

铁路客车 DC/DC 电源主电路的设计与分析

张小勇, 周 帅, 孙立辉, 谢 伟, 张 庆

(株洲南车时代电气股份有限公司, 湖南 株洲 412001)

摘要: 利用一种新型 ZVZCS 拓扑对铁路客车 DC/DC 电源主电路进行设计与分析。仿真及样机试验结果表明, 所设计的 DC/DC 电源能够实现零电压零电流开关功能, 完全能满足铁路客车 DC/DC 电源的技术要求。

关键词: 零电压零电流开关; DC/DC 电源; 移相全桥电路

中图分类号: TM464; U271

文献标识码: A

文章编号: 2095-3631(2013)01-0047-06

Design and Analysis of DC/DC Power Circuit for Railway Passenger Car

ZHANG Xiao-yong, ZHOU Shuai, SUN Li-hui, XIE Wei, ZHANG Qing

(Zhuzhou CSR Times Electric Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China)

Abstract: It designed and analyzed a main circuit of DC/DC power with novel ZVZCS topology for railway passenger car. Simulation and prototype experimental results show that this circuit can realize ZVZCS and fully meet the technical requirements of railway passenger car.

Key words: ZVZCS; DC/DC power; phase shift full-bridge circuit

0 引言

受拓扑结构和开关损耗的影响, 半桥硬开关电路的重量、体积、噪声及功率等级等技术指标在一定程度上受到限制, 因此中大功率开关电源的主电路基本都采用全桥电路结构^[1]。铁路客车电源主电路一般选用 IGBT 作为其功率开关器件, 由于 IGBT 存在拖尾电流, 而 ZVZCS PWM 变换电路较其他全桥软开关电路具有结构简单、回路损耗小且变压器一次侧电压占空比不易丢失等优点。因此在设计新一代铁路客用车 DC/DC 电源时, 采用 ZVZCS (零电压零电流开关) PWM 变换电路作为其主拓扑。

1 主电路原理

图 1 示出滞后臂串联二极管的 ZVZCS PWM 变换器

电路拓扑图。

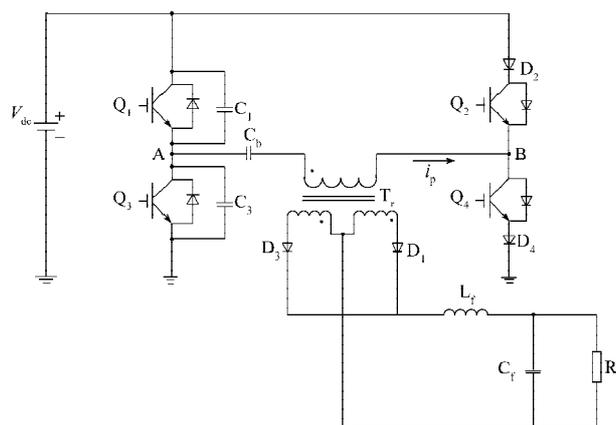


图 1 滞后臂串联二极管 ZVZCS PWM 变换器电路拓扑图

Fig.1 Topology diagram of the ZVZCS PWM converter using diodes in series with lagging leg

ZVZCS PWM 变换器基本工作过程分为 6 种模式^[2-3], 如图 2 所示。图中, $V_1 \sim V_4$ 为开关管 $Q_1 \sim Q_4$ 的驱动电压, i_p 为变压器一次侧电流, v_{cb} 为隔直电容 C_b 上的电压。

收稿日期: 2012-10-31

作者简介: 张小勇 (1980-), 男, 工程师, 主要从事 DC/DC 变换器的研究和设计工作。

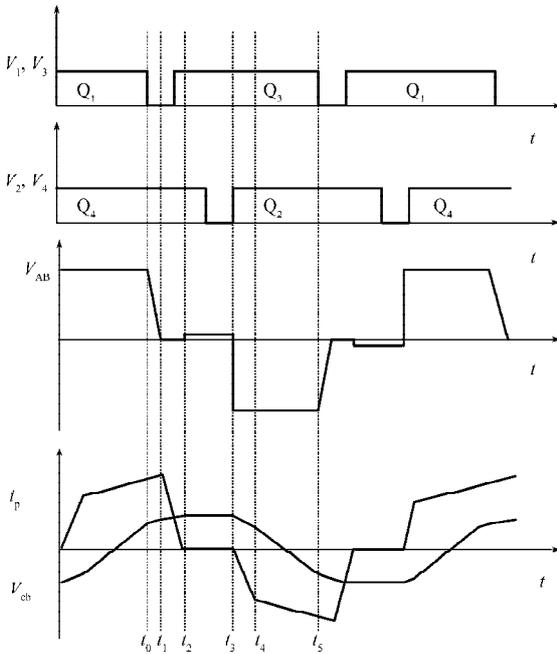


图2 ZVZCS PWM 电路主要波形

Fig.2 Typical waveforms of the ZVZCS full-bridge PWM converter

模式一(t_0 时刻): 在 t_0 时刻前, Q_1 和 Q_4 均处于导通状态, C_1 电压为零, 两桥臂中点电压 V_{AB} 保持恒定; 变压器一次侧向二次侧传递能量, 隔直电容 C_b 电压呈线性上升之势, 此时 D_1 导通, D_3 截止。

模式二($t_0 \sim t_1$): t_0 时刻, Q_1 关断, Q_4 处于导通状态, 变压器一次侧电流 i_p 转移到 C_1 和 C_3 中, C_1 充电, C_3 放电, C_1 的电压从零开始线性上升, 即 Q_1 为ZVS(零电压开关)关断; t_1 时刻, C_1 充电至 V_{AB} , C_3 放电至零, Q_3 的反向并二极管导通并续流, Q_3 随后导通, 为ZVS开通。

模式三($t_1 \sim t_2$): t_1 时刻, Q_1 处于关断状态, Q_4 仍导通, C_b 电压全部加在变压器一次侧的漏感上, i_p 线性下降至零, 阻断二极管 D_4 阻止 i_p 反向流动, 并将其保持为零。

模式四($t_2 \sim t_3$): 这段时间内, 由于 D_4 的箝位作用, i_p 为零, Q_4 可实现ZCS(零电流开关)关断。A点对地电压为零, B点对地电压为 $-V_{cb}$, 变压器一、二次侧电压均为零。由于输出滤波电感的续流作用, 整流管 D_1 和 D_3 同时导通。

模式五($t_3 \sim t_4$): t_3 时刻, Q_2 导通, 此刻 i_p 为零。由于变压器一次侧漏感的存在, 流经 Q_2 的电流 i_p 不能突变, 因此, Q_2 为ZCS开通。 Q_2 导通后, i_p 反向且线性增大, 但此时一次侧还无法为二次侧提供足够的能量, 二次侧的2个整流管依然同时导通, 一、二次侧电压仍为零。

模式六($t_4 \sim t_5$): t_4 时刻时, i_p 反向线性增大到能够给负载提供能量, 同时给阻断电容反向充电。输出整流管 D_1 自然关断, D_3 保持开通状态。 C_b 继续被反向充电, 为下一状态 Q_3 的ZVS关断做准备。整个电路开始准备

下半周ZVZCS。

2 主电路参数计算与关键器件选型分析

2.1 主要参数

新型铁路客车DC/DC电源的技术要求如下:

输入标称电压	DC 600 V
输入过压/欠压保护值	DC 700 V/DC 450 V
输出电压	DC (120 ± 5)V
输出限流保护值	70 A
输出电压纹波峰-峰值	< 2 V
开关频率	18 kHz
额定输出功率	8 kW

本文设计的DC/DC电源以ZVZCS PWM变换电路为主电路, 而高频隔离变压器的变比与漏感是ZVZCS电路中2个重要的参数。DC/DC电源直流母线最低时, 输出电压最大, 超前桥臂和滞后桥臂工作在二次侧, 占空比取最大值。式(1)和式(2)分别示出输出电压($V_o + \Delta V$)和变压器变比(n)的计算公式。经计算可知, 该电路高频隔离变压器 $n=3:1:1$ 。取变比为一、二次侧匝比($N_p:N_{S1}:N_{S2}=18:6:6$, 其中 N_p 为一次侧匝数, N_{S1} 和 N_{S2} 为二次侧匝数), 即能满足电路输出要求。

$$V_o + \Delta V = \frac{V_{in \min} \times D_{sec \max}}{n} \quad (1)$$

$$n = \frac{V_{in \min} \times D_{sec \max}}{V_o + \Delta V} \quad (2)$$

式中: V_o ——额定输出电压; $V_{in \min}$ ——最小直流母线电压; $D_{sec \max}$ ——二次侧最大占空比; ΔV ——输出电感和整流二极管的压降。

在ZVZCS电路中, 高频隔离变压器漏感(L_{lk})决定了滞后桥臂相对于超前桥臂关断的最短延迟时间(式(3))。为了使滞后臂电流开通更接近ZCS, L_{lk} 在允许范围内应尽可能取大值。

$$t_{lag} > \frac{L_{lk} \times i_o / n}{V_{cbp}} \quad (3)$$

式中: i_o ——二次侧电流; t_{lag} ——滞后桥臂相对于超前桥臂关断延迟时间; V_{cbp} ——隔直电容的峰值电压(经验值)。

2.2 关键器件选型

2.2.1 谐振电容

该DC/DC电源开关器件选用英飞凌公司1 200 V/100 A规格双管IGBT模块。根据产品手册可知, 其拖尾时间 $T_{tail}=400$ ns, 考虑留有一定裕量, Q_1 和 Q_3 间的最短死区时间取 $3T_{tail}^{[4]}$ 。谐振电容容量计算如下:

$$C_r = \frac{(I_{o\max}/n) \times 3T_{\text{tail}}}{2V_{\text{in}}} \quad (4)$$

式中: V_{in} ——最大输入电压; $I_{o\max}$ ——最大输出电流, 取限流值70 A。

考虑电流和ESR(等效串联电阻)因素, 谐振电容可以采用2个1 200 V/10 nF规格薄膜电容器并联。

2.2.2 隔直电容

采用隔直电容在一定程度上可防止高频变压器偏磁, 但会产生一定的压降和功率损耗, 所以需计算其容量大小, 以提高变换器效率, 优化设计。

一次侧电流 i_p 流过隔直电容, 对其进行充放电。考虑纹波的影响, 隔直电容的峰值电压为最高输入电压的15%^[3], 即 $V_{\text{cbp}}=0.15 V_{\text{in max}}$, 因 $i_p=i_o/n$, 则有:

$$C_b = i_p \times \frac{dt}{du} = \frac{i_o/n}{2V_{\text{cbp}}} \times D_{\text{sec max}} \times \frac{T}{2} \quad (5)$$

式中: du ——导通时间内隔直电容端电压波动值; T ——开关周期; $V_{\text{in max}}$ ——最大输入电压。

根据计算可知, $C_b=2.53 \mu\text{F}$ 。考虑电流因素的影响, 可选用3个1 200 V/1 μF 规格薄膜电容器并联。

2.2.3 输出LC滤波器

DC/DC电源逆变环节输出方波电压, 其谐波成分较高。为使整流后输出电压纹波峰-峰值不超标, 输出需经LC滤波处理。

首先计算输出滤波电感量。变压器二次侧的最高电压 $V_{\text{sec max}} = \frac{V_{\text{in max}}}{n}$, 最小占空比 $D_{\text{sec min}} = \frac{V_o + \Delta V}{V_{\text{sec max}}}$ 。由电感电压公式 $U=L \times di/dt$ 可得输出滤波电感 L_f 公式:

$$L_f = V_o \times \frac{\Delta t}{\Delta i} \quad (6)$$

$$\Delta t = \frac{T - D_{\text{sec min}} \times T}{2} \quad (7)$$

式中: Δi ——电感电流的波动值; Δt ——放电时间。

确定输出滤波电感参数后, 所对应的电感电流波动值亦可确定。在高频滤波电路中, 电容的容量主要受ESR影响。对于铝电解电容器, ESR与容量之间的近似关系^[5-6]如式(8)所示。在高频状态下, 铝电解电容器的容量会变得很小, 为充分滤除电感的波动电流, 工程选型时, 电容器的容量将数倍于理论计算值。

$$C_f = \frac{65 \times 10^{-6}}{\text{ESR}} \quad (8)$$

2.3 IGBT热计算

2.3.1 IGBT损耗计算

所选用的IGBT模块由2个IGBT(含寄生续流二极

管)组成。IGBT损耗包括开关损耗和导通损耗。由于4个开关管分别实现了ZVZCS, IGBT开关损耗可以近似忽略, 因此单个IGBT元件的平均损耗为:

$$P = P_{\text{SS}} + P_{\text{DC}} \quad (9)$$

式中: P_{SS} ——IGBT开关周期内平均导通损耗; P_{DC} ——续流二极管平均导通损耗。

IGBT开关周期内的平均导通损耗为:

$$P_{\text{SS}} = D \times V_{\text{CE(SAT)}} \times I_{o\max}/n \quad (10)$$

式中: $V_{\text{CE(SAT)}}$ ——IGBT正向饱和压降; D ——IGBT开关周期内导通占空比。

续流二极管平均导通损耗为:

$$P_{\text{DC}} = I_F \times V_F \times \frac{L_{\text{lk}} \times i_o/n}{V_{\text{cbp}} \times T} = V_F \times \frac{i_p}{2n} \times \frac{L_{\text{lk}} \times i_o/n}{V_{\text{cbp}} \times T} \quad (11)$$

式中: I_F ——二极管正向电流, 等于二极管续流时一次侧电流的平均值, 取 $i_p/2n$; V_F ——二极管正向压降。

超前桥臂使用一个IGBT模块(Q_1 和 Q_3), 由于其寄生续流二极管实现了自然关断, 因此可忽略二极管恢复损耗; 滞后桥臂使用另一个IGBT模块(Q_2 和 Q_4), 由于阻断二极管(D_2 和 D_4)的存在, 其寄生续流二极管一直处于截止状态, 故2个IGBT模块的总损耗为:

$$P_{\text{INV}} = P_{\text{SS}} \times 4 + P_{\text{DC}} \times 2 \quad (12)$$

2.3.2 IGBT模块温度计算

超前桥臂IGBT模块的最高工作结温为:

$$T_{\text{IGBT-lead}} = T_s + 2 \times (P_{\text{IGBT}} \times R_{\text{JC}} + P_{\text{IGBT}} \times R_{\text{CH}} + P_{\text{DC}} \times R_{\text{Dc}} + P_{\text{DC}} \times R_{\text{DCH}}) \quad (13)$$

式中: P_{IGBT} ——IGBT损耗, 在ZVZCS中, $P_{\text{IGBT}}=P_{\text{SS}}$; T_s ——散热器台面最高工作温度, 即散热器温度保护值, 取85℃; R_{JC} ——IGBT结壳间热阻; R_{CH} ——IGBT壳至散热器间热阻; R_{DCH} ——反向并联二极管壳到散热器间热阻; R_{DJC} ——反向并联二极管结壳间热阻。

滞后桥臂IGBT模块的最高工作结温为:

$$T_{\text{IGBT-lag}} = T_s + 2 \times (P_{\text{IGBT}} \times R_{\text{JC}} + P_{\text{IGBT}} \times R_{\text{CH}}) \quad (13)$$

选择功率器件时应满足热计算要求。实际工作中, 受IGBT拖尾电流和谐振电容ESR的影响, 超前臂不能完全实现软关断; 同时由于变压器漏感、隔直电容和输入电压源三者构成了一个二阶零状态响应电路, 滞后臂开通时的电流也将稍大于零。因此, IGBT实际散热将稍大于上述理论计算结果。

3 仿真分析

对所设计DC/DC电源的主电路参数进行Simulink建模仿真分析(图3), 采用离散ode23tb(stiff/TR-BDF2)算法, 步长设为100 ns。

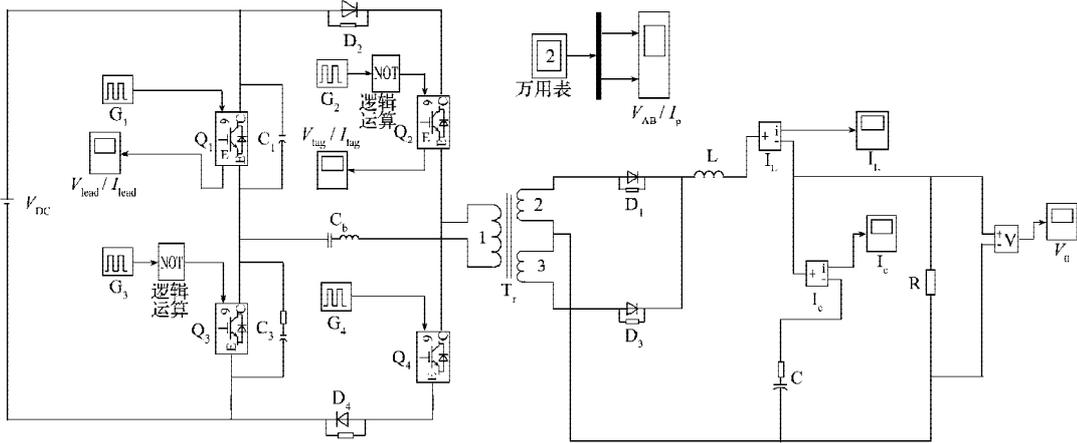


图3 铁路客车新型DC/DC电源电路模型

Fig.3 New DC/DC power circuit model of railway passenger car

3.1 软开关特性仿真

超前臂IGBT开通时,依靠并联谐振电容器使开关管两端电压保持为零,从而实现ZVS开通。图4示出超前桥臂零电压(ZVS)驱动电压 V_{GE} 和输出电压 V_{CE} 的仿真波形。可以看出,超前臂IGBT实现了ZVS开关。

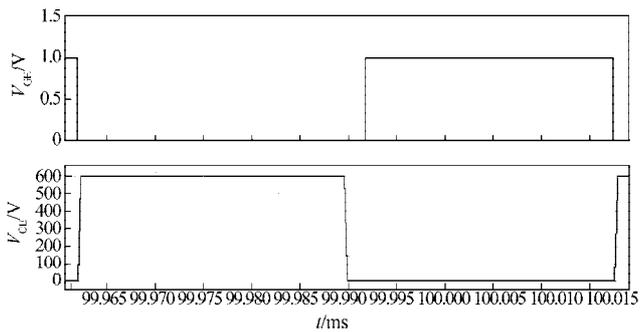


图4 超前桥臂ZVS仿真波形

Fig.4 ZVS simulation waveforms of the leading leg

图5示出滞后桥臂IGBT输出电压 V_{CE} 和输出电流 I_C 的波形。可以看出,滞后臂开关管很好地实现了零电流关断(ZCS)。以图2中 Q_4 为例进行分析,当 Q_3 和 Q_4 同时导通后, C_b 电压加到了变压器漏感 L_{lk} 上,使IGBT上电流

逐渐减小为零,同时由于阻断二极管 D_4 的存在,使开关管电流不能反向而保持为零;由于 L_{lk} 的存在,IGBT开通时开关管电流也将保持在零位。

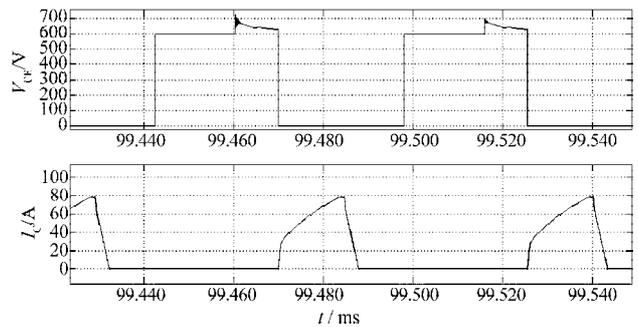


图5 滞后桥臂ZCS仿真波形

Fig.5 ZCS simulation waveforms of the lagging leg

图6示出两桥臂中点电压 u_{AB} 、变压器一次侧电流 i_p 和电压 u_p 波形。可以看出,由于 V_{cb} 的存在,变压器一次侧电压不是一个方波。当 u_{AB} 为零时,阻断电容 C_b 上的电压 u_{cb} 使变压器一次侧电流逐渐减小至零,同时阻断二极管使之不能反向流动,从而实现滞后桥臂的ZCS关断。

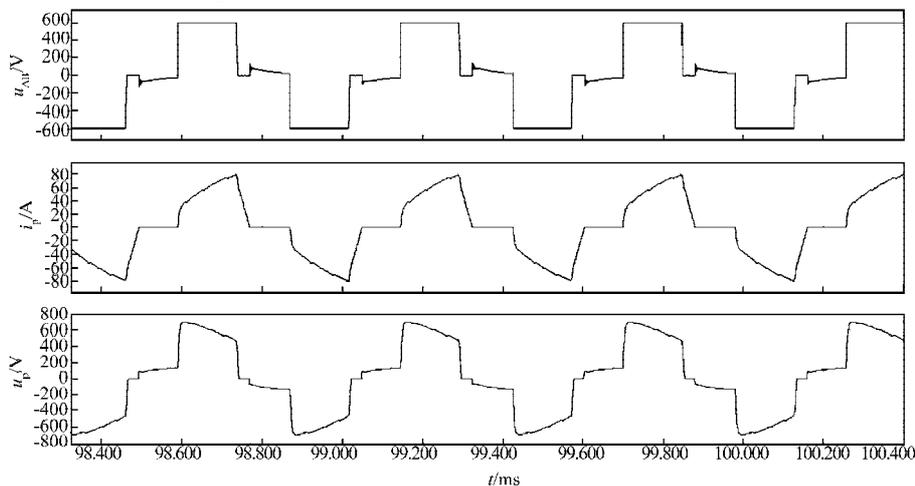


图6 中间逆变环节电压及一次侧电流和电压仿真波形

Fig.6 Simulation waveforms of leg neutral-point voltage, primary voltage and primary current

3.2 输出特性仿真

图7示出滤波电感电流 i_{Lf} ，滤波电容电流 i_{Cf} 及电路输出电流 i_o 波形。可以看出，电路输出电流的波动值小于0.4 A，电流纹波系数不超过0.5%。

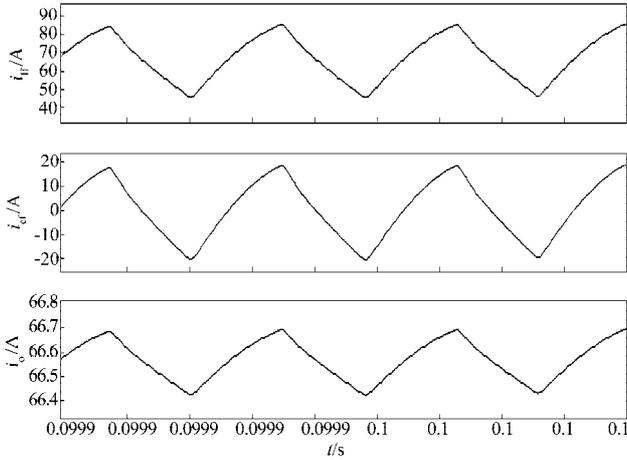


图7 输出滤波环节电流仿真波形

Fig.7 Simulation waveforms of the output filter currents

图8示出输出电压 u_o 的波形。满载运行时，DC/DC电源输出电压稳定在DC 120 V，电压纹波峰-峰值不超过1 V，电压纹波系数不超过0.5%，远小于铁标要求(5%)。

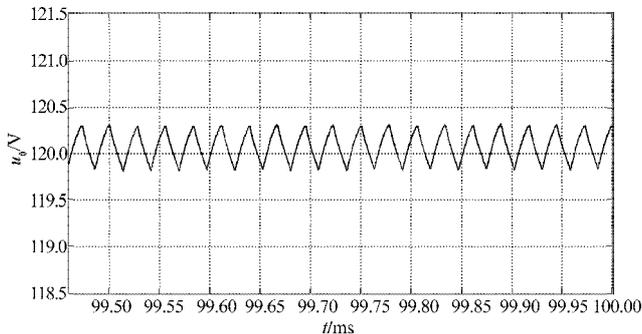


图8 输出电压仿真波形

Fig.8 Simulation waveform of output voltage

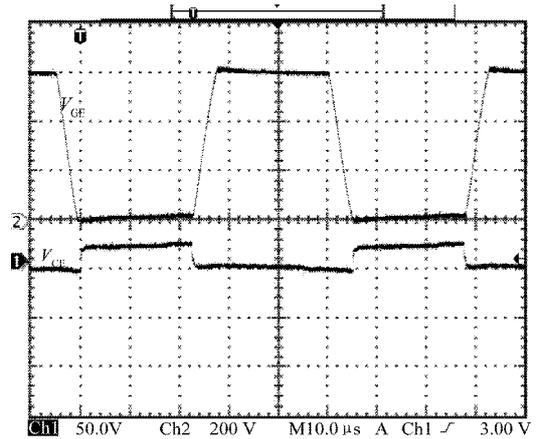
4 实验

根据理论分析和仿真结果，并结合铁路客车DC/DC电源的技术要求，研制了一台工程样机。

4.1 样机软开关特性

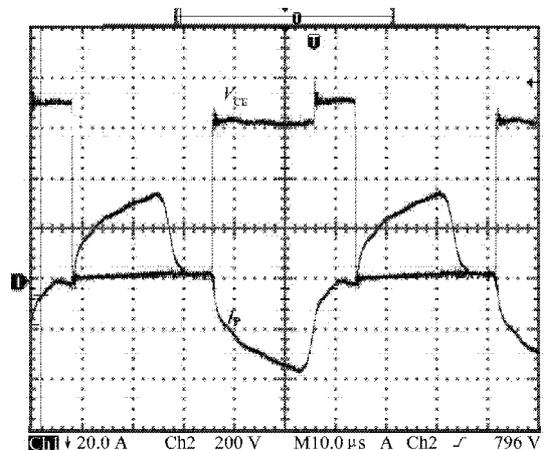
图9(a)示出样机电路超前桥臂软开关波形，IGBT开关驱动瞬间，其CE极间电压(V_{CE})为零，超前臂IGBT实现了ZVS开关。图9(b)示出样机电路滞后桥臂的软开关波形，图中变压器一次侧电流 i_p 波形(对称交流波形)与滞后桥臂IGBT的 V_{CE} 波形的零点已重叠。二者对比可知，在开关时刻，流经滞后臂IGBT的电流为零，可见滞后桥臂实现了ZCS开关。

将实验波形与仿真结果进行对比，发现二者基本一致，验证了理论分析的正确性。



(a) 超前桥臂ZVZCS波形

(a) ZVZCS waveforms of the leading leg



(b) 滞后桥臂ZVZCS波形

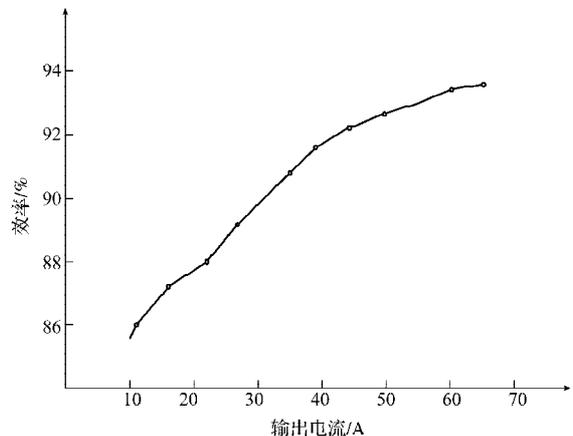
(b) ZVZCS waveforms of the lagging leg

图9 样机超前臂和滞后臂ZVZCS波形

Fig.9 ZVZCS waveforms of the leading leg and the lagging leg for prototype

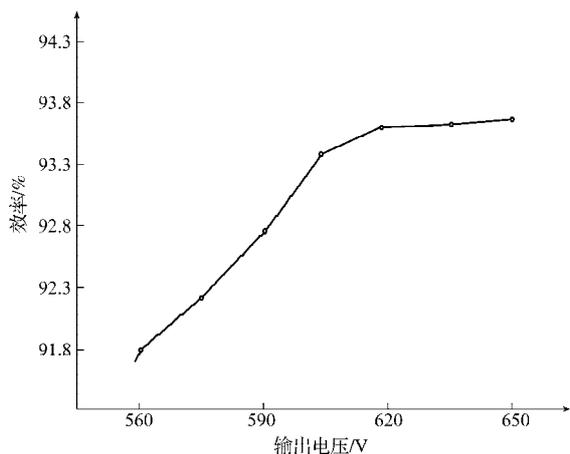
4.2 样机工作效率

图10示出样机工作效率曲线。DC 600 V额定电压输入、带不同负载工作时的效率曲线如图10(a)所示；满负载、不同输入电压时的效率曲线如图10(b)所示。可以看出，额定电压输入、带满负载时，工作效率大约为93%。



(a) 额定电压输入，带不同负载

(a) With rated input voltage and different output currents



(b)满载输出,不同电压输入

(b) With full-load output and different input voltages

图10 样机效率曲线

Fig.10 Efficiency curves of the prototype

5 结语

本文利用一种滞后臂串联二极管的ZVZCS电路对铁路客车DC/DC电源拓扑进行设计及分析,计算了主电路的主要参数,并通过仿真和样机实验对理论分析结

果进行验证。结果表明,所设计的电路各项指标良好,能够实现零电压零电流开关,完全能够满足新一代铁路客车DC/DC电源的要求,为同类产品的设计提供了实践依据。

参考文献:

- [1] 李云, 张小勇. 机车车辆充电机用移相全桥ZVSPWM变换器的设计[J]. 大功率变流技术, 2010(2):19-25.
- [2] Shi Yimeng, Chen Guozhu, Li Yunlin. Modeling, analysis and design of 15kW zero-voltage zero-current switched full bridge PWM converter[C]//IEEE industrial electronics society, IECON 2007, 33rd annual conference of the IEEE, 2007:1575-1580.
- [3] 包朔宁. 基于DSP的移相全桥ZVZCS直流变换器研究[D]. 太原: 太原理工大学, 2008:14-17.
- [4] Ruan Xinbo, Yan Yangguang. A novel zero-voltage and zero-current-switching PWM full-bridge converter using two diodes in series with the lagging leg[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2001, 48(4):777-785.
- [5] 赵修科. 开关电源中电容器的选择[J]. 电子技术应用, 2008(7):72-84.
- [6] 牟翔永, 陈庆川. 基于UC3875的ZVZCS PWM软开关直流电源的研制[J]. 开关电源, 2008, 11(12):31-34.

(上接第37页)

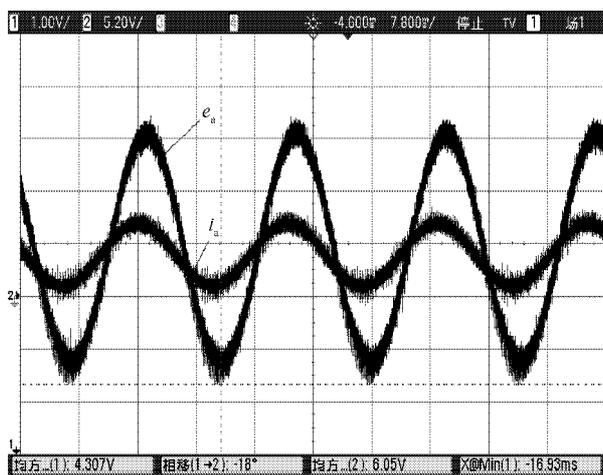


图8 并网电流和电网电压波形

Fig.8 Waveforms of grid voltage and current of grid-connected inverter

5 结语

本文提出一种采用TL16C752型扩展异步串行芯片

通过CPLD实现逻辑控制的方案,使DSP和低速设备间的通信成为可能。CPLD逻辑控制信号满足TL16C752读写时序要求,数据传输符合Modbus通信协议,通过调度信息的设置,实现了500 kW光伏并网逆变器的无功调度。在光伏电站远程调度系统中,该方案具有工程应用的实际意义。

参考文献:

- [1] 杨稳积, 王新宏. 鱼雷数字信号处理机异步串行口通信接口电路设计[J]. 鱼雷技术, 2006, 14(5):31-34.
- [2] 张国龙, 徐晓苏. 嵌入式组合导航系统中多路异步串口的的设计[J]. 中国惯性技术学报, 2008, 16(4):431-435.
- [3] 舒杰, 彭宏, 沈辉, 等. 光伏系统的远程监控技术与实现[J]. 华南理工大学学报: 自然科学版, 2005, 33(5):43-46.
- [4] 陈鹏, 闫建国. DSP和TL16C752在无人机GPS导航系统中的应用[J]. 测控技术, 2009, 28(2):31-34.
- [5] 汪海宁, 苏建徽. 光伏并网发电及无功补偿的统一控制[J]. 电工技术学报, 2005, 20(9):114-118.

