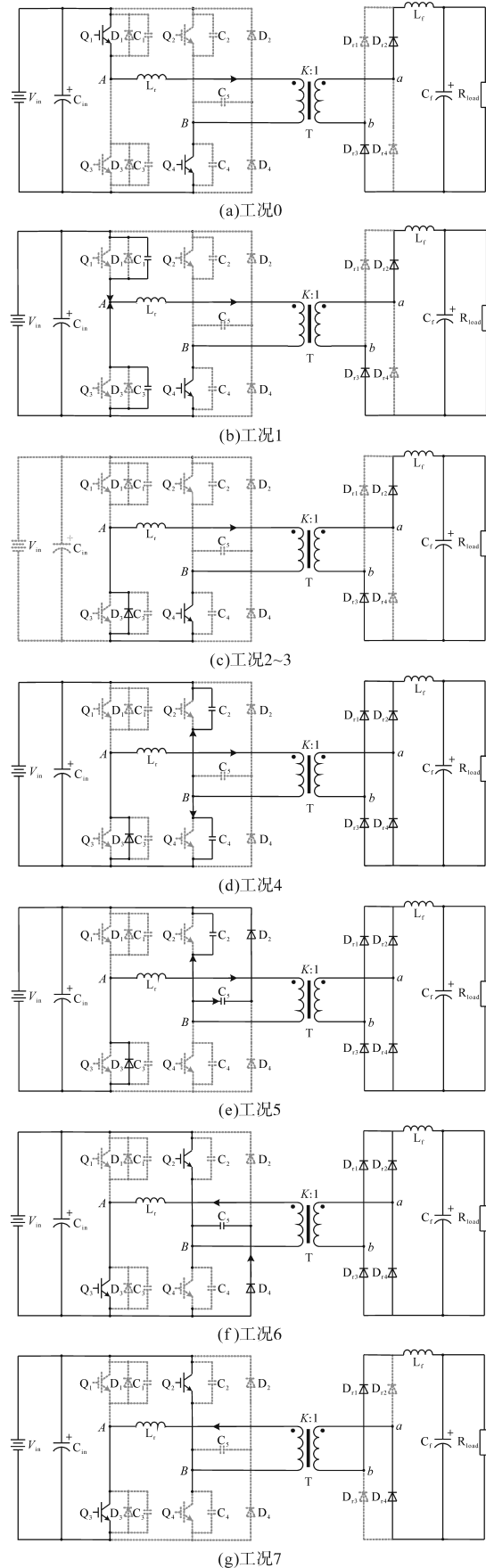


图3 前半周期中工况情况
Fig.3 Working conditions in the first half of the cycle

3 参数设计

按照设计需求,电路主要元件选取为:输入电压 $V_{in} = 320\text{ V}$,输出电压 $V_o = 710\text{ V}$,输出电流 $I_o = 60\text{ A}$ 。变压器原副匝数比 $K = 2.6$ 。

滤波电感 L_f 设计:副边绕组电压幅值 $V_s = KV_{in}$,原边导通时间 $T_s = 80\text{ }\mu\text{s}$,副边导通时间 $T_{on} = (V_o/V_s)T_s/2$,纹波系数 $\Delta = 20\%$ 。滤波电感取值应满足:

$$L_f \geq T_{on}(V_s - V_o)/(2\Delta I_o) \approx 173.5\text{ }\mu\text{H} \quad (7)$$

而在实际应用中选取的滤波电感要大于理论计算值,这里取 $L_f = 200\text{ }\mu\text{H}$ 。

隔直电容 C_s 设计:隔直电容主要在工况5的续流阶段发挥作用,其谐振角频率 $\omega_2 = 1/\sqrt{L_r(C_2 + C_4 + C_s)}$,谐振电感 $L_r = 2.5\text{ }\mu\text{H}$ 。根据式(4)、式(6),可以得到隔直电容 C_s 对开关器件上最大电压和最大死区(即滞后桥臂软开关范围)的影响如图4所示。

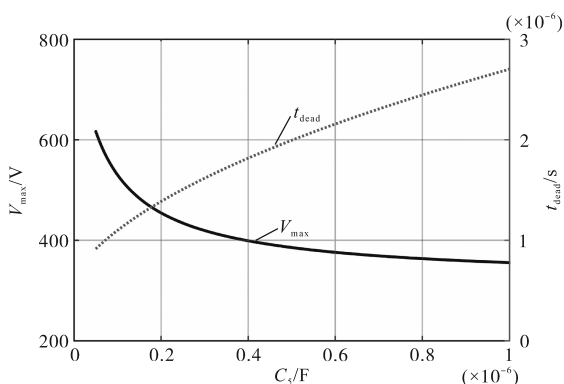


图4 隔直电容对开关器件的电压峰值及死区范围的影响

Fig.4 Influence of DC blocking capacitor on voltage peak and dead zone of switching devices

从图4中可以看到,隔直电容越大,开关器件

最大电压越小,滞后桥臂软开关范围越小。综合考虑开关器件的耐压值及软开关范围,取 $C_s = 0.6\text{ }\mu\text{F}$ 。

驱动信号死区 t_{dead} 设计:根据式(2)、式(6)可以计算得到:

$$\begin{cases} 0.17\text{ }\mu\text{s} < t_{d(lag)} < 1.99\text{ }\mu\text{s} \\ t_{d(lead)} > 0.08\text{ }\mu\text{s} \end{cases} \quad (8)$$

根据式(8)计算结果及开关器件最小死区时间,取驱动信号死区 $t_{dead} = 1\text{ }\mu\text{s}$ 。

4 仿真分析

PSPice 是一个多功能电路模拟实验平台,是通用电路模拟程序中非常优秀的软件。PSPice 软件对电路的分析功能非常强大,有基本分析模块(PSPice A/D)和高级分析模块(PSPice AA),可以实现包括直交流分析、噪声分析、最坏情况分析、参数扫描分析、温度分析等8种分析类型。

在PSPice中搭建如图5所示仿真模型。

仿真模型中各元件参数如下:直流电源 $V_{in} = 320\text{ V}$,变压器漏感 $L_r = 2.5\text{ }\mu\text{H}$,隔直电容 $C_s = 0.6\text{ }\mu\text{F}$,开关器件 $Q_1 \sim Q_4$ 型号为 SIGC76T60R3,整流二极管 $D_{r11} \sim D_{r42}$ 型号为 DSEP29-12A,滤波电感 $L_f = 200\text{ }\mu\text{H}$,滤波电容 $C_f = 200\text{ }\mu\text{F}$,负载 $R_{load} = 20\text{ }\Omega$,反向二极管 $D_1 \sim D_4$ 型号为 IDW100E60。其中开关器件、反向二极管均为实际使用的 Infineon 器件模型,整流二极管(由于器件最大电流 35 A ,而实际最大电流 60 A ,故采用两个并联)为 IXYS 器件模型。

仿真结果如图6所示。图6a和图6b是变压器原边和副边的电压电流波形,由于在电流换向时谐振过程中对隔直电容的充放电,会出现短时

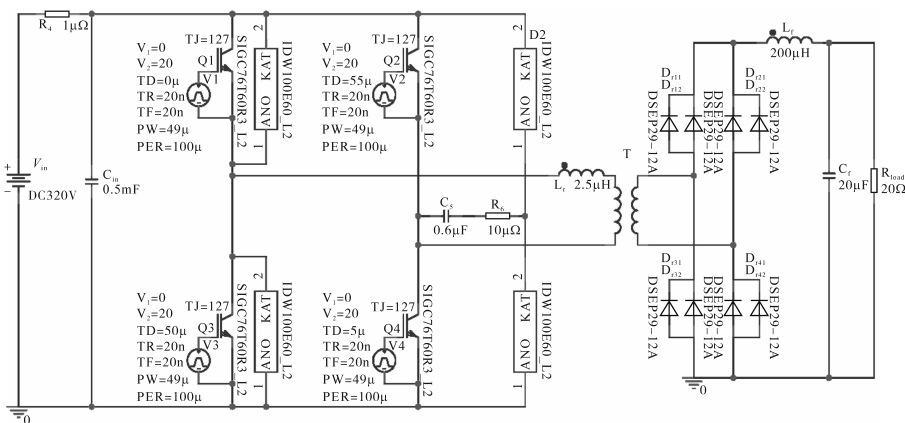


图5 PSPice仿真模型

Fig.5 PSPice simulation model

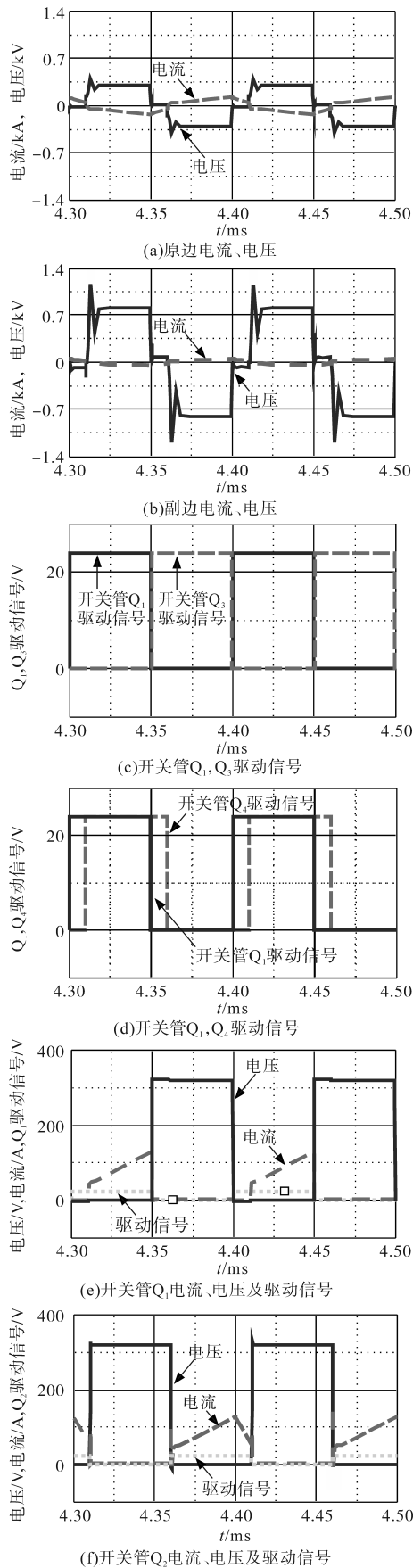


图6 PSpice仿真波形图

Fig.6 PSpice simulation waveforms

间内的原副边电压的波动;图6c和图6d是超前桥臂上开关管的驱动信号和超前滞后桥臂上开关管的驱动信号,此时驱动信号参数为:开关频率 $f_s = 10 \text{ kHz}$,死区时间 $t_{\text{dead}} = 1 \mu\text{s}$,移相角 $\alpha = 36^\circ$;图6e和图6f中可以看出超前桥臂和滞后桥臂上开关管开通时两端电压和流经的电流为零,实现了软开通。

当取额定负载时,文中电路拓扑和经典移相电路拓扑在不同移相角下的转换效率如图7所示。

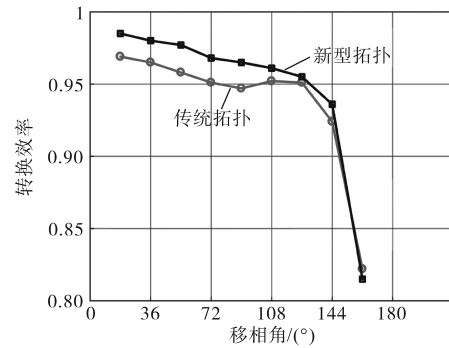


图7 转换效率对比图

Fig.7 Comparison chart of conversion efficiency

从图7中可以看到文中转换器电路拓扑比经典拓扑转换效率更高,达到了优化的效果。

当取额定负载、移相角为 36° 时,文中电路拓扑在不同的隔直电容取值下的转换效率如图8所示。

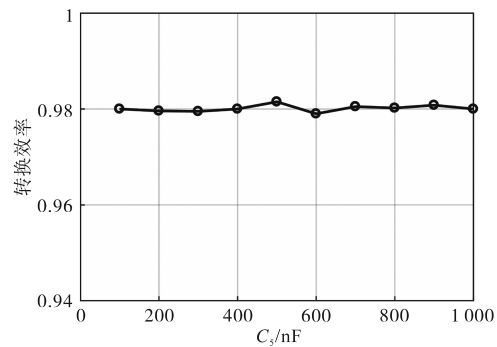


图8 隔直电容取值对转换效率的影响

Fig.8 Effect of DC blocking capacitor value on conversion efficiency

增加隔直电容后,在滞后桥臂的换流过程中振荡过程始终存在,而隔直电容的取值只对开关器件的电压峰值及死区范围有影响(见图4),对转换效率几乎没有影响(见图8)。

5 结论

文中在分析了当前常用移相全桥拓扑存在的不足后,提出了一种基于当前研究现状的改进拓扑,使用较少的元件实现了开关管的软开关控

制。它通过在滞后桥臂增加续流支路及隔直电容使得在换流时出现振荡过程,放宽了滞后桥臂零电流开通的条件,从而提升了转换效率。最后,通过基于实际电路参数的PSPice仿真进行了验证,具有一定的实用价值。

参考文献

- [1] 刘胜利. 现代高频开关电源使用技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2001: 165-175.
- [2] 崔超, 李红梅, 张恒果. 改进移相全桥DC/DC变换器的建模研究[J]. 电源技术与应用, 2018, 44(4): 146-148, 152.
- [3] 阮新波, 严仰光. 脉宽调制DC/DC全桥变换器的软开关设计[M]. 北京: 科学出版社, 1999: 22-36.
- [4] 丁奇, 杨海涛, 刘聪. 平均电流控制型移相全桥DC/DC变换器设计方法的研究[J]. 电气工程学报, 2018, 13(9): 32-37.
- [5] Gao Y, Yang M. Design and simulation of ZVZCS phase-shifted full bridge PWM converter[C]//2016 International Symposium on Computer, Consumer and Control (IS3C). Xi'an, China: IEEE, 2016: 923-925.
- [6] Modepalli Kumar, Mohammadpour Ali, Li Tao, *et al.* Three-phase current-fed isolated DC-DC converter with zero-current

switching[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(1): 242-250.

- [7] Matsuo H, Yonemori H, Yasaka Y. Phase-shift controlled zero current switching high frequency inverter in the MHz frequency range[C]//The 2010 International Power Electronics Conference-ECCE ASIA. Sapporo, Japan: IEEE, 2010: 2213-2218.
- [8] 王鑫. 移相全桥软开关变换器的研究和设计[J]. 电子测试, 2016, 20: 30-31.
- [9] 莫丹丹. 一种新型的基于移相控制的四相全桥直流变换器的研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2017: 27-30.
- [10] 尚子凡. 一种宽范围软开关全桥DC-DC变换器[D]. 北京: 北京交通大学, 2017.
- [11] Koo G B, Moon G W, Youn M J. New zero voltage switching phase-shift full-bridge converter with low conduction losses[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(1): 228-235.
- [12] Shi K, Zhang D, Zhou Z, *et al.* A novel phase-shift dual-bridge converter with full soft-switching range and wide conversion range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(11): 7747-7760.

收稿日期: 2020-01-15

修改稿日期: 2020-03-02

(上接第26页)

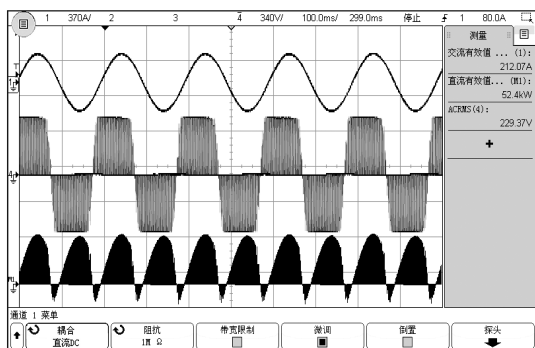


图20 电磁搅拌器变频电源单相输出电压、电流和功率波形

Fig.20 Single-phase output voltage, current and power waveforms of variable frequency power supply of electromagnetic stirrer

5 结论

本文以国产的IGBT驱动核设计一款适应电磁搅拌器专用变频电源使用的大功率IGBT驱动电路,并将该驱动电路应用在湖南中科电气第5代专用变频电源柜中。通过一年多的工程应用实践,证明该驱动电路具有较强的大功率驱动能力,而且该IGBT驱动电路具有完善的短路过流保护、有源钳位功能、电源监测功能以及智能故障管理功能,极大提高了功率器件驱动系统的效率和可靠性,是一种非常高效可靠的大功率驱动

电路,在大功率电磁搅拌器变频电源中具有很高的应用价值。

参考文献

- [1] 杨媛,文阳,李国玉. 大功率IGBT模块及驱动电路综述[J]. 高压技术, 2018, 44(10): 3207-3220.
- [2] 郑月非,张爱玲. 以2SD315AI为核心的IGBT驱动电路的设计与调试[J]. 电气技术, 2010, 11(3): 65-67.
- [3] 于瑛. 级联高压变频电源功率单元IGBT的驱动和保护[J]. 西安建筑科技大学学报(自然科学版), 2013, 45(1): 147-152.
- [4] 张显,邢鹏. 大功率IGBT驱动模块2SD315的应用关键问题分析[J]. 电子元器件应用, 2008, 10(10): 36-38, 41.
- [5] 鲁通,马建荣,陈峰,等. 基于2SD315AI的静电除尘用高频高压电源研制[J]. 电子设计工程, 2013, 21(2): 104-107.
- [6] 刘攀,布晓萌,雷龙,等. 一种IGBT全桥逆变驱动电路的设计[J]. 信息技术, 2014(10): 125-128, 133.
- [7] 罗志清,刘庆,袁汉祖,等. 新型IGBT驱动器2SC0435T的应用[J]. 舰船电子工程, 2012, 32(8): 137-140.
- [8] 刘革菊. 二代大功率IGBT短路保护和有源钳位电路设计[J]. 山西电子技术, 2013(1): 20-23.
- [9] 张磊,成恒珍,顾先明. 矿用变频器IGBT模块驱动电路的设计[J]. 科技信息, 2014(11): 236-237.
- [10] 唐志锋,廖政. 新型光耦ACPL-333J在IGBT门极驱动电路中的应用[J]. 企业科技与发展, 2013(13): 33-35.

收稿日期: 2019-12-14

修改稿日期: 2020-01-13