

# 基于移相全桥的同步整流 DC/DC 变换器设计

## Design of Synchronous Rectification DC/DC Converter Based on Phase Shift Full Bridge

刘孟<sup>1</sup>, 都洪基<sup>1</sup>, 陈湘如<sup>2</sup>, 王佳佳<sup>1</sup>

1. 南京理工大学 自动化学院 (南京, 210094);

2. 东南大学 电气工程学院 (南京, 210096)

Meng Liu<sup>1</sup>, Hongji Du<sup>1</sup>, Xiangru Chen<sup>2</sup>, Jijia Wang<sup>1</sup>

1. Department of Automation, NUST (Nanjing, 210094);

2. Department of Electrical Engineering, SEU (Nanjing, 210096)

**摘要:** 本文详细分析了基于移相全桥的同步整流 DC/DC 变换器工作原理, 结合软开关的实现对其主要元器件进行了设计和选型, 采用 Matlab 建模对变换器仿真研究, 最后通过采用 TMS320F28335 芯片对变换器驱动信号和控制程序进行了软件设计。样机实验结果表明, 成功实现了软开关和同步整流, 减少了变换器的开关损耗和开通损耗, 符合设计要求。

**关键词:** 移相全桥 同步整流 DC/DC 变换器

**Abstract:** This paper describes the synchronous rectification DC / DC converter works based on phase-shift full-bridge. Combining with the realization of soft-switching, the main components are designed and selected. We do simulation research on converter via Matlab modeling. Finally, we realize software design of inverter drive signal and control program by using TMS320F28335 chip. The simulation results show that soft switch and synchronous rectification are successfully realized, the switching loss and opening loss of the converter are reduced. The experiment meets the design requirements.

**Keywords:** Phase-shift full-bridge, Synchronous rectification, DC/DC Converter

[中图分类号] TN86 [文献标识码] A 文章编号: 1561-0349 (2015) 03-0021-06

## 1 引言

为了有效提高 DC/DC 变换器功率效率, 减少系统损耗, 在大功率变换器中, 一般通过采取软开关来减少开关管在开关过程中损耗<sup>[1-3]</sup>, 其中移相全桥软开关, 由于控制策略较为简单且不需要复杂的辅助电路, 受到广泛的应用。一般情况下, 移相全桥 DC/DC 变换器输出端电压较低, 因此输出电流较高, 导致变换器导通损耗较少<sup>[4-6]</sup>。通常人们只利用了 MOS 管的单向导电性, 但实际上 MOS 管具有双向导电特性, 并且导通压降接近为零。如果采用 MOS 管作为输出整流管代替普通整流二极管, 将可以极大地减少导通过程中造成的损耗, 进一步提高变换器工作效率。

本文详细分析了基于移相全桥的同步整流 DC/DC 变换器的工作原理, 通过合理设计谐振电感、变压器等, 有效实现软开关, 通过采用 Matlab 对变换器进行建模和分析<sup>[7]</sup>, 最后

基于 TMS320F28335 芯片, 设计制作了一台 1000W 实验样机。

## 2 DC/DC 变换器工作机理

移相全桥 DC/DC 变换器, 在一个工作周期内有 12 种不同的状态, 其中正半周工作状态和负半周工作状态类似, 本文对正半周工作和同步整流信号进行详细分析, 主电路如图 1 所示。

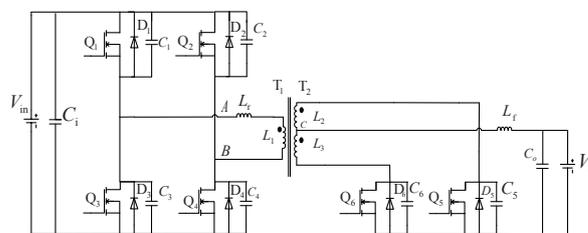


图 1 DC/DC 变换器主电路

主电路原边采用全桥拓扑结构, 副边采用推挽拓扑结构,

变换器工作过程中，驱动信号和电压电流变化如图 2 所示。下面对正半周工作状态进行详细分析。

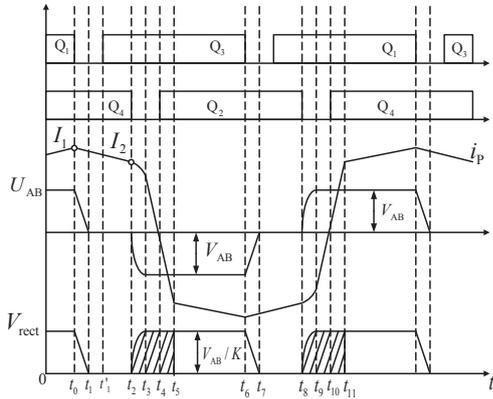


图 2 DC/DC 变换器工作状态

(1) 状态 1 (0 ~ t<sub>0</sub>)

此时 Q<sub>1</sub>、Q<sub>4</sub> 导通，而 Q<sub>2</sub>、Q<sub>3</sub> 截止，原边通过变压器向副边输送能量，开关管 Q<sub>6</sub> 导通实现同步整流，电路工作状态如图 3 所示。原边电流缓慢上升，如果变压器变比为 K，副边折算到原边上电感大小为 L<sub>r</sub>'，则上升电流 ΔI<sub>p</sub>：

$$\Delta I_p = (V_{in} - KV_0)t_0 / (L_r + L_r') \quad (1)$$

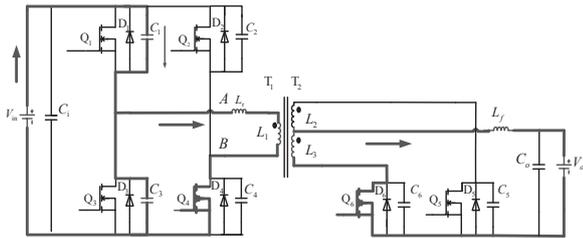


图 3 功率输出状态图

(2) 状态 2 (t<sub>0</sub> ~ t<sub>1</sub>)

在 t<sub>0</sub> 时刻 Q<sub>1</sub> 截止，但是原边电路中电流不能发生突变，所以，通过开关管的结电容进行充放电完成续流，这个过程中变压器副边没有被短接，Q<sub>6</sub> 仍然导通整流。所以，副边滤波电感参与到超前臂的谐振，谐振状态持续时间为：

$$t_{01} = t_1 - t_0 = 2C_{lead} V_{in} / I_1 \quad (2)$$

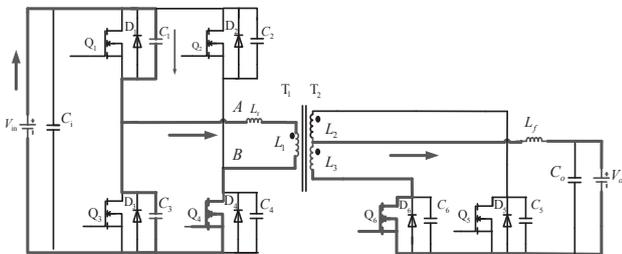


图 4 超前臂谐振状态图

(3) 状态 3 (t<sub>1</sub> ~ t<sub>2</sub>)

超前臂谐振状态结束后，体二极管 D<sub>3</sub> 和 Q<sub>4</sub> 同时导通实现续流，如果在此时段内开关管 Q<sub>3</sub> 导通，就可以实现零电压开关。所以，开关管 Q<sub>1</sub> 和 Q<sub>3</sub> 之间的死区时间应该大于超前臂谐振状态时间，故：

$$t_{d(lead)} > 2C_{lead} V_{in} / I_1 \quad (3)$$

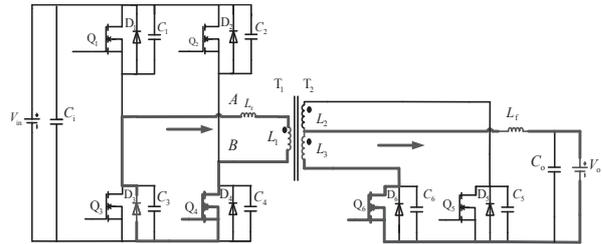


图 5 续流状态状态图

(4) 状态 4 (t<sub>2</sub> ~ t<sub>3</sub>)

在 t<sub>2</sub> 时刻 Q<sub>4</sub> 关断，导致原边电流失去原有途径，只能通过 C<sub>4</sub> 和 C<sub>2</sub> 进行充放电实现续流，导致变压器两端电压极性发生改变，二极管 D<sub>5</sub> 应该导通，所以，此时应该给开关管 Q<sub>5</sub> 导通信号进行同步整流。但是，这个时段内变压器相当于被短接在原边中，副边电感不再折算到原边中。开关管 Q<sub>4</sub>、Q<sub>2</sub> 之间死区时间如果大于滞后臂谐振时间就能够实现软开关。

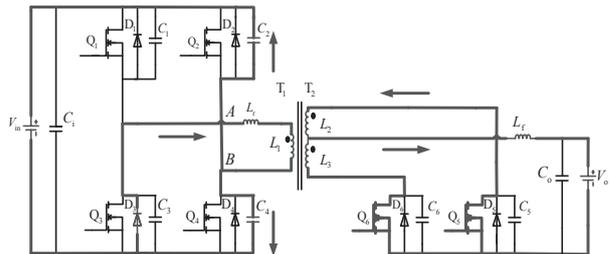


图 6 滞后臂谐振状态图

(5) 状态 5 (t<sub>3</sub> ~ t<sub>4</sub>)

滞后臂谐振结束后，但是原边电感中电流方向不能突变，此时开关管 Q<sub>2</sub> 的导通信号已经来临，但通过二极管 D<sub>2</sub>、D<sub>3</sub> 将能量反馈到电源中，实现了滞后臂的软开关。同时，由于变压器两端电压极性发生改变，电流会逐渐减少，在 t<sub>4</sub> 时刻电流下降为零。因此，可以得到这个状态持续时间为：

$$t_{34} = L_r I_p(t_3) / V_{in} \quad (4)$$

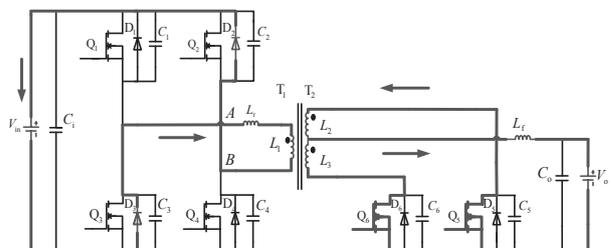


图 7 能量回馈状态图

(6) 状态 6( $t_4 \sim t_5$ )

能量完全反馈到电源端后, 电流开始反向上升, 但这个时段内原边电流较小无法向推挽侧输送能量, 直到电流继续增大到一定幅值后才能输送能量。

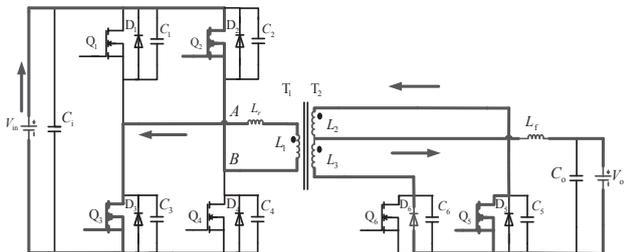


图 8 电流缓变状态图

在正半周工作中, 为了更好得出同步整流信号, 如果认为电流缓变状态较快将其忽略后可得:

$$Q_6 = \overline{Q_2}, \quad Q_5 = \overline{Q_4} \quad (5)$$

负半周的工作状态和正半周类似, 在此不做赘述。

### 3 主要元件参数设计

#### 3.1 谐振电感设计

在超前臂谐振过程中, 副边的电感能够折算到原边参与谐振, 而在滞后臂谐振过程不会参与。所以, 需要在原边接入一个谐振电感, 辅助实现滞后臂的谐振, 即:

$$\frac{1}{2} L_r I^2 > C_{lag} V_{in}^2 + \frac{1}{2} C_{TR} V_{in}^2 \quad (6)$$

上式中  $V_{in}$  应该取最大值, 由于本设计中开关管选取为 MOSFET, 所以可以简化为:

$$E > \frac{4}{3} C_{MOS} V_{in}^2 + \frac{1}{2} C_{TR} V_{in}^2 \quad (7)$$

其中:  $C_{MOS}$  是开关管漏极和源极之间电容, 这个容值反比于其两端电压的平方根, 忽略变压器寄生电容, 可以得到:

$$L_r \geq \frac{8 \cdot V_{in}^2 \cdot C_{oss}}{3 \cdot I_2^2} \times \sqrt{\frac{V_{DS}}{V_{in}}} \quad (8)$$

其中: 电流一般选取最大输出电流的三分之一, 根据所选功率开关管型号得到电容  $C_{OSS} = 480\text{pF}$ , 带入得到  $L_r \geq 41.5 \mu\text{H}$

#### 3.2 滤波电感设计

移相全桥变换器本质是 Buck 变换器, 如果推挽侧电感中电流保持连续, 可以得到:

$$L_r = \frac{V_o}{2 \times (f_{Lr}) I_{o(ccm)}} \left( 1 - \frac{V_o}{V_{in} - V_{Lr} - V_D} \right) \quad (9)$$

其中:  $f_{Lr}$  是整流后方波电压频率, 应该是两倍开关频率,  $I_{o(ccm)}$  是工作时候最大电流纹波, 因此可以得到:  $L_r = 19.6 \mu\text{H}$ 。

#### 3.3 滤波电容设计

输出滤波电容一般按照最大输出电压的纹波进行设计:

$$C_r \geq \frac{V_o}{8 L_r f_{cr}^2 \Delta V_{opp}} \left( 1 - \frac{V_o}{\frac{V_{in}}{K} - V_{Lr} - V_D} \right) \quad (10)$$

考虑到电解电容中存在寄生电阻, 所以电容选取应该要比计算结果大些, 本设计中选取滤波电容  $C_r = 110 \mu\text{F}$ 。

#### 3.4 驱动电路设计

MOS 管是电压型驱动方式, 实际上是通过提供一个较大的瞬间电流对其中的寄生电容进行充电, 从而实现导通。由于原边是全桥拓扑中需要自举电路, 本文中通过光耦隔离再进行驱动, 驱动电路如下所示。

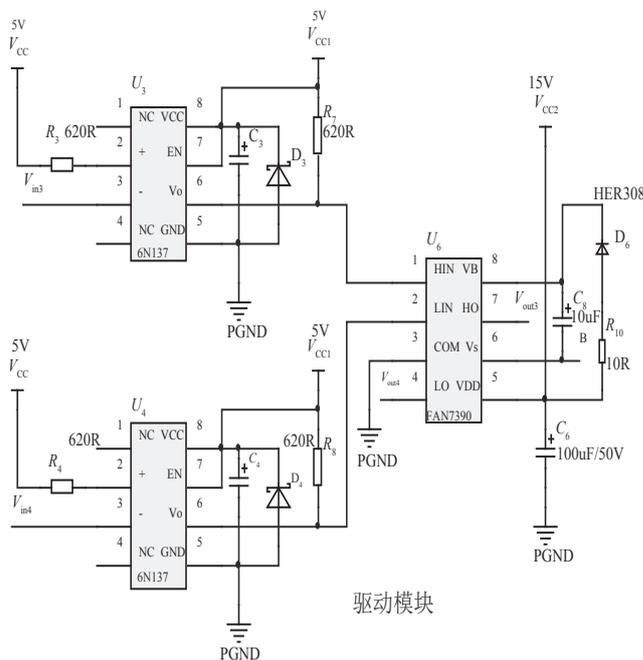


图 9 能量回馈状态图

### 4 仿真分析

通过 Matlab 软件对变换器进行建模分析, DC/DC 变换器主电路如图 10 所示。

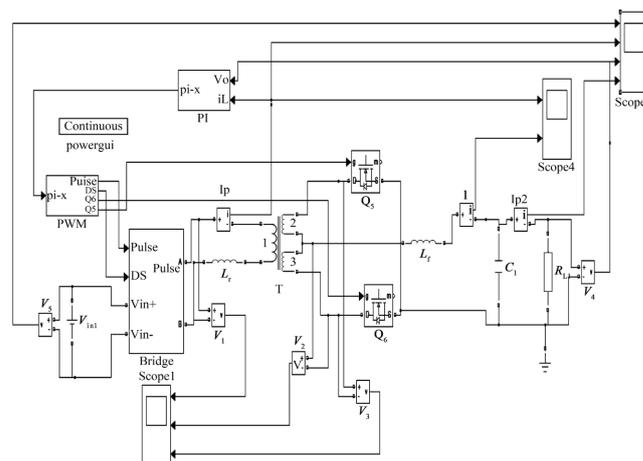


图 10 DC/DC 变换器电路图

通过合理设计 PI 环节可以得到输出电压和电流如图 11 所示。

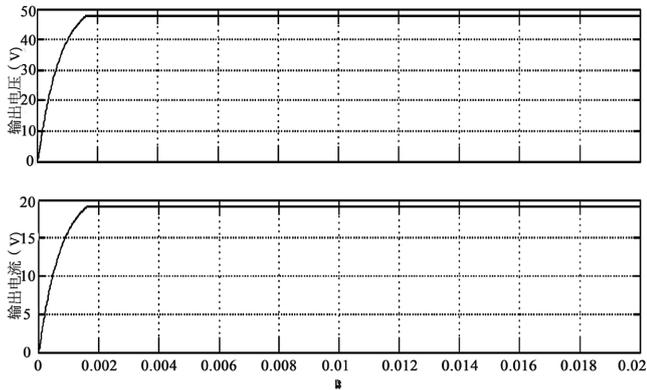


图 11 输出电压电流图

通过上图可以看出变换器能够在较快的时间内得到符合要求的输出电压和电流。此状态下输入电压和输入电流变换关系如图 12 所示。

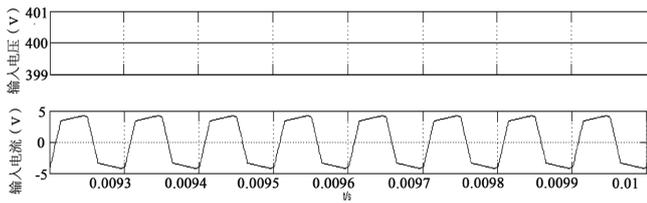


图 12 输入电压电流图

通过上图可以看出，输入电流的变化关系和前面理论分析一致。此状态下驱动信号如图 13 所示。

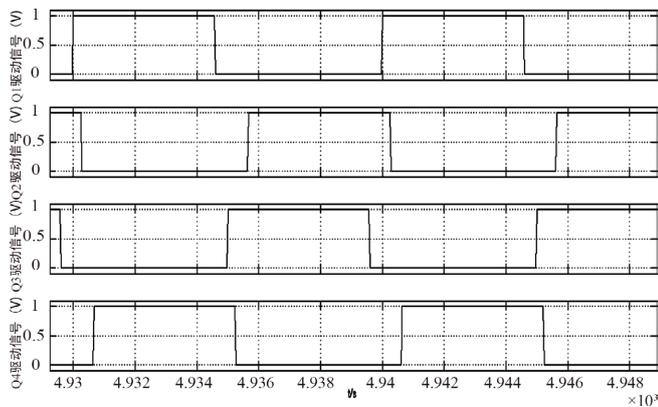


图 13 驱动信号图

通过上图可以看出，开关管超前臂和滞后臂之间存在移相角。同步整流信号和滞后臂驱动信号相反，如图 14 所示。

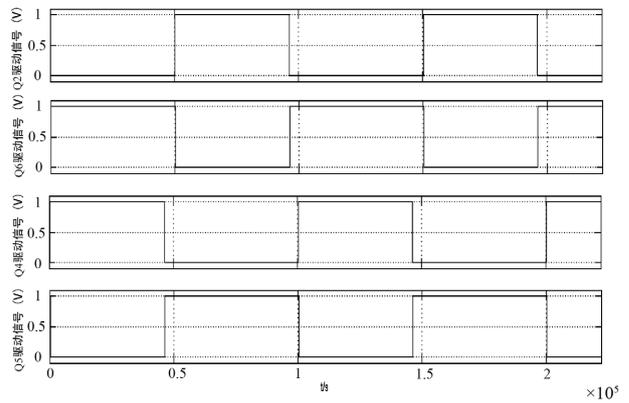


图 14 同步整流信号图

可以看出，在此同步整流信号下变换器工作稳定，说明同步整流选取正确无误。移相全桥变换中如果滞后臂能够实现软开关，那么超前臂就必然能够实现软开关。

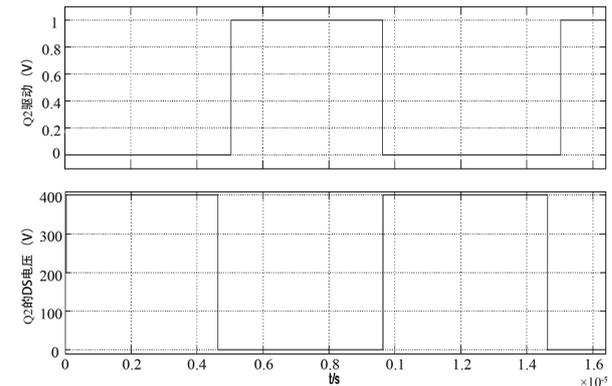


图 15 滞后臂软开关波形图

通过观察滞后臂中  $Q_2$  的驱动波形和两端电压可以看到，当驱动信号来临时开关管两端电压已经下降为零，因此，可以实现软开关。通过前面的分析，可知副边中存在占空比丢失情况，如图 16 所示。

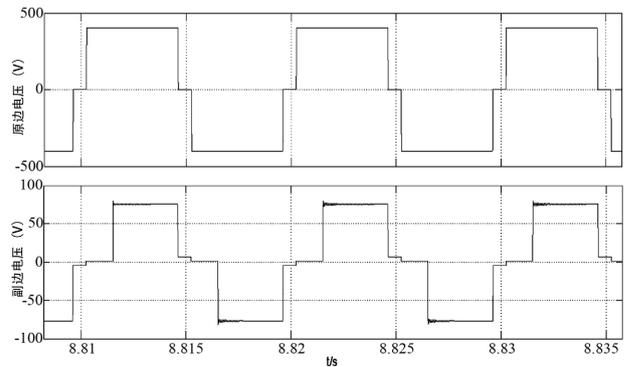


图 16 占空比丢失现象

通过上图可以发现，变压器原边和副边占空比不一致，存在占空比丢失现象。变换器在工作过程中，负载可能会发生突变。

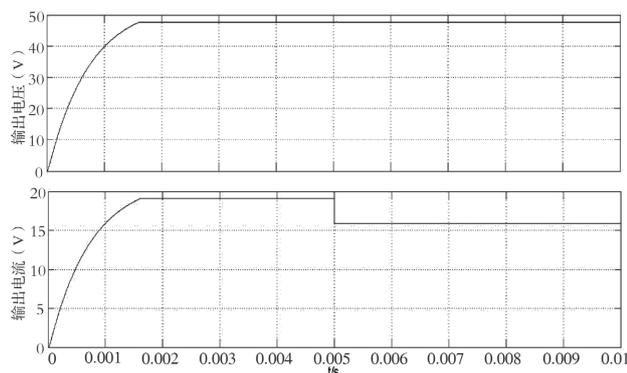
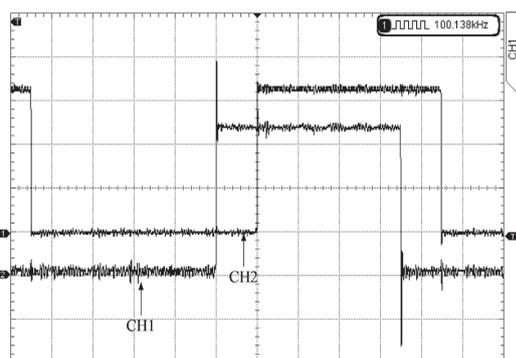


图 17 负载突变情况

当负载发生突变时, 变换器输出电压输出稳定, 由于负载发生变换, 所以输出电流也随之发生改变。

## 5 样机实验

在理论和仿真分析的基础上, 通过采用 TI 公司的 TMS320F28335 芯片, 制作一台 1000W 样机, 输入电压 400V, 输出电压 48V, 驱动信号如图 18 所示。



(CH1: 开关管  $Q_1$  驱动信号 1V/div CH2: 开关管  $Q_4$  驱动信号 1V/div  $t$ : 1 $\mu$ s/div)

图 18 驱动信号波形图

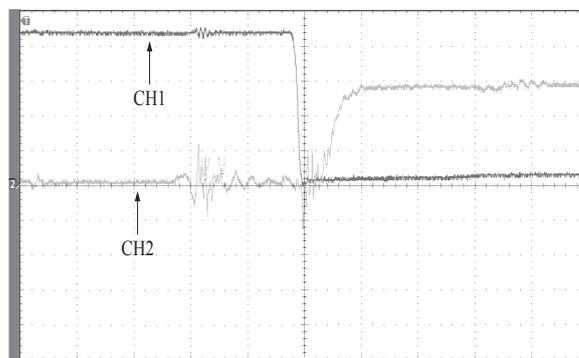
通过上图可以看出开关管  $Q_1$  和  $Q_4$  之间存在移相角, 移相全桥中如果滞后臂能够实现软开关, 那么超前臂就必然可以实现, 滞后臂开关管驱动信号和两端电压变换关系如图 19 所示。

可以发现, 当  $Q_4$  驱动信号来临时,  $Q_4$  两端电压已经下降为零。证明变换器成功实现了软开关, 得到输出电压如图 20 所示。

经过电压探头为缩减 50 倍后, 可以发现实际上电压纹波大小约为 2V, 输出电压稳定, 证明变换器工作稳定。

## 6 结语

本文详细分析基于移相全桥的同步整流 DC/DC 变换器工作原理, 对其中主要元器件、驱动电路进行了设计和分析, 通过采用 Matlab 对变换器进行建模仿真, 仿真结果证明变换器工作稳定, 软开关和同步整流均能成功实现。最后, 理论



(CH1: 开关管  $Q_4$  两端电压 100V/div CH2: 开关管  $Q_4$  驱动信号 5V/div  $t$ : 200ns/div)

图 19 软开关的实现

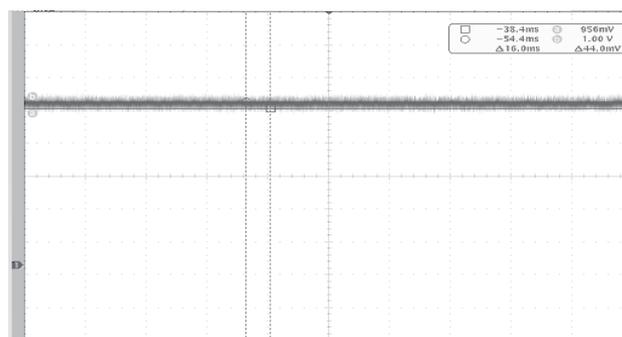


图 20 输出电压波形图

研究和仿真分析的基础上搭建了一台 1000W 样机, 实验结果变换器工作稳定得到符合要求的输出电压, 工作过程中能成功实现软开关和同步整流, 有效减少变换器的开关损耗和开通损耗。

## 参考文献

- [1] 陈刚. 软开关双向 DC/DC 变换器的研究 [D]. 浙江: 浙江大学, 2001
- [2] J. Czogalla, J. Li, C.R. Sullivan. Automotive Application of Multi-Phase Coupled-Inductor DC-DC Converter [C]. IEEE Industry Applications Annual Meeting (IAS), 2003 (3): 1524~1529
- [3] 吴彤. 基于 DSP 控制的移相全桥变换器 ZVS 研究与设计 [D]. 南京: 南京理工大学, 2014
- [4] 阮新波. 脉宽调制 DC/DC 全桥变换器的软开关技术 [M]. 北京: 科学出版社, 2012
- [5] G.G. Oggier, G.O. Garcia, A.R. Oliva. Switching control strategy to minimize dual active bridge converter losses [C]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009: 1826~1838
- [6] M.H. Kheraluwala, R.W. Gascoigne, D.M. Divan, et al. Performance characterization of a high-power dual

(下转第 45 页)