

开关电源倍流同步整流器的研究

周辉杰,何志伟

(华南理工大学 电力学院 广东 广州 510640)

摘要:在开关电源的实际应用中,MOSFET的寄生电容、栅极电感、漏源极电感,变压器漏感以及电路布线产生的寄生参数,对电路工作状态有很大的影响。对此介绍了倍流同步整流器的工作原理和过程。并对倍流同步整流器的基本结构控制方式进行了分析比较。通过对倍流同步整流器在3种不同的信号驱动下的波形观测比较和对电路中寄生参数对电路的影响进行了仔细的研究和分析,从而得出了较好的驱动方式。

关键词:倍流同步整流器;低压大电流;半周期驱动;开关电源

中图分类号:TN86

文献标识码:A

文章编号:1004-373X(2006)08-006-04

Research on Current - Double - Synchronous - Rectifier in Switch Mode Power Supply

ZHOU Huijie, HE Zhiwei

(Electric Power College, South China University of Technology, Guangzhou, 510640, China)

Abstract: The parasitic parameter which is caused by MOSFET parasitic capacitance, gate inductor, drain and source inductor, transformer leakage inductor and circuit wiring greatly affect the circuit operational state in the switch mode power supply application. The article presents the principle and work processes about current - double - synchronous - rectifier, and analyzes its basic frame and control methods. It gets better driving modes, which is based on observing and comparing the current - double - synchronous - rectifier's waveforms which are driven by different signals, careful research and analysis about the parasitic parameters which affect the current - double - synchronous - rectifier.

Keywords: current - double - synchronous - rectifier; low - voltage high - current; half - cycle driving; switch mode power supply

1 引言

随着互联网技术、通信技术和微电子技术的发展,高性能的低压大电流DC/DC电源的需求越来越大。输出电压低至1.2V,输出电流高达200A。在传统的DC/DC电源中,整流电路所采用的整流二极管通态压降为0.5V左右,显然不能满足低压大电流电源效率的要求。应用同步整流技术,用低导通电阻MOSFET代替常规整流二极管,可以降低整流部分的功耗,提高变换器的性能,实现电源的高效率,高功率密度。

选择合适的次级同步整流器结构,对电源的性能也非常重要,与半波整流和全波整流相比,倍流同步整流具有以下优点^[1]:

(1) 电感电流和变压器次级电流小,整流管导通损耗以及变压器铜损较小;

(2) 双电感交错滤波,可在电感值较小的前提下,减小电流纹波,并提高动态响应性能;

(3) 大电流的电路相互连接数目最少,简化了次级的布线,并减少了与布线有关的损耗;

(4) 倍流整流的滤波电感可以被集成到主变压器中,减少了元件数量和总体积。

由于以上优点,倍流同步整流器广泛应用于推挽、半桥和全桥结构的低压大电流电源中。

本文将对倍流同步整流器在多种信号驱动下的工作过程进行分析,并就寄生参数对其性能的影响进行研究。

2 倍流同步整流器基本结构控制方式的比较

倍流同步整流器结构如图1所示。

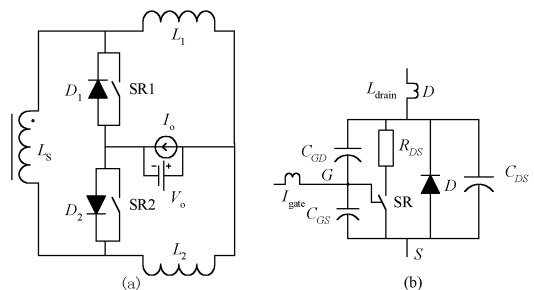


图1 倍流整流器基本结构与MOSFET实际模型

其中SR1,SR2是相同型号的低导通电阻的MOSFET, D_1, D_2 是MOSFET的寄生二极管, L_1 和 L_2 是大小一样的电感。 L_s 是变压器次级电感。

收稿日期:2005-11-14

对于倍流同步整流器,有 3 种不同脉宽的驱动信号,分别如图 2 中的 A,B,C 所示。其中 A 信号脉宽 D 与变压器电压脉度相等,即 $D = dT_s/2$ (d 为电路占空比, T_s 为电路工作周期),这种信号常见于自驱动电路中,在死区时间内整流管损耗大,不利于电路效率和热性能的提高;B 信号脉宽等于半个工作周期, $D = T_s/2$,称为半周期驱动,此信号常见于混合驱动和控制驱动中;C 信号脉宽最大, $D = (1 - d)T_s/2$,在死区时间内,2 个开关管同时导通。

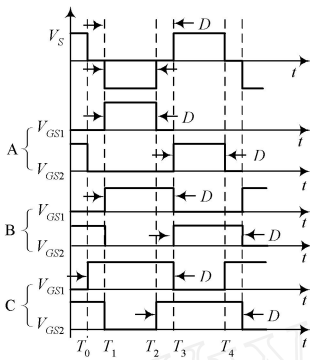


图 2 倍流同步整流器控制信号

以上 3 类信号中,A 信号与 C 信号控制电路工作模式类似,区别在于:死区时间内,在 A 信号控制的电路中,两整流管均被关断,电流流经其内部的寄生二极管;C 信号控制的电路整流管都是导通状态,电流流过整流管的主体。两信号驱动的各处电流电压波形都一样。故本文只对 B,C 两种信号控制时的电路工作模式进行分析。

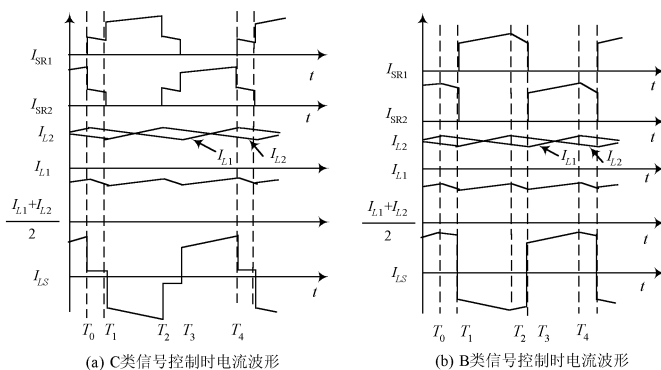


图 3 B 类和 C 类信号控制时电流波形

首先分析电路在 C 信号控制时电路的工作模式,各电流波形见图 3(a),等效电路见图 4。 T_0 以前, V_s 为正,整流管 SR1 关断,SR2 导通, $I_{LS} = I_{L1}$, $I_{SR2} = I_o$, $I_{SR1} = 0$ 。

模式 1 [$T_0 \sim T_1$]:见图 4(a), T_0 时刻,变压器次级电压 $V_s = 0$,同时开通 SR1,SR2 部分电流转移 SR1, $I_{SR1} = I_{SR2} = \frac{I_o}{2}$,流过变压器次级线圈的电流为 $I_{LS} = I_{L1} - I_{L2}$,

滤波电感电流变化率为 $\frac{dI_{L1}}{dt} = \frac{dI_{L2}}{dt} = \frac{-V_o}{L}$ 。

模式 2 [$T_1 \sim T_2$]:见图 4(b), T_1 时刻,次级电压 V_s 由零变负,同时关断 SR2,则流过 SR2 的电流全部转移到

SR1 中, $I_{LS} = I_{L2}$, $I_{SR1} = I_o$, $\frac{dI_{LS}}{dt} = \frac{dI_{L2}}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L}$, $\frac{dI_{L1}}{dt} = \frac{-V_o}{L}$ 。

模式 3 [$T_2 \sim T_3$]:见图 4(c), T_2 时刻, $V_s = 0$,开通 SR2, $I_{LS} = I_{L2} - I_{L1}$,其他与模式 1 相同。

模式 4 [$T_3 \sim T_4$]:见图 4(d), T_3 时刻, V_s 为正,关断 SR1, $I_{LS} = I_{L1}$, $I_{SR2} = I_o$, $I_{SR1} = 0$,此时 $\frac{dI_{LS}}{dt} = \frac{dI_{L1}}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L}$, $\frac{dI_{L2}}{dt} = \frac{-V_o}{L}$ 。 T_4 时刻, V_s 降为 0,开通 SR1, $\frac{dI_{LS}}{dt} = \frac{dI_{L1}}{dt} = \frac{dI_{L2}}{dt} = \frac{-V_o}{L}$ 。电路开始下一个开关周期。

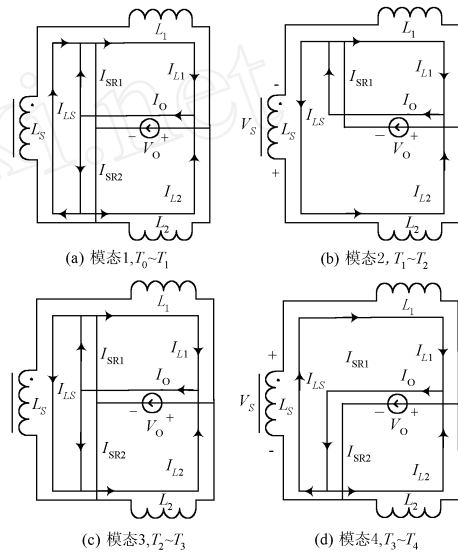


图 4 C 信号控制时的等效电路图

在 B 信号控制电路时,与 C 信号控制时电路不同之处在于:其死区时间的工作状态与其前一模式相同(将 $V_s = 0$ 代入前一模式各式即可得电路各参数)。电流波形如图 3(b) 所示。

3 寄生参数的影响

以上分析过程都是将 MOSFET、变压器等当作理想器件,然而在实际应用中,MOSFET 的寄生电容、栅极电感、漏源极电感,变压器漏感以及电路布线产生的寄生参数,对电路工作状态有很大的影响。必须对这些参数的影响进行仔细分析,以选择合适的驱动信号,改善电路性能。

在图 1 的 MOSFET 的实际模型中, $C_{DS} = C_{OSS} - C_{RSS}$, $C_{\omega} = C_{RSS}$, $C_{CS} = C_{ISS} - C_{RSS}$ 。其中 C_{ISS} 是输入电容, C_{OSS} 是输出电容, C_{RSS} 是跨接电容。而 L_{gate} , L_{drain} 是栅极电感与漏极电感,其电感值的大小与设计制作有关。

下面针对开关管和变压器的寄生参数对电路工作状态的影响进行分析:

3.1 输入电容的影响

在开通或关断开关管时,驱动信号要对 C_{ISS} 充电或放

电, 开通(关断) 时间为 $t_r(t_f) = 2 \cdot 2R_g C_{ISS}$, C_{ISS} 的大小直接影响开关管的开通和关断时间。如果 C_{ISS} 较大, 开关管不能及时关断, 在次级电压不为零时发生双管直通, 会在次级与开关管闭合环路间产生短路电流, 引起大损耗甚至烧毁器件。所以必须采取措施加速关断, 如: 在栅极电阻上反并联二极管, 并采用双极性驱动信号, 利用负电压抽取 C_{ISS} 的电荷, 如图 5(a) 所示。

采用 IRFZ48N 作为整流管进行仿真, $C_{ISS} = 1970 \text{ nF}$, $R_g = 20$, $V_{GS(th)} = 2 \text{ V}$, 图 5(b) 为采取加速关断前后开关管栅极电压波形对比, 图中 t_{f1} , t_{f2} 分别为加速前后的关断时间, 图中曲线表明采用加速关断措施后, 开关管的关断时间减小了 150 ns。

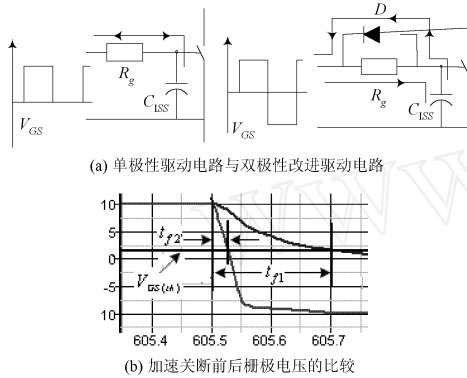


图 5 驱动电路的改进及栅极电压比较

3.2 输出电容的影响

当 V_s 幅值减小时, 原来没有电流的整流管的 C_{OSS} 放电, 形成支路电流, 如图 6 所示。例如 V_s 由正电压减小时, SR1 的 C_{OSS} 放电, 并与次级线圈回路中的漏感 L_{sleak} 以及回路阻抗 R_s 形成阻尼谐振, 谐振电流在 C_{OSS} 放电完毕时到达最大值, I_{SR1} 与 C_{OSS} 成正比关系。 I_{SR1} 变化如图 7 所示。

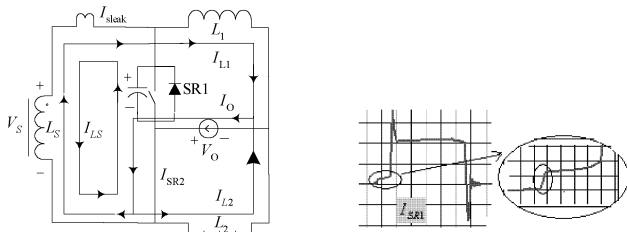


图 6 C_{OSS} 放电回路示意图 图 7 C_{OSS} 放电对 I_{SR1} 电流波形的影响

在 V_s 幅值由零增大时, C_{OSS} 被充电, 与变压器漏感 L_{sleak} 发生阻尼振荡, 导致很大的电压振荡。如图 8 中, 当 V_s 由零变正时, 关断 SR1 后, SR1 的 C_{OSS} 与 L_{sleak} 构成谐振回路, 次级电压与电流发生振荡, 增加了电路的电压应力, 并产生了 EMI。

3.3 漏源极管脚寄生电感的存在

当驱动信号关闭时, 同步整流管电流由二极管续流, 反向恢复电流大, 导致占空比丢失以及次级电压电流振荡, 设想通过给 MOSFET 并联超快二极管来减小反向恢

复时间, 如图 9 是给 IRFZ48N 反并联超快二极管 B YW80 ~200 前后仿真电流波形比较, 图中并联超快二极管后, 反向恢复电流尖峰由 $I_r = 13.4 \text{ A}$ 减小到 $I_{r2} = 7.6 \text{ A}$, 反向恢复时间从 $t_{r1} = 222 \text{ ns}$ 减小到 $t_{r2} = 93 \text{ ns}$ 。

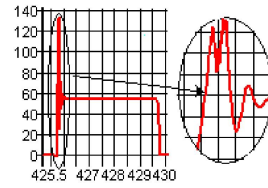


图 8 输出电容导致的次级电压振荡

在实际电路中, 如果电流减小的速度快, 由于 MOSFET 漏极及源极管脚寄生电感的存在, 使得电流不能切换到超快二极管上, 导致并联失效。所以一般反并联超快二极管应用在工作频率低, 关断速度慢的场合。

为解决同步整流管电流反向恢复时间长的问题, 半导体器件研究人员研制出了内置超快二极管的 MOSFET^[2]。这样就无需再并联超快二极管也能获得较小的反向恢复时间。

3.4 栅极寄生电感的影响

在关断整流管时, 输入电容 C_{ISS} 上的电荷被迅速释放, 栅极电流很大, 而栅极寄生电感 L_{gate} 为维持栅极电流, 与输入电容 C_{ISS} 发生阻尼振荡, 使栅极电压产生一个尖峰, 这个尖峰若超过整流管驱动电压阈值, 就会引起整流管的误导通, 从而使双管直通, 产生大的电流尖峰。

为克服栅极电压尖峰的影响, 除了尽量缩短栅极引线减小栅极寄生电感, 还应该用双极性信号将电压尖峰拉低, 避免误导通。图 9 显示的是采用单极性信号与双极性信号时栅极电压和整流管电流的比较, 很明显, 在采用双极性信号的电路中, 栅极电压电平已被下拉, 尖峰不超过阈值, 故不会引起误导通, 大大减小电流尖峰。

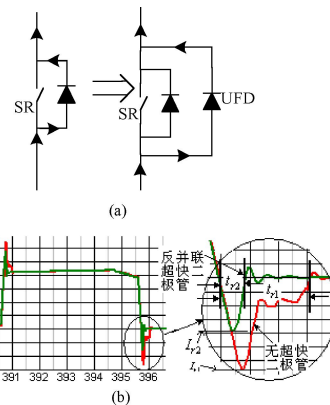


图 9 给同步整流管 SR 反并联超快二极管 UFD 前后电路结构及电流变化

3.5 初级电路寄生电容的影响

由于初级电路(如推挽, 半桥, 全桥)寄生电容的存在, 使原边电压降速较慢, 若采用 C 信号, 可能会在初次级电

压尚未降为零时发生整流管直通,导致次级电感与 SR 间的产生非常大的环流。

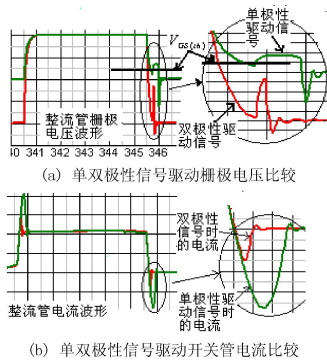


图 10 单、双极性信号栅极电压与整流管电流比较

如图 11 所示,在 T_0 时刻, V_s 开始下降,此时给信号开通 SR1,在 V_s 降至 0 之前 SR1 已导通, I_{SR1} 迅速反向增大,并叠加到 I_{SR2} 和 I_{LS} 上,形成大环流。

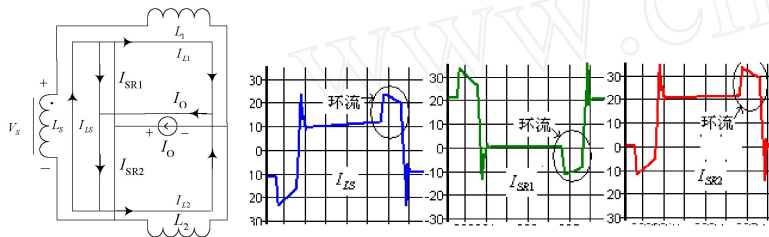


图 11 C 信号控制电路中初级寄生电容引起的次级环流

为解决此问题,可以采用延时电路延迟整流管的开通,在确保次级电压降为 0 之后再开通整流管。

4 结 语

根据以上分析,在设计倍流同步整流器时,要选择合适的 MOSFET,应该综合考虑 MOSFET 的导通电阻 R_{DS} , 耐压值、最大电流以及寄生电容,以避免不利影响。另外,合适的控制信号选取也非常重要。综合以上分析,双极性半周期信号(双极性 B 信号)适合倍流同步整流器,它具有环流小、损耗小、EMI 小的优点。此外,电路的布线也非常重要,电路应该设计得紧凑,减小寄生电感。

参 考 文 献

[1] 秦海鸿,杨正龙,任墨华,等. 隔离式低压/大电流输出 DC/DC 变换器中几种副边整流电路的比较[J]. 电源技术应用, 2001(12).

[2] Sun N X, Huang A Q. The Impact of Sub-threshold Current on Ultra High Density Trench MOSFET for Synchronous Rectifier Application. Power Semiconductor Devices and ICs, 2003. Proceedings. ISPSD 03. 2003 IEEE 15th International Symposium on, 14-17, April 2003.

[3] 张海源. 对称半桥倍流同步整流变换器在低压大电流下的建模和设计[D]. 广州:华南理工大学, 2003, 5.

(上接第 5 页)

5 结 语

采用异质结双极晶体管(HBT)设计的单片 VCO 电路,可在微波频段实现较大范围的频率调谐及获得低的相位噪声。本文设计的电路 HBT VCO 单片电路在 $f_o = 8.0 \sim 9.5$ GHz 的频率范围内可调;输出功率 $P_{out} = 7 \sim 9.5$ dBm;在偏离振荡中心频率为 100 kHz 时的相位噪声 $P_n = -106$ dBc/Hz。其他频率范围的 VCO 单片电路,如 2~4 GHz, 4~6 GHz, 10~12 GHz 等,也实现并完成了测试,测试结果表明在微波频段 HBT 技术有其特有的优势。

参 考 文 献

[1] Ahmed I Khalil, Peter Katzin. A Low Power High Performance 4 GHz SiGe HBT VCO. 2004 IEEE MTT-S Digest, 2004, 3:1 505-1 508.

[2] Huei Wang, Kwo Wei Chang, Duncan Smith, et al. A W-Band Source Module Using MMICs. IEEE Transactions on

Microwave Theory and Techniques, 1995, 43(5): 1 010-1 016.

[3] Laurent Dussopt, Gabriel M Rebeiz. A Low Phase Noise Silicon 18 GHz Push-Push VCO. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2003, 13(1): 4-6.

[4] Florian C, Pirazzini M, Cignani R, et al. Push-Push X Band GaInP/GaAs VCO with a Fully Monolithic Microstrip Resonator. 2004 IEEE MTT-S Digest, 2004, 3:1 999-2 002.

[5] Hai Xiao, Tanaka T, Aikawa M. Push-Push Oscillator with Simplified Circuit Structure. Electronics Letters, 2002, 38(24): 1 545-1 547.

[6] Franz X Sinnesbichler, Hans Geltinger, Gerhard R Olbrich. A 38 GHz Push-Push Oscillator Based on 25 GHz f_T BJT S. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 1999, 9(4): 151-153.

[7] Smith D M, Canyon J C, Tait D L. 25-42 GHz GaAs Heterojunction Bipolar Transistor Low Phase Noise Push-Push VCOs. 1989 IEEE MTT-S Digest, pp. 725-728.

作者简介 丁恒男,1982 年出生,西安电子科技大学机电工程学院硕士研究生。研究方向为微波电路设计。
 卢启堂 男,1958 年出生,上海泰立特通信技术有限公司总经理。研究方向为微波电路设计,MMI 设计。
 王家礼 男,1942 年出生,西安电子科技大学博士生导师。主要从事微波毫米波的研究,以及通用电子仪器的研究。