

不对称半桥同步整流 DC/DC 变换器

陈保艳, 王志强

(华南理工大学电力学院, 广东 广东 510640)

摘要: 简要介绍了不对称半桥同步整流变换器的工作原理, 对同步整流管的驱动方式进行了比较和选择, 并在分析变换器的整流损耗的基础上, 总结出了影响整流损耗和变换器效率的各种参数。

关键词: 不对称半桥; 同步整流; 损耗

Asymmetrical Half-bridge DC/DC Converter with Synchronous Rectification

CHEN Bao-yan, WANG Zhi-qiang

(Electric Power College of South China University of Technology,
Guangzhou Guangdong 310027 China)

Abstract: The operating principle of asymmetrical half-bridge DC/DC converter is briefly presented and the driving methods are compared. Further, the factors which influence the rectification losses are analyzed.

Keywords: asymmetrical half-bridge; synchronous rectification; losses

中图分类号: TM46 文献标识码: A 文章编号: 0219-2713(2004)10-0585-05

0 引言

目前, 对低压大电流输出变换器的研究已经成为重要的课题之一, 如何提高这类变换器的效率是研究的重点。在传统的 DC/DC 变换器中, 对于低的输出电压, 即使采用通态电压只有 0.5V 的肖特基二极管作为输出的整流器件, 其输出电压降造成的损耗亦相当可观。同步整流技术可有效减小整流损耗, 适合同步整流技术的拓扑有多种形式, 其中, 采用同步整流的不对称半桥变换器具有显著优势, 下面将对该变换器的工作原理, 同步整流驱动方式的选择以及同步整流管损耗作详尽的分析。

1 不对称半桥变换器

不对称半桥 DC/DC 变换器是一种采用互补

控制技术的变换器, 与对称半桥变换器不同, 该变换器两个主开关管的导通时间不相等, 而是互补的, “不对称”由此而来。相对于其他电路拓扑, 不对称半桥 DC/DC 变换器具有众多优点^{[1][2]}, 诸如实现了软开关; 开关电压应力小; 结构简单, 所用元器件少; 由于变压器副边是中心抽头型, 输出滤波电感较小。将同步整流技术与不对称半桥变换器结合使用, 可使变换器适合高频工作, 并能获得很高效率。

不对称半桥 DC/DC 变换器如图 1 所示^[3]。图中, S_1 及 S_2 为主开关; D_1 及 C_1 和 D_2 及 C_2 分别为

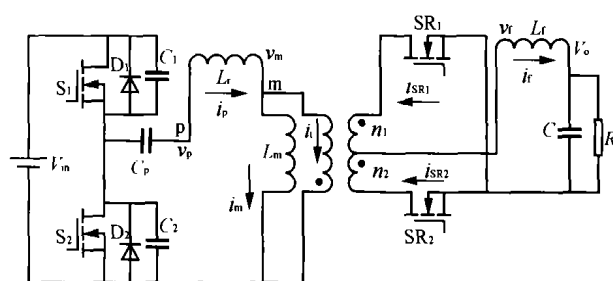


图 1 不对称半桥 DC/DC 变换器

S_1 及 S_2 的寄生元器件; n_1 及 n_2 分别为两个次级与初级的匝数比; SR_1 及 SR_2 为次级同步整流管, 其工作方式等效于整流二极管; L_r 为变压器漏感; L_m 为励磁电感, 所有的电压与电流已在图中标出:

为了简化分析, 作如下假设:

- 1) 滤波电感足够大, 工作于电流连续模式;
- 2) 变压器励磁电感和漏感都折算到原边;
- 3) 开关寄生电容为常量, 不随电压变化;
- 4) 所有开关管和二极管都是理想的;

5) 电容 C_p 上的电压在一个开关周期内保持不变。

1.1 工作原理

设占空比为 D , 开关周期为 T , S_1 在 DT 时间内导通。一个开关周期内 S_2 上的平均电压为 DV_m , 由于变压器的平均电压为零, 因此 C_p 上的电压也为 DV_m , 可将变换器的工作过程分为 4 个阶段, 图 2 为主要的电压电流波形。

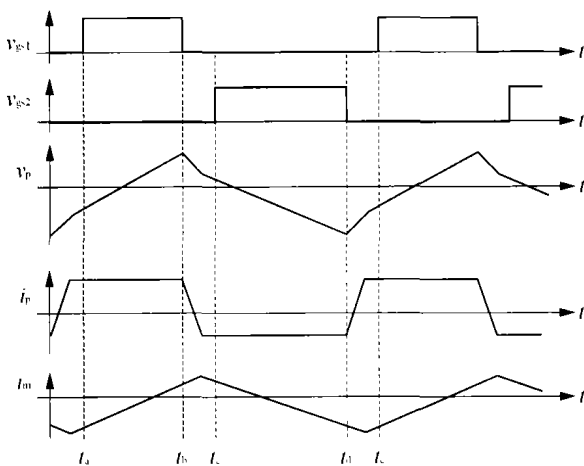


图 2 主要的电压电流波形

阶段 1 [$t_a \sim t_b$] 主开关管 S_1 开通, S_2 关断。此时励磁电流 i_m 以 V_m/L_m 的速率增加, p 点电压 $v_p = V_m(1-D)$; 图中 $i_i = n_1 i_{SR1} - n_2 i_{SR2}$ 为变压器次级绕组反射到初级的电流, 流过初级绕组的电流 $i_p = i_m + i_i$;

阶段 2 [$t_b \sim t_c$] 主开关管 S_1 及 S_2 都关断, S_2 的 ZVS 过程开始;

阶段 3 [$t_c \sim t_d$] 主开关管 S_2 开通, S_1 关断。此时励磁电流以 $|V_m|/L_m$ 的速率减小, p 点电压 $v_p = -V_m D$;

阶段 4 [$t_d \sim t_e$] 主开关管 S_1 及 S_2 都关断, S_1 的 ZVS 过程开始。

1.2 ZVS 分析

S_1 和 S_2 的 ZVS 过程是相似的, 所以, 这里只对 S_2 的 ZVS 过程作分析, 该过程 [$t_b \sim t_c$] 也有 4 个工作模态。

模态 1 图 1 中主开关管 S_1 关断, 此时 S_2 , D_1 , D_2 和 SR_2 都处于关断状态, 仅 SR_1 导通。电容 C_2 放电, 电压线性下降; C_1 充电, 电压线性上升。 p 点电压 v_p 线性下降, m 点电压 v_m 也线性下降, 由于电压 v_m 仍然是正向的, 因而 i_m 继续增大, 但速率会下降。当 v_p 减小到零时, i_m 增大到最大值, 整流管 SR_2 导通, 此工作模态结束。如图 3(a) 所示。

模态 2 整流管 SR_1 及 SR_2 导通, S_1 , S_2 , D_1 , D_2 关断。此时, 电容 C_1 及 C_2 和漏感 L_r 开始谐振, C_2 上的电压继续下降, v_p 转为负值。由于 SR_1 及 SR_2 导通, v_m 和 v_l 为零, 励磁电流 i_m 保持不变。在次级, i_{SR2} 增大, 同时 i_{SR1} 减小, 因而 $i_i = n_1 i_{SR1} - n_2 i_{SR2}$ 下降。当 i_i 下降到零时, 此模态结束。如图 3(b) 所示。

模态 3 SR_1 及 SR_2 仍导通, S_1 , S_2 , D_1 , D_2 仍关断, 电容 C_1 及 C_2 和漏感 L_r 继续谐振。此时 i_i 已经换向, 当 C_2 上电压下降为零时, D_2 导通, 该模态结束。此时导通 S_2 , S_2 为零电压开通。如图 3(c) 所示。

模态 4 S_2 , D_2 , SR_1 , SR_2 导通, S_1 及 D_1 关断。此时漏感上电压为 $-V_m D$, i_p 线性下降, i_i 反向增大, 当 i_i 反向增大到 $n_2 i_{SR2}$ 时, SR_1 关断。如图 3(d) 所示。

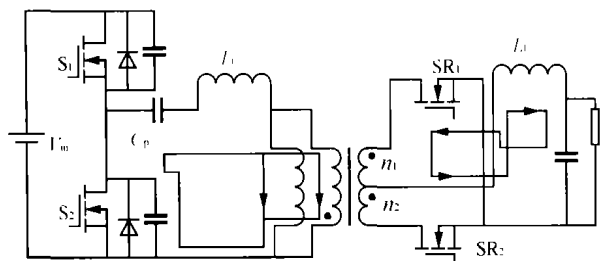
2 同步整流管驱动方式的选择

同步整流技术的基础是使用导通压降较低 MOSFET 代替二极管整流, 这样就存在 MOSFET 的驱动问题, 下面将对适合于不对称半桥同步整流变换器的驱动方式进行讨论。

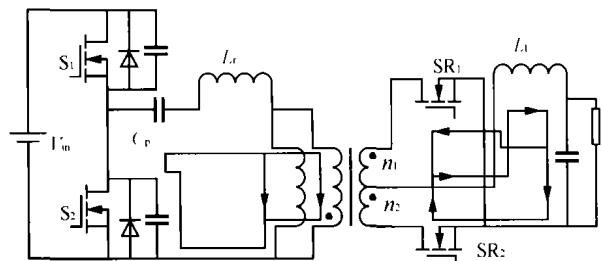
同步整流技术按其驱动信号类型可以分为电流驱动型和电压驱动型, 选择何种驱动方式直接影响变换器的效率和复杂程度。

2.1 电流型驱动

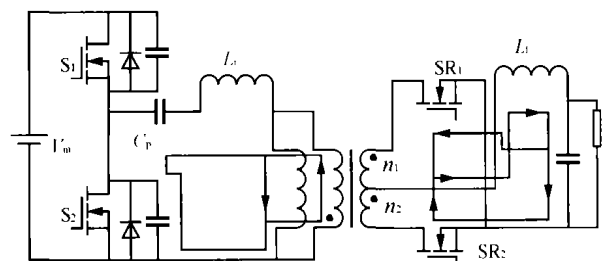
电流驱动同步整流是通过检测流过自身的电流来获得 MOSFET 驱动信号^[4], 由于检测电流而造成的功率损耗很大, 而且它不可避免要将电流信号转换为电压信号, 增加了成本, 性价比低, 在这里不作讨论。



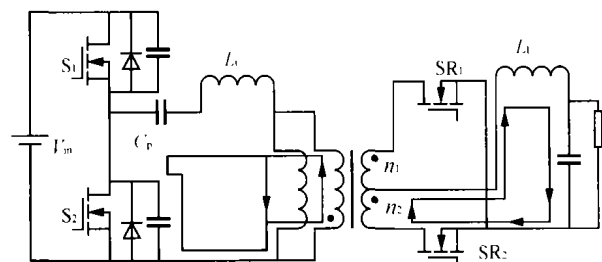
(a) 模态 1



(b) 模态 2



(c) 模态 3



(d) 模态 4

图 3 S₂ 的 ZVS 过程

2.2 电压型驱动

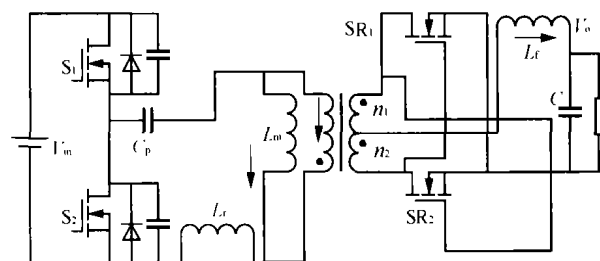
同步整流的电压驱动又分为自驱动、外驱动(控制驱动)和混合驱动 3 种。

图 4(a)所示的是采用自驱动同步整流的不对称半桥 DC/DC 变换器^[5]。该电路不需要附加驱动电路,结构简单。但缺点是两个 MOSFET 的驱动时序不够精确, MOSFET 不能在整个周期内代替二极管整流,使得负载电流流经寄生二极管的时间较长,造成了较大的损耗,限制了效率的提高。而且当输出电压很低时,次级绕组输出端电压也会相应降低,无法起到完全驱动同步整流管的作

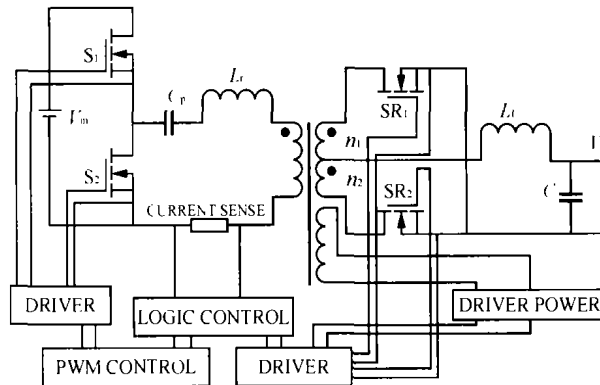
用。

电压型外驱动,又称为控制驱动,使用外驱动的不对称半桥同步整流器的电路如图 4(b)所示。为了实现驱动同步,附加驱动电路须由变换器主开关管的驱动信号控制,通常使用电压型控制驱动方法能使电源的效率达到最高,但是缺点是驱动电路过于复杂。

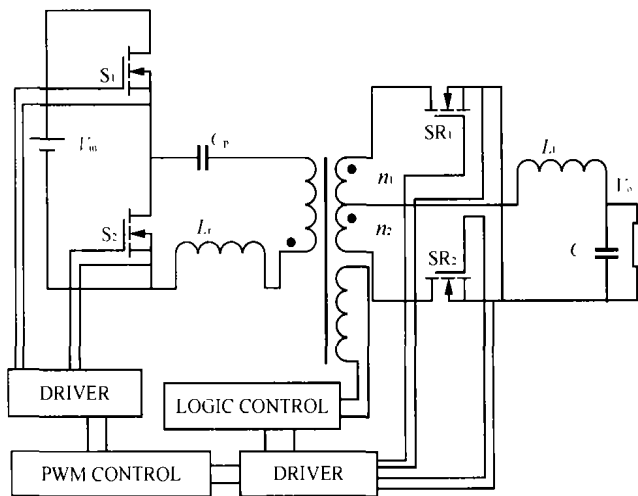
电压型混合驱动是一种新的方法,使用混合驱动的不对称半桥同步整流变换器^[5],如图 4(c)所示,这种方法既能按较精确的时序给出驱动电压信号,同时其附加的驱动电路也较外驱动简单,



(a) 自驱动型同步整流变换器



(b) 外驱动型同步整流变换器



(c) 混合驱动型同步整流变换器

图 4 三种电压型驱动方式

所以,已被普遍接受应用于各种拓扑中。

综合比较这3种电压型驱动方式可得知,在不对称半桥同步整流变换器中最好的选择是采用电压混合型驱动。这样不仅可使变换器达到高效率,而且驱动电路简单,容易控制。

3 同步整流管损耗分析

在不对称半桥变换器中采用同步整流技术的主要目的是降低整流损耗,提高变换器效率,所以,有必要对变换器中同步整流管的损耗作一下简要分析^[5]。

MOSFET模型如图5所示^[6],其中 R_{dson} 为导通电阻, C_{gs} 及 C_{ds} 和 C_{gd} 为MOSFET的寄生电容,其值是非线性的,与MOSFET上所施加的电压有关。在本文中为了简化分析,认为寄生电容值是不变的。

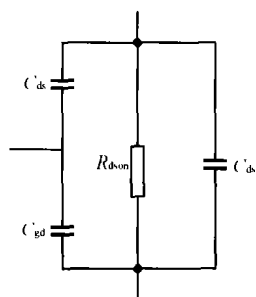


图5 MOSFET模型

以图4(a)所示的自驱动型同步整流变换器为例,理想的电压和电流波形如图6所示。同步整流管总的损耗 P_{LOSS} 为

$$P_{LOSS} = P_{SR1CON} + P_{SR2CON} + P_{SR1SW} + P_{SR2SW} + P_{D3CON} + P_{D4CON} \quad (1)$$

式中: P_{SR1CON} 及 P_{SR2CON} 为两个同步整流管的导通损耗;

P_{SR1SW} 及 P_{SR2SW} 为两个同步整流管的开关损耗;

P_{D3CON} 及 P_{D4CON} 为两个同步整流管的体二极管的导通损耗。

3.1 同步整流管的导通损耗

SR_1 的导通损耗为

$$P_{SR1CON} = I_o^2 R_{dson1} (1 - D - t_z / T) \quad (2)$$

式中: I_o 为输出电流;

R_{dson1} 为 S_1 的通态电阻。

SR_2 的导通损耗为

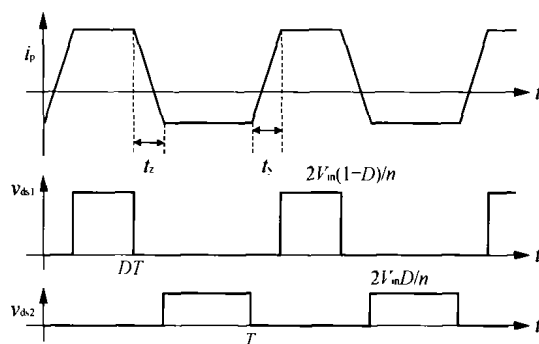


图6 理想的电压和电流波形

$$P_{SR2CON} = I_o^2 R_{dson2} (D - t_y / T) \quad (3)$$

式中: R_{dson2} 为 S_2 的通态电阻。

因此,总的导通损耗 P_{CON} 为

$$P_{CON} = P_{SR1CON} + P_{SR2CON} = I_o^2 R_{dson1} (1 - D - t_z / T) + I_o^2 R_{dson2} (D - t_y / T) \quad (4)$$

3.2 同步整流管的开关损耗

假设所有寄生电容为线性,整流管 SR_1 的开关损耗为

$$P_{SR1SW} = P_{SR1Ced} + P_{SR1Cgs} + P_{SR1Cds} \quad (5)$$

$$P_{SR1Cgs} = f C_{gs} (2 V_{in} D / n)^2 \quad (6)$$

式中: V_{in} 为输入电压;

f 为开关频率;

$n = 1/n_1 = 1/n_2$ 为初级与次级的匝数比。

$$P_{SR1Cds} = f C_{ds} [2 V_{in} (1 - D) / n]^2 \quad (7)$$

$$P_{SR1Cgd} = f C_{gdp} (2 V_{in} D / n)^2 + f C_{gdn} [2 V_{in} (1 - D) / n]^2 \quad (8)$$

同样地, SR_2 的开关损耗为

$$P_{SR2SW} = P_{SR2Cgs} + P_{SR2Cgd} + P_{SR2Cds} \quad (9)$$

$$P_{SR2Cgs} = f C_{gs} [2 V_{in} (1 - D) / n]^2 \quad (10)$$

$$P_{SR2Cds} = f C_{ds} (2 V_{in} D / n)^2 \quad (11)$$

$$P_{SR2Cgd} = f C_{gdp} [2 V_{in} (1 - D) / n]^2 + f C_{gdn} (2 V_{in} D / n)^2 \quad (12)$$

式中: C_{gdp} 为 $v_{gd} > 0$ 时的 C_{gd} ;

C_{gdn} 为 $v_{gd} < 0$ 时的 C_{gd} 。

因此,同步整流管总的开关损耗 P_{SW} 为

$$P_{SW} = P_{SR1SW} + P_{SR2SW} = 4 f V_{in}^2 C_{TOT} (2 D^2 - 2 D + 1) / n^2 \quad (13)$$

式中: $C_{TOT} = C_{gs} + C_{ds} + C_{gdp} + C_{gdn}$ 为所有寄生电容之和。

3.3 同步整流管体二极管的导通损耗

两个体二极管的导通损耗 P_{DCON} 为

$$P_{\text{DCON}} = P_{\text{D3CON}} + P_{\text{D4CON}} = (t_y + t_z) I_o V_D / T \quad (14)$$

式中: V_D 为体二极管的通态电压。

将式(4),式(13),式(14)相加就是图 3(a)中变换器总的整流损耗 P_{LOSS} 。通过以上分析,可以看出变换器的整流损耗与以下参数有关,即输出电流 I_o ;输入电压 V_{in} ;开关频率 f ;漏感 L_r ;MOSFET 自身参数值。在这些影响因素中,漏感 L_r 的选择至关重要。显然, L_r 越大,损耗越大,因此,为了提高效率, L_r 应尽可能小。但是,同时又要保证 L_r 足够大,以实现主开关管的 ZVS,所以,在选择 L_r 的值时,要综合考虑两方面的影响,使变换器的性能最优。

4 结语

不对称半桥 DC/DC 变换器是一种能实现软开关的变换器,与其它拓扑相比,具有很多优点。本文对同步整流技术在不对称半桥变换器中的应用,从电路工作原理到同步整流驱动方式的选择作了全面的介绍,并在此基础上,分析了变换器的整流损耗,使对影响整流损耗的参数有了全面的认识。

参考文献

- [1] Oruganti Ramesh. Soft-switched DC/DC Converter with PWM Control[A]. *Telecommunications Energy Confer-*

ence, 1993. INTELEC' 93. 15th International[C]. 1993, 1: 341 - 349.

- [2] Ninomiya T, Matsumoto N, Nakahara M, Harada K. Static and Dynamic Analysis of ZVS Half-bridge Converter with PWM Control[A]. *PESC' 91 Record., 22nd Annual IEEE[C]. 1991: 60 - 70.*
- [3] Feng Jiangtao, Hu Yuequan, Chen Wei, et al. ZVS Analysis of Asymmetrical Half-bridge Converter [A]. *PESC 2001 IEEE 32nd Annual[C]. 2001, 1: 243 - 247.*
- [4] Jovanovic Milan M, Zhang Micheal T, Lee Fred C. Evaluation of Synchronous-rectification Efficiency Improvement Limits in Forward Converters[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1995, 42(4): 387 - 395.*
- [5] Xiao Li, Oruganti Ramesh. Soft Switched PWM DC/DC Converter with Synchronous Rectifiers[A]. *Telecommunications Energy Conference, 1996. INTELEC' 96., 18th International[C]. 1996: 476 - 484.*
- [6] Tabisz Wojciech A, Lee Fred C, Chen Dan Y. A MOSFET Resonant Synchronous Rectifier for High-frequency DC/DC Converters[A]. *PESC' 90 Record., 21st Annual IEEE[C]. 1990: 769 - 778.*

作者简介

陈保艳(1980-),女,硕士研究生,研究方向为高频开关电源。

飞利浦推出采用无损耗封装的高性能汽车 TrenchMOS MOSFET

飞利浦电子公司(NYSE 交易代号:PHG, AEX 交易代号:PHI)日前宣布扩展其汽车电源解决方案,正式推出采用飞利浦无损耗封装(LFPAK)的高性能汽车(HPA)TrenchMOS MOSFET。

以上设备结合了飞利浦在汽车领域的经验和 TrenchMOS 技术,用以满足汽车行业的特定需求。飞利浦采用无损耗封装技术的 MOSFET,在非常紧密的小包装情况下具备加强的热性能表现,对于引擎管理系统和汽车发动机驱动等高标准应用是非常理想的选择。

飞利浦的 LFPAK 兼具 SO8 封装尺寸小的优

点和 DPAK 等较大封装的良好热性能,亚洲的设计工程师可用它实现两个主要功能:改善应用的热性能并节省电路板空间。加强的热性能具备更快的开关能力,并在易于散热的同时保持最低的工作温度。

LFPAK 还能向上传导大量能量,并通过源极引脚向外散热,热阻低于 SO8 封装,可与 DPAK 和 D2PAK 等更大的封装形式相媲美。

BUK9Y19-55B、BUK9Y40-55B 和 BUK9Y30-75B 是采用了这项领先技术即将推出的新设备,均在逻辑电平工作,额定工作温度为 175℃。