

交错控制双 Boost 型 DC / DC 变换器

罗全明¹, 吴 彬²

(1. 重庆大学 输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室, 重庆 400044;

2. 重庆市电力公司, 重庆 400014)

摘要: 提出一种交错控制双 Boost 型变换器, 其包含有 2 个 Boost 单元, 对应开关管的驱动信号相位差 180° 。对其在 1 个开关周期内的 6 种开关模态的开关通断情况和主要电压、电流的变化情况进行了详细介绍, 并对变换器的性能特点进行了深入分析。实验结果表明该变换器具有以下特点: 控制简单可靠, 有现成的控制芯片可用; 有源和无源器件都能实现软开关, 不增加开关的电流、电压应力; 与传统的 Boost 型 DC/DC 变换器相比, 在输入、输出条件相同的情况下, 输入电感和输出电容都可以减小, 这是因为其输入电感电流和输出电压纹波频率都为开关频率的 2 倍, 达到了倍频的效果。

关键词: 交错控制; Boost 型 DC/DC 变换器; 开关通断; 电压、电流变化; 软开关

中图分类号: TM 46

文献标识码: A

文章编号: 1006-6047(2010)03-0040-04

开关电源未来的发展趋势是体积小、重量轻、效率高^[1-6]。

Boost 型变换器由于其电路简单、输入电流连续、效率高等特点在功率因数校正等领域得到大量应用^[7-9]。但它的二极管反向恢复损耗较大^[10], 导致系统效率降低。本文提出的交错控制双 Boost 型 DC/DC 变换器具有以下特点: 主开关、辅助开关、二极管能实现软开关; 电路中所有开关器件的电压应力和电流应力与传统 Boost 型 DC/DC 变换器相同; 与传统的 Boost 型 DC/DC 变换器相比, 可减小输入电感和输出电容的容量; 交错控制容易实现, 有大量交错控制芯片供采用, 如 UCC28070、HIP6302、LM5032 等。

1 工作原理

交错控制双 Boost 型 DC/DC 变换器主电路拓扑和主要工作波形见图 1, 在分析之前作如下假设:

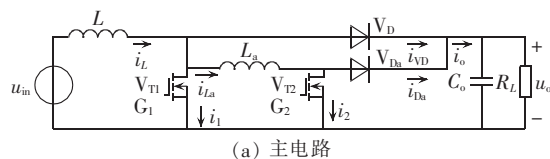
a. 所有开关管、二极管、电感、电容都为理想器件;

b. 电感 L 足够大, 电感电流 i_L 连续, 其纹波 Δi_L 比其直流分量 I_L 小得多;

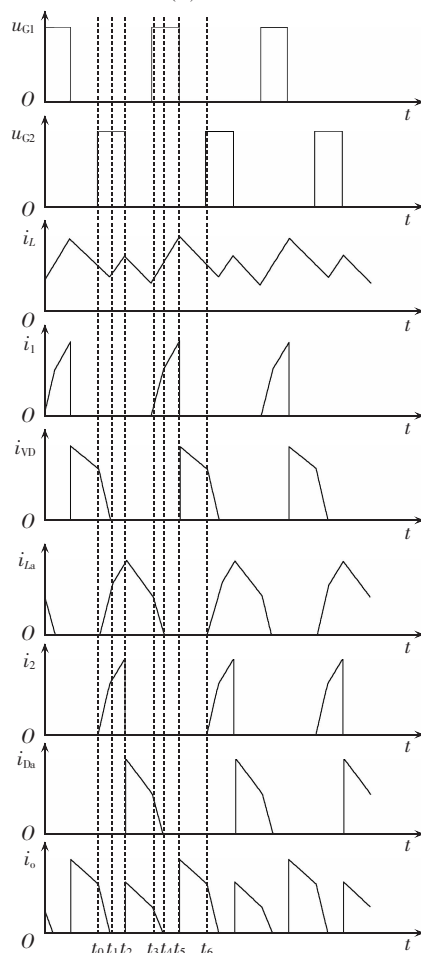
c. 电感 L_a 远小于电感 L 。

图 1 中 V_{T1} 、 V_{T2} 交错工作, 其驱动信号相位差 180° , 理论上, 开关管占空比大于 0.5 和小于 0.5 时, 变换器的工作模态有差别, 应分情况加以讨论, 但由后面的讨论可知, 交错控制双 Boost 型 DC/DC 变换器不会出现占空比大于 0.5 的情况, 其占空比变化范围是 $0 \leq d < 0.5$, 下面讨论开关管导通占空比小于 0.5 的情况。

开关管占空比小于 0.5 时, 1 个开关周期 T_s 主要有 6 个开关模态, 各开关模态等效电路见图 2, 下



(a) 主电路



(b) 工作波形

图 1 交错控制双 Boost 型 DC/DC 变换器

Fig.1 Interleaved dual Boost-type DC/DC converter

面描述 6 个开关模态的工作情况。

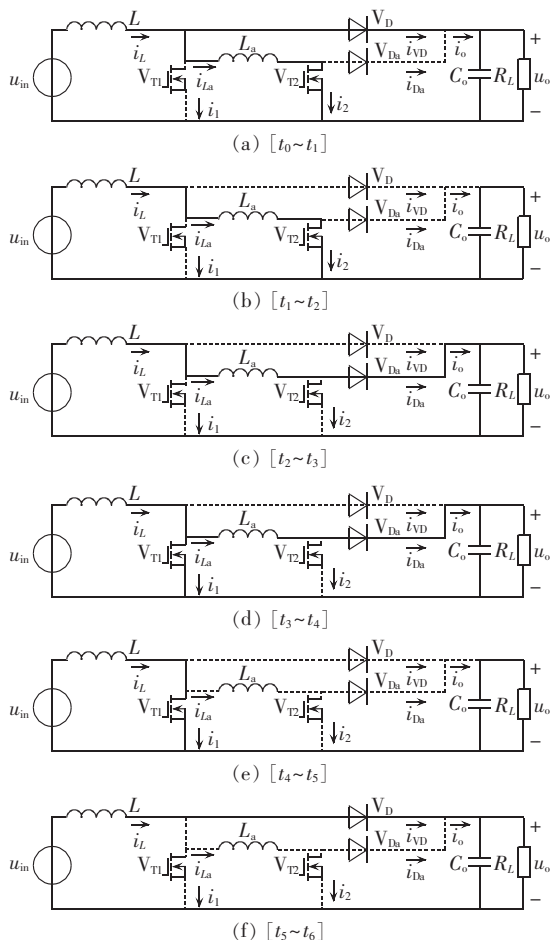


图 2 $d < 0.5$ 时各开关模态等效电路

Fig.2 Equivalent circuits of different switching states when $d < 0.5$

1.1 开关模态 1 [$t_0 \sim t_1$]

在 t_0 时刻之前,开关 V_{T1} 关断,二极管 V_D 导通,在 t_0 时刻开通 V_{T2} ,由于电感 L_a 与开关 V_{T2} 串联,可以限制电流 i_{La} 的上升斜率,是零电流开通。在此开关模态,电感 L 两端电压 u_L 为 $u_{in} - u_o$,电流 i_L 线性下降,电感 L_a 两端电压为输出电压 u_o ,电流 i_{La} 从零开始线性上升,流过二极管 V_D 的电流向 L_a 、 V_{T2} 所在支路转移,在 t_1 时刻,流过二极管 V_D 的电流变为零,由于其电流减小斜率受到 L_a 的限制,大幅减小了其关断反向恢复电流,实现了二极管 V_D 的零电流关断。设在 t_0 时刻电感 L 的电流为 $I_L(t_0)$,那么

$$i_L(t) = I_L(t_0) + \frac{u_{in} - u_o}{L} (t - t_0) \quad (1)$$

$$i_{La}(t) = i_2(t) = \frac{u_o}{L_a} (t - t_0) \quad (2)$$

$$i_{VD}(t) = i_L(t) - i_{La}(t) = I_L(t_0) + \frac{u_{in} - u_o}{L} (t - t_0) - \frac{u_o}{L_a} (t - t_0) \quad (3)$$

1.2 开关模态 2 [$t_1 \sim t_2$]

开关 V_{T2} 导通,开关 V_{T1} 、二极管 V_D 和二极管 V_{Db} 均关断,电感 L 与电感 L_a 串联,加在它们上面的电

压之和为 u_{in} ,流过它们的电流开始线性增加。设在 t_1 时刻,电感 L 电流 $i_L(t)$ 为 $I_L(t_1)$,那么

$$i_L(t) = i_{La}(t) = i_2(t) = I_L(t_1) + \frac{u_{in}}{L + L_a} (t - t_1) \quad (4)$$

电感 L 和电感 L_a 两端电压分别为

$$u_L(t) = \frac{L}{L + L_a} u_{in} \quad (5)$$

$$u_{La}(t) = \frac{L_a}{L + L_a} u_{in} \quad (6)$$

1.3 开关模态 3 [$t_2 \sim t_3$]

开关 V_{T1} 、二极管 V_D 关断,在 t_2 时刻,关断开关 V_{T2} ,二极管 V_{Db} 开始导通,在此开关模态,加在电感 L 和 L_a 上面的电压之和为 $u_{in} - u_o$,它们串联向负载提供能量,流过它们的电流线性减小。设 t_2 时刻电感 L 的电流 $i_L(t)$ 为 $I_L(t_2)$,那么

$$i_L(t) = i_{La}(t) = i_{Db}(t) = I_L(t_2) + \frac{u_{in} - u_o}{L + L_a} (t - t_2) \quad (7)$$

电感 L 和电感 L_a 两端电压分别为

$$u_L(t) = \frac{L}{L + L_a} (u_{in} - u_o) \quad (8)$$

$$u_{La}(t) = \frac{L_a}{L + L_a} (u_{in} - u_o) \quad (9)$$

1.4 开关模态 4 [$t_3 \sim t_4$]

开关 V_{T2} 、二极管 V_D 关断,二极管 V_{Db} 导通,在 t_3 时刻开通开关 V_{T1} ,流过二极管 V_{Db} 的电流即 i_{La} 线性减小,在 t_4 时刻, i_{La} 减小为零,由于 i_{La} 的减小斜率受到 L_a 的限制,大幅减小了其关断反向恢复电流,实现了 V_{Db} 的零电流关断。在此开关模态,电感 L 和电感 L_a 两端的电压分别为 u_{in} 和 $-u_o$,设 t_3 时刻电感 L 的电流 $i_L(t)$ 为 $I_L(t_3)$,那么

$$i_L(t) = I_L(t_3) + \frac{u_{in}(t_3)}{L} (t - t_3) \quad (10)$$

$$i_{La}(t) = i_{Db}(t) = I_L(t_3) - \frac{u_o}{L_a} (t - t_3) \quad (11)$$

$$i_1(t) = i_L(t) - i_{La}(t) = \left(\frac{u_{in}}{L} + \frac{u_o}{L_a} \right) (t - t_3) \quad (12)$$

1.5 开关模态 5 [$t_4 \sim t_5$]

开关 V_{T1} 导通,开关 V_{T2} 、二极管 V_D 和二极管 V_{Db} 均关断,此模态加在电感 L 上的电压为 u_{in} ,电感电流 i_L 继续线性增加。设 t_4 时刻电感 L 的电流 $i_L(t)$ 为 $I_L(t_4)$,那么

$$i_L(t) = i_1(t) = I_L(t_4) + \frac{u_{in}(t)}{L} (t - t_4) \quad (13)$$

1.6 开关模态 6 [$t_5 \sim t_6$]

开关 V_{T2} 、二极管 V_{Db} 关断,在 t_5 时刻关断开关 V_{T1} ,二极管 V_D 导通,此模态加在电感 L 上的电压为 $u_{in} - u_o$,电感电流 i_L 线性下降。此模态持续到下一个开关周期开通 V_{T2} 。设 t_5 时刻电感 L 的电流 $i_L(t)$ 为 $I_L(t_5)$,那么

$$i_L(t) = i_{VD}(t) = I_L(t_5) + \frac{u_{in} - u_o}{L} (t - t_5) \quad (14)$$

2 性能分析

2.1 电压增益 M

根据 1 个开关周期 T_s 内电感 L 的伏秒平衡关系可得:

$$(u_{in}-u_o)t_{01}+\frac{Lu_{in}}{L+L_a}t_{12}+\frac{L(u_{in}-u_o)}{L+L_a}t_{23}+u_{in}(t_{34}+t_{45})+(u_{in}-u_o)t_{56}=0 \quad (15)$$

其中, t_{01} 表示 t_1-t_0 , 其他类推。

由于 L_a 的值比 L 小得多, 因此

$$\frac{L}{L+L_a}u_{in}\approx u_{in} \quad (16)$$

$$\frac{L(u_{in}-u_o)}{L+L_a}\approx u_{in}-u_o \quad (17)$$

式(15)可以简化为

$$\frac{u_o}{u_{in}}=\frac{T_s}{t_{01}+t_{23}+t_{56}} \quad (18)$$

由于 L_a 取值小, t_{01} 很小, 可以忽略

$$t_{23}=t_{56}=\frac{1}{2}T_s-t_{on} \quad (19)$$

因此

$$\frac{u_o}{u_{in}}=\frac{1}{1-2d} \quad (20)$$

由上式可以看出, 在实际应用中, 占空比 d 不会大于 0.5。

2.2 软开关特性

由上面的分析可知, 主开关 V_{T1} 和辅助开关 V_{T2} 都能实现零电流开通, 由于并联寄生电容的作用, 开关 V_{T1} 、 V_{T2} 为近似零电压开通。而二极管 V_D 、 V_{Da} 是零电压零电流关断, 减小了其反向恢复电流。

设输入电感电流平均值为 I_L , 由分析可知, 软开关实现的条件近似为

$$\frac{u_o}{L_a}t_{on}\geq I_L \quad (21)$$

由于 L_a 取值较小, 因此上述条件很容易满足。

2.3 开关管电压、电流应力

主开关 V_{T1} 、辅助开关 V_{T2} 、二极管 V_D 、 V_{Da} 的电压应力都为输出电压 u_o , 它们的电流应力为电感电流 i_L 的最大值。

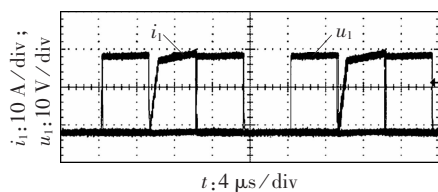
2.4 电感电流纹波

由图 1(b) 中电感电流 i_L 和电流 i_o 的波形可知, 其频率为开关频率的 2 倍, 与普通 Boost 型 DC/DC 变换器比较, 可以减小输入电感和输出电容的容量, 从而减小其体积、提高效率。

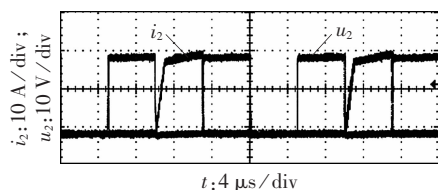
3 实验研究

对图 1(b) 所示电路进行了实验研究, 实验所用参数为: 输入电压 $u_{in}=10\text{ V}$, $u_o=20\text{ V}$, $R_L=2\ \Omega$, $f_s=50\text{ kHz}$, $L=20\ \mu\text{H}$, $L_a=1\ \mu\text{H}$, $C_o=2200\ \mu\text{F}$ 。实验结果如图 3 所示, 图 3(a) 为开关管 V_{T1} 的电压、电流波形, 图 3(b) 为开关管 V_{T2} 的电压、电流波形, 可看出开关管 V_{T1} 和 V_{T2} 都实现了零电流开通, 零电压关断。

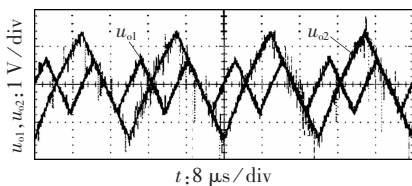
图 3(c) 为交错控制 Boost 型 DC/DC 的输出电压纹波与传统 Boost 型 DC/DC 变换器的比较, 可以看出, 输出电压纹波频率是原来的 2 倍, 幅值是原来的一半。图 3(d) 可以看出, 输入电感电流纹波频率也为传统 Boost 型变换器的 2 倍, 幅值为原来的一半。因此, 与传统 Boost 型变换器相比, 交错控制 Boost 型 DC/DC 变换器的电感和输出滤波电容可以减小很多。实验结果验证了理论分析的正确性。



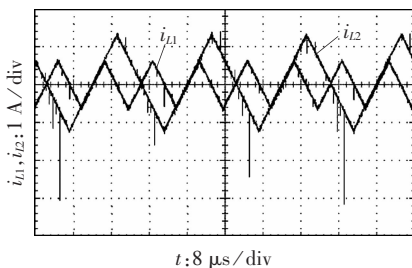
(a) 开关管 V_{T1} 的电压、电流波形



(b) 开关管 V_{T2} 的电压、电流波形



u_{o1} : 移相控制 Boost 型变换器输出电压纹波
 u_{o2} : 传统 Boost 型变换器输出电压纹波
(c) 输出电压纹波对比



i_{L1} : 移相控制 Boost 型变换器输入电感电流纹波
 i_{L2} : 传统 Boost 型变换器输入电感电流纹波
(d) 输入电感电流纹波对比

图 3 实验波形

Fig.3 Experimental waveforms

4 结论

本文提出一种交错控制双 Boost 型 DC/DC 变换器, 通过理论分析和仿真研究, 表明该变换器具有以下特点:

a. 主开关和辅助开关都能实现零电流开通, 由于开关管寄生电容的存在, 关断时实现了零电压关断。二极管能实现零电流关断, 大幅度减小了其反向恢复电流引起的损耗, 而且软开关实现容易;

b. 电路中所有开关器件的电压应力和电流应力与传统 Boost 型 DC/DC 变换器相同;

c. 与传统的 Boost 型 DC/DC 变换器相比,如果开关频率相同,输入电感电流和输出电压纹波频率都为开关频率的 2 倍,纹波大小减半,因此可以减小输入电感和输出电容的体积。

参考文献:

- [1] 林国庆,张冠生,陈为,等. 新型 ZVZCT 软开关 PWM Boost 变换器的研究[J]. 电工技术学报,2000,15(3):5-8.
LIN Guoqing,ZHANG Guansheng,CHEN Wei,et al. A study of novel ZVZCT soft-switching PWM Boost converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2000,15(3):5-8.
- [2] LIN R,LEE F. Novel zero current switching zero voltage switching converters[C]//Proceedings of IEEE Conference on Power Electronics Specialists Conference. Aveno,Italy:IEEE,1996:438-442.
- [3] ZHU J,DING D. Zero-voltage and zero-current-switched PWM DC-DC converters using active snubber[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,1999,35(6):1406-1412.
- [4] 齐群,张波. 软开关 PWM 发展综述[J]. 电路与系统学报,2000,5(3):50-56.
QI Qun,ZHANG Bo. Review on soft-switching PWM converters technique[J]. Journal of Circuits and Systems,2000,5(3):50-56.
- [5] 孙惠贤,王群. 改进型 ZVT-PWM Buck 变换器的参数设计与实验[J]. 电力自动化设备,2005,25(8):66-69.
SUN Huixian,WANG Qun. The design and experiment of the improved ZVT-PWM Buck converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2005,25(8):66-69.
- [6] 赵振民,江涛. 对零电流过渡功率变换电路的讨论[J]. 电力自动化设备,2000,20(3):26-28.
ZHAO Zhenmin,JIANG Tao. Discussion on circuit topology of ZCT PWM converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2000,20(3):26-28.
- [7] 周维维,罗全明,杜雄,等. 高效率积分复位控制三相 Boost 型功率因数校正[J]. 中国电机工程学报,2003,23(1):16-19.
ZHOU Luowei,LUO Quanming,DU Xiong,et al. A novel high efficiency integrate-reset control Boost type three-phase power-factor-correction[J]. Proceedings of the CSEE,2003,23(1):16-19.
- [8] 周维维,罗全明,杜雄. 一种高效率的积分复位控制单相功率因数校正[J]. 重庆大学学报:自然科学版,2003,26(2):1-4.
ZHOU Luowei,LUO Quanming,DU Xiong. An integrate-reset-controlled single phase power factor correction with high efficiency[J]. Journal of Chongqing University:Natural Science Edition,2003,26(2):1-4.
- [9] 任开春,严志强,王永民. 基于 Matlab 设计的软开关型 APFC 电路[J]. 电力自动化设备,2007,27(8):95-98.
REN Kaichun,YAN Zhiqiang,WANG Yongmin. Soft-switching APFC circuit based on Matlab[J]. Electric Power Automation Equipment,2007,27(8):95-98.
- [10] 曹建安,裴云庆,王兆安. Boost PFC 电路中开关器件的损耗分析与计算[J]. 电工电能新技术,2002,21(1):41-44.
CAO Jianan,PEI Yunqing,WANG Zhaoan. Analysis of power dissipation of switching components in Boost PFC circuit[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy,2002,21(1):41-44.
- [11] 顾亦磊,陈世杰,吕征宇,等. 单开关 DC/DC 变换器的一种软开关实现策略[J]. 中国电机工程学报,2004,24(11):130-133.
GU Yilei,CHEN Shijie,LÜ Zhengyu,et al. Strategy for single switch DC/DC converters to achieve soft switching[J]. Proceedings of the CSEE,2004,24(11):130-133.
- [12] 姚刚,沈燕群,李武华,等. 一种新型的有源交错并联 Boost 软开关电路[J]. 中国电机工程学报,2005,25(10):65-69.
YAO Gang,SHEN Yanqun,LI Wuhua,et al. A new soft switching circuit for the interleaved Boost converters[J]. Proceedings of the CSEE,2005,25(10):65-69.
- [13] 吴卫民,顾斌,钱照明,等. 可升压自然软开关变流器[J]. 中国电机工程学报,2005,25(12):62-66.
WU Weimin,GU Bin,QIAN Zhaoming,et al. A natural soft switch power converter with adjustable DC voltage[J]. Proceedings of the CSEE,2005,25(12):62-66.
- [14] LEE P W,LEE Y S,CHENG D K W,et al. Steady-state analysis of an interleaved boost convertel with coupled inductors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2000,47(4):785-795.
- [15] BRAGA H A C,BARBI I. A 3 kW unity-power-factor rectifier based on a two-cell Boost converter using a new parallel-connection technique[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,1999,14(1):209-217.

(责任编辑:康鲁豫)

作者简介:

罗全明(1976-),男,重庆人,讲师,博士,主要从事功率因数校正、有源电力滤波、低压大电流 DC/DC 变换器等方面的研究(E-mail:lqm394@126.com);

吴彬(1970-),男,重庆人,高级工程师,从事水力发电和电力系统研究。

Interleaved dual Boost-type DC/DC converter

LUO Quanming¹,WU Bin²

- (1. State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology,Chongqing University,Chongqing 400044,China;
2. Chongqing Electric Power Corp.,Chongqing 400014,China)

Abstract: An interleaved dual Boost-type DC/DC converter is proposed,and the phase difference of driving signals between corresponding switches is 180°. Its six switching states within a switching period are introduced with the variation of main voltages and currents and its characteristics are analyzed in detail. The experimental results demonstrate the followings:its control is simple and reliable;the control ICs are off-the-shelf;soft-switching is applicable to all active or inactive switches;the voltage and current stresses of switches are not increased;compared with the traditional Boost-type DC/DC converter,the input inductor and output capacitor are reduced when the input and output conditions are the same,because the equivalent frequency of input inductive current or output voltage ripple is the double of the switching frequency.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China(50907076).

Key words: interleaved control; Boost-type DC/DC converter; switch states; voltage and current variation; soft-switching