

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2013.05.022

# 一种新颖高效的DC/DC变换器软开关特性研究\*

刘国强, 庞晋永, 谢 宇, 王正仕\*, 苏秀蓉

(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

**摘要:** 针对移相全桥变换器可能存在的偏磁问题以及在高电压比应用中开关管电流应力大、软开关特性差及占空比丢失等问题,提出了一种将Boost电路、移相全桥和谐振电路相结合的拓扑结构;对该电路结构的工作原理做了简要介绍,给出了电路工作的关键波形图;利用基波分量法对简化之后的电路进行了分析,依据电路的工作状态及数学模型对电路实现软开关的条件做了详细研究,给出了确保这种新颖高效DC/DC变换器实现软开关的电路关键参数设计方法;最后,对电路存在的一些问题做了评价,并提出了解决方案;开发了一台1 000 W的样机。试验结果表明,这种新颖的DC/DC变换器具有良好的性能,并验证了分析与计算的正确性。

**关键词:** 移相全桥; DC/DC变换器; 串联谐振; 软开关特性; 效率

中图分类号: TM85

文献标识码: A

文章编号: 1001-4551(2013)05-0606-04

## Soft switching characteristics of a novel and efficient DC / DC converter

LIU Guo-qiang, PANG Jin-yong, XIE Yu, WANG Zheng-shi, SU Xiu-rong

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

**Abstract:** Aiming at solving the problems of magnetic bias that may exist, large current stress, poor soft switching performance and duty cycle loss of phase-shift full-bridge circuit, a novel circuit topology that combines Boost circuit, phase-shift full-bridge circuit and resonant circuit was proposed. The working principles of the circuit were described firstly, and then the key waveform diagram of the circuit was given. A detailed study focusing on the conditions to achieve soft switching on the basis of working status and mathematical models with fundamental component method was made, and the design method to realize the soft switching of the novel DC/DC converter was given. The existing problems were studied and solutions were proposed. A 1 000 W prototype was developed. The experimental results indicate that the converter has a good performance, and verifies the correctness of the analysis and calculation.

**Key words:** phase-shift full-bridge(PSFB); DC/DC converter; series resonant; soft-switching characteristic; efficiency

## 0 引 言

移相全桥(PSFB)电路是一种比较成熟的拓扑结构,广泛应用于中大功率DC/DC变换器中,但PSFB电路也存在很多问题<sup>[1-2]</sup>:器件的不一致、驱动的不对称等因素会导致变压器可能存在偏磁的问题,采用电流峰值控制可以有效地解决偏磁问题,但是通常高增益变换器的输入电流较大,电流采样比较困难;PSFB电路通过变压器的漏感实现开关管的ZVS,漏感越大,

ZVS区域越大,占空比丢失问题也越严重<sup>[3-7]</sup>。

为解决以上问题,出现了一种将Boost电路、移相全桥和谐振电路相结合的拓扑结构<sup>[8-11]</sup>。移相全桥串联谐振电路(PSFB Series Resonant, PSFB-SR)通过引入谐振回路来克服PSFB电路易偏磁的缺点,但是这在一定范围内会使输出电压增益降低。因此,笔者结合Boost电路与PSFB-SR电路,得到了一种新颖的DC/DC变换器: Dual-Boost 移相全桥串联谐振(Dual-Boost PSFB-SR)变换器,它克服了PSFB-SR电路

收稿日期: 2012-12-20

基金项目: 浙江省自然科学基金资助项目(Y1110233); 台达环境与教育基金会《电力电子科教发展计划》资助项目(DREG2010004)

作者简介: 刘国强(1988-),男,山东临沂人,主要从事高效DC/DC变换器方面的研究。E-mail: lewise88@sina.com

通信联系人: 王正仕,男,副教授,硕士生导师。E-mail: wzs@zju.edu.cn

增益小的缺点,并且输入端采用了交错并联技术,减小了输入电流纹波。Dual-Boost PSFB-SR电路的优点在于仅仅增加两个电感即可将直流母线电压提升约一倍,电流应力减小约一半,在低输入电压、高升压场合,优势尤其明显,但是如果软开关条件变差,则对变换器的效率提高无益。

为此,本研究通过简化电路结构,应用基波分量法,计算谐振回路的输入电压、谐振电流与Boost电感电流,结合电路的工作状态,分别对超前臂与滞后臂开关管实现ZVS的条件进行计算,计算过程中忽略元件内阻及线路寄生参数。

### 1 Dual-Boost PSFB-SR 电路工作原理

Dual-Boost PSFB-SR 电路利用了全桥电路与Boost电路的共同点,将全桥电路与Boost电路相结合,主电路结构如图1所示。它省略了Boost电路的开关管以达到简化电路结构、提高工作效率、减小开关管电流应力及输入电流纹波的目的,适用于高升压比场合。

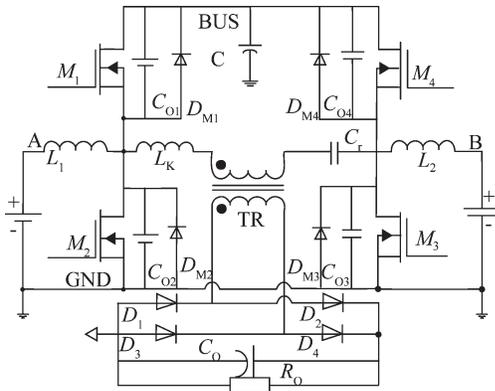


图1 主电路图(A、B为同一点)

电路中关键部分的波形图如图2所示。

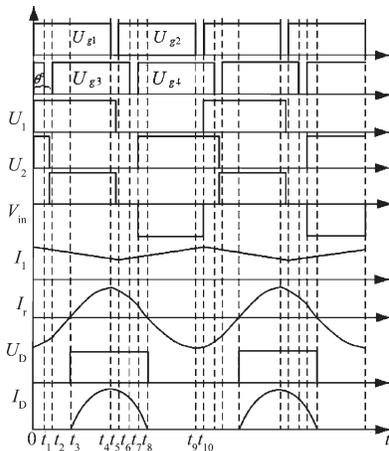


图2 Dual-Boost PSFB-SR 电路工作波形图

$U_{g1}, U_{g2}, U_{g3}, U_{g4}$ — $M_1, M_2, M_3, M_4$ 的驱动信号;  $U_1, U_2$ —超前臂与滞后臂的桥臂中点电压;  $V_m$ —谐振回路的输入电压;  $I_1$ —流经电感 $L_1$ 的电流;  $I_r$ —谐振电流;  $U_o, I_o$ —输出整流二极管的电压与电流

### 2 Dual-Boost PSFB-SR 电路实现软开关的条件

首先将电路简化,简化电路图如图3所示。

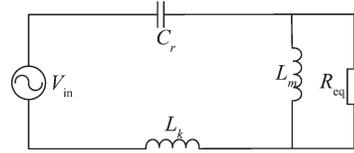


图3 简化电路图

利用基波分量法分析电路模型,得:

$$\begin{cases} Z(j\omega) = j\omega L_k + \frac{1}{j\omega C_r} + R_{eq} = R_{eq} \left[ jQ \left( \frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right) + 1 \right] \\ U_{IN}(t) = \frac{4}{\pi} U_{BUS} \cos \frac{\alpha}{2} \sin(\omega t) \\ \alpha = \theta + \frac{2\pi T_D}{T} \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $R_{eq}$ —等效为原边的负载电阻,  $Q$ —品质因数,  $\omega_r$ —谐振角频率,  $\theta$ —移相角,  $T_D$ —死区时间。

当谐振回路阻抗呈感性且开关管的输出电容与线路寄生电容之和( $C_{oss+stray}$ )在死区之内能够放电至0V时即可实现相应开关管的零电压开通。

#### 2.1 超前臂开关管实现软开关的条件

(1)  $M_1$ 实现ZVS的条件为在 $t_0$ 时刻满足:

$$\frac{1}{2} L_1 i_1^2 + \frac{1}{2} L_k i_r^2 > \frac{1}{2} C_{oss+stray} U_{BUS}^2 \quad (2)$$

由式(1)得谐振电流为:

$$\begin{cases} i_r(t) = \frac{U_{IN}(t)}{Z} = \frac{B}{A(\omega)} \sin(\omega t - \varphi) \\ \varphi = \arctan \left[ Q \left( \frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right) \right] \end{cases} \quad (3)$$

其中:

$$\begin{cases} A(\omega) = R_{eq} \sqrt{Q^2 \left( \frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right)^2 + 1} = \frac{R_{eq}}{\cos \varphi} \\ B = \frac{4}{\pi} U_{BUS} \cos \frac{\alpha}{2} \end{cases}$$

从工作波形图中得到 $t_0$ 时刻Boost电感电流为:

$$i_{1max} = \frac{P_o}{2\eta U_{BAT}} + \frac{U_{BAT} D}{2L_1 f} - \frac{U_{BAT}}{L_1} T_D \quad (4)$$

式中:  $P_o$ —输出功率,  $\eta$ —变换器效率。

由式(4)得:

$$\begin{cases} \frac{1}{2} L_1 i_{1max}^2 > \frac{1}{2} C_{oss+stray} U_{BUS}^2 \\ \frac{1}{2} L_k i_r^2 > 0 \end{cases} \quad (5)$$

满足式(2),因此 $M_1$ 很容易实现ZVS。

(2)  $M_2$ 实现ZVS的条件为在 $t_5$ 时刻满足:

$$\frac{1}{2}L_k(i_r - i_1)^2 > \frac{1}{2}C_{oss+stray}U_{BUS}^2 \quad (6)$$

又:

$$\begin{cases} I_{\Delta 1}(Q, \omega) = i_r - i_1 > 0 \\ t_5 = \pi - \frac{\beta}{2} \\ \beta = \theta - \frac{2\pi T_D}{T} \end{cases} \quad (7)$$

一般  $C_{oss+stray}U_{BUS}^2$  的值较小, 可以近似将  $I_{\Delta 1}(Q, \omega) > 0$  作为 MOSFET 实现零电压开通的条件。

$M_2$  开通之前 Boost 电感电流为:

$$i_1(t_5) = \frac{R_o}{2\eta U_{BAT}} \left[ \frac{2B}{n\pi A(\omega)} \right]^2 - \frac{U_{BAT}D}{2L_1 f} + \frac{U_{BAT}}{L_1} T_D \quad (8)$$

由式(3, 6~8)可得:

$$\begin{aligned} I_{\Delta 1}(Q, \omega) = & \frac{R_{eq}B}{A^2(\omega)} \left[ \sin \frac{\beta}{2} + Q \cos \frac{\beta}{2} \left( \frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right) \right] - \\ & \frac{2R_o B^2}{\pi^2 \eta U_{BAT} n^2 A^2(\omega)} + \frac{U_{BAT}}{L_1} \left( \frac{DT}{2} - T_D \right) > 0 \end{aligned} \quad (9)$$

由式(9)得  $I_{\Delta 1}(Q, \omega)$  的曲线, 可看出  $I_{\Delta 1}(Q, \omega) > 0$  的区域与各变量的关系, 谐振电流与电感  $L_1$ 、电流差值曲线如图 4 所示。

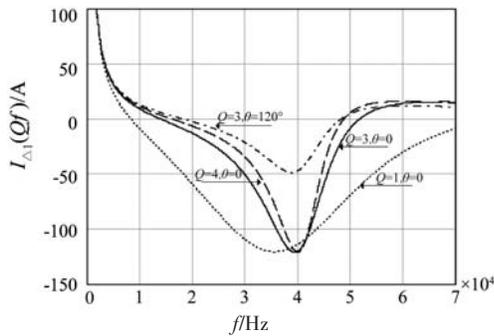


图 4 谐振电流与电感  $L_1$  电流差值曲线

### 2.2 滞后臂 Mosfet 实现软开关的条件

(1)  $M_4$  实现 ZVS 的条件与  $M_1$  相似, 较容易实现。

(2) 由式(6)可以近似计算  $M_3$ , 实现 ZVS 的条件为在  $t_2$  时刻满足:

$$\begin{cases} I_{\Delta 2}(Q, \omega) = i_r(t_2) - i_1(t_2) > 0 \\ t_2 = \frac{\alpha}{2} \end{cases} \quad (10)$$

由式(3, 10)可得:

$$\begin{aligned} I_{\Delta 2}(Q, \omega) = & \frac{-R_{eq}B}{A^2(\omega)} \left[ \sin \frac{\alpha}{2} - Q \cos \frac{\alpha}{2} \left( \frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right) \right] - \\ & \frac{2R_o B^2}{\pi^2 \eta U_{BAT} n^2 A^2(\omega)} + \frac{U_{BAT}}{L_1} \left( \frac{DT}{2} - T_D - \frac{\theta T}{2\pi} \right) > 0 \end{aligned} \quad (11)$$

由式(11)可得  $I_{\Delta 2}(Q, \omega)$  的曲线, 可看出  $I_{\Delta 2}(Q, \omega) > 0$  的区域与各变量的关系。谐振电流与电感  $L_2$  电流差值曲线如图 5 所示。

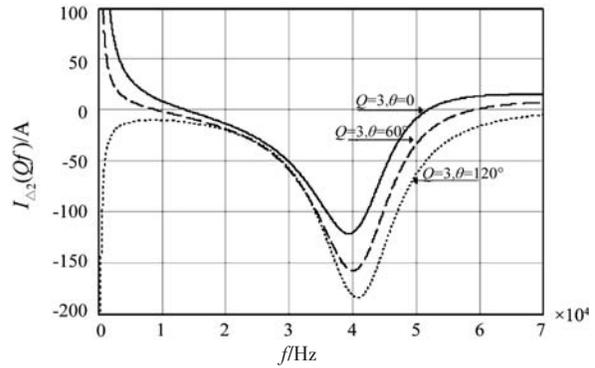


图 5 谐振电流与电感  $L_2$  电流差值曲线

从图 4、图 5 以及式(2, 6)中可以看出, Dual-Boost PSFB-SR 电路相较 PSFB-SR 电路上管更易实现软开关, 下管不易实现软开关; 而且对于超前臂来说:  $Q$  值越大、频率越高、移相角越大越容易实现软开关, 死区时间  $T_D$  在大于  $C_{oss+stray}$  放电时间时越短越好。滞后臂与超前臂不同的是: 移相角越大越不容易实现软开关, 所以滞后臂的 ZCS 比较容易实现。但是对于超前臂与滞后臂来说,  $Q$  值越高, 谐振电感和电容上的电压越高, 实际应用中  $Q$  值不宜过大, 频率越高、移相角越大, 增益越小, 因此要折中选取。

### 3 实 验

为了验证以上分析及计算的正确性, 本研究设计了一台 1 kW 的样机: 输入电压 20 V~30 V, 输出电压 200 V, 电感  $L_k$  取 7  $\mu$ H, 谐振电容  $C_r$  取 2  $\mu$ F, 变压器变比取 5.5, 励磁电感取 100  $\mu$ H, 电感  $L_1$ 、 $L_2$  取 50  $\mu$ H, 工作频率为 50 kHz。

检验电路参数的取值, 满足给出的 ZVS 条件。根据实验结果, 本研究给出了  $M_1$  与  $M_2$  的开关电压波形, 如图 6、图 7 所示。从波形图中可以看到, 开关管可以实现 ZVS。

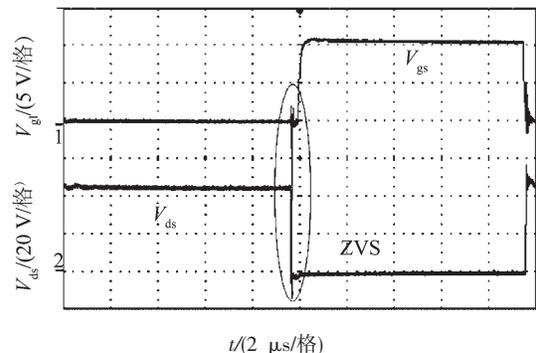
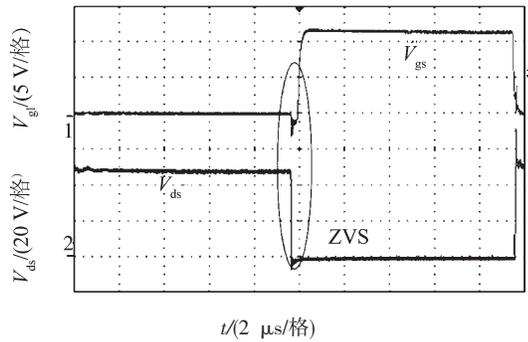
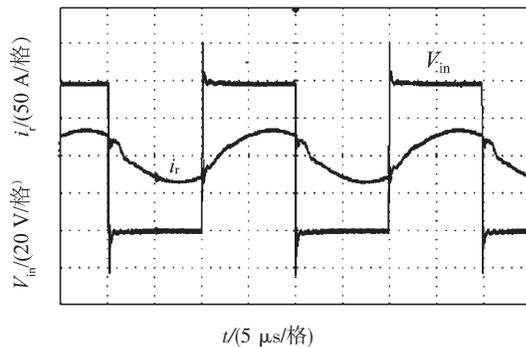


图 6  $M_1$  的驱动电压及漏源极电压波形

图7  $M_2$ 的驱动电压及漏源极电压波形

谐振回路输入电压与谐振电流波形图如图8所示,由图8可以看出,电路工作在感性状态。

图8 谐振回路输入电压  $V_{in}$  及谐振电流  $i_r$  波形

效率曲线如图9所示,从图9可以看出,变换器的工作效率较高,额定工作状态时的效率达到94.4%,工作状态良好。

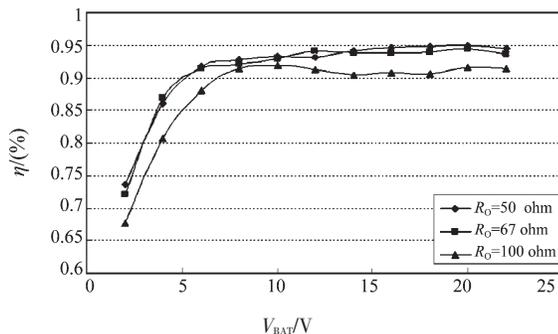


图9 效率曲线

## 4 结束语

本研究介绍了一种新颖的DC/DC拓扑结构,通过基波分量法对电路进行了数学建模与计算,重点对电路实现软开关的条件作了详细的研究,并且通过实验验证了分析与计算的正确性。

Dual-Boost PSFB-SR 电路实现软开关的条件较多,在电路设计中需一一满足;实际实验中笔者发现电路对线路寄生参数比较敏感,应尽量减短线路长度,并适当增加吸收电路;

由于滞后臂的ZVS比较难于实现,一般通过增加一些电路实现滞后臂开关管的ZCS。总体来说, Dual-Boost PSFB-SR 电路的性能是比较优越的。

## 参考文献(References):

- [1] 阮新波,严仰光. 零电压零电流开关PWM DC/DC全桥变换器的分析[J]. 电工技术学报,2000,15(2):73-77.
- [2] 张劲武. 一种移相全桥ZVZCS PWM DC/DC变换器的研究及改进[J]. 机电工程,2009,26(8):72-74.
- [3] BIELA J, KOLAR J W. Design of an 99% Efficient 5 kW Phase-Shift PWM DC-DC Converter for Telecom Applications [C] // Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010:773-780.
- [4] KIM T N, SEUNG J L, CHOI W. Design and Control of the Phase Shift Full Bridge Converter for the On-board Battery Charger of the Electric Forklift [C] // 8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia, 2011: 2709-2716.
- [5] CHEN B Y, LAI Y S. Switching control technique of phase-shift-controlled full-bridge converter to improve efficiency under light-load and standby conditions without additional auxiliary components [J]. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2010, 25(4):1011-1022.
- [6] CHO J H, SEONG H W, JUNG S M, et al. Implementation of Digitally Controlled Phase Shift Full Bridge Converter for Server Power Supply [C] // Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) IEEE, 2010:802-809.
- [7] ZHAO Chen, WU Xin-ke, QIAN Zhao-ming. Optimum Design Considerations for Soft-Switched Phase-shift Full-bridge Converter with Primary-side Energy Storage Inductor [C] // Power Electronics Specialists Conference (PESC) IEEE, 2008: 366-371.
- [8] YOON C, KIM J, CHO S. Multiphase DC-DC converters using a boost-half-bridge cell for high-voltage and high-power applications [J]. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2011, 26(2):381-388.
- [9] JIANG Shuai, CAO Dong, PENG F Z, et al. Grid-connected boost-half-bridge photovoltaic micro inverter system using repetitive current control and maximum power point tracking [J]. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2012, 27(11):590-597.
- [10] LI H, PENG F Z. Modeling of a new ZVS bi-directional dc-dc converter [J]. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, 2004, 40(1):272-283.
- [11] SABATE J A, VLATKOVIC V, RIDLEY R B, et al. Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switched PWM converter [C] // Processing IEEE APEC'90, 1990:275-284.

[编辑:洪炜娜]