

AHB 直流变换器的 ZVS 原理分析与控制

ZVS principle Analysis and Control for AHB DC/DC Converter

张友军

(苏州大学机电工程学院 苏州 215021)

摘要 针对一种小功率的不对称半桥 AHB 直流变换器。利用其变压器励磁电流实现开关管零电压开关 ZVS。采用同步整流控制和突发模式控制技术,可以有效地提高变频器的效率和减少待机功耗。

关键词 变换器 零电压开关 同步整流 突发模式控制 待机功率

Abstract For a kind of Asymmetrical Half Bridge (AHB)DC/DC converter , the operation principle and its control method are analyzed and studied in this paper. By using the magnetizing current of the transformer , Zero Voltage Switching(ZVS) is realized for the switches of the converter , which suits low power situation. A 150W prototype was manufactured. Its experiment and test results show that the efficiency can be improved and the standby power loss decreased by adopting synchronous rectifying and burst mode control.

Keywords Converter Zero Voltage Switching(ZVS) Synchronous rectifying Burst mode control Standby power

0 引言

各种电子电子变换器在对电能进行处理的时候,存在多种能量损耗。目前高频化已成为电力电子电路的主要特点,它可以使得变换器具有更高的功率密度、高可靠性、低噪声和快速响应能力,但由于电力电子开关器件的开关损耗与开关频率成正比,频率越高,器件和电路的损耗越大,变换器的效率也越低。采用零电压开关 ZVS 和零电流开关 ZCS 等软开关控制技术,可极大地减少变换器的开关损耗。

本文研制的 150W 不对称半桥 AHB 直流变换器,采用了 ZVS、同步整流和突发模式控制技术,有效地解决了上述问题。

1 不对称半桥直流变换器

不对称半桥 AHB 直流变换器的电路拓扑结构,如图 1 所示。该变换器由开关管 S_1 、 S_2 、隔离电容 C_1 变压器 T_r 、 F 、极管 D_1 、 D_2 、输出滤波器 L_o 、 C_o 构成,将直流母线输入电压 V_B 变换成直流输出电压 V_o 。 R_s 为原边开关管流检测电阻,变压器的作用是实现原、副边隔离及输入、输出电压匹配。

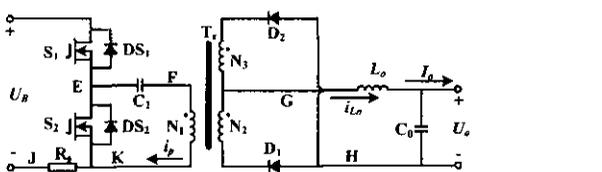


图 1 AHB 直流变换器的电路结构

图 2 是以输出滤波电感电流 i_{Lo} 连续为例的 AHB 直流变换器的控制原理时序。其中 V_{gs1} 、 V_{gs2} 分别是开关管 S_1 、 S_2 的驱动控制信号,两者时序互补,相互之间存在死区时间 $(t_2 - t_1)$ 、 $(t_4 - t_3)$ 。死区时间的设置是为了防止 S_1 、 S_2 出现共同导通,从而引起输入电压 V_B 短路。为分析方便,假定开关管 S_1 、 S_2 的漏源电容为零,这样其漏源电压就能瞬时变化。

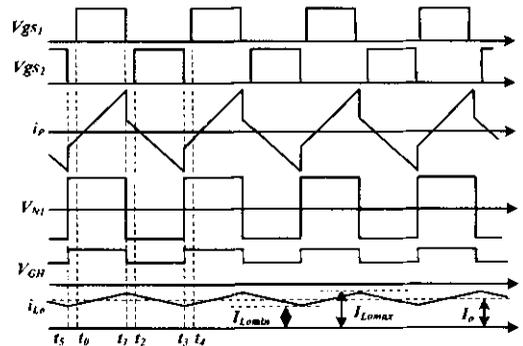


图 2 AHB 直流变换器的控制原理时序

从图 2 中可以看到:

① $t_0 \sim t_1$: t_0 时刻前,变压器 T_r 原边绕组电流 i_p 为负, i_p 经检测电阻 R_s 、原边绕组 N_1 、电容 C_1 、 S_1 的体内反并联二极管 DS_1 流通,能量回馈到 V_B 。此时 S_1 的漏源电压为零; t_0 时刻, S_1 实现 ZVS 零电压开通。变压器原边绕组 N_1 的电压为 $V_B - V_{EF}$ (V_{EF} 为电容 C_1 的电压),变压器励磁电流 i_{Lm} 线性增加。副边绕组电压 $V_{N2} = (V_B - V_{EF})N_1/N_1$ 、 $V_{N3} = (V_B - V_{EF})N_3/N_1$, 由于副边二极管 D_2 的阻隔,绕组 N_3 中没有电流流过。滤

波电感 L_o 中的电流 i_{L_o} 、电容 C_d (包括负载) 二极管 D_1 、变压器副边绕组 N_2 流通, 电感 L_o 的前端电压 $V_G = V_{GH} = (V_B - V_{EF})N_2/N_1$ 。由于此时 V_G 大于输出电压 V_o , 故 i_{L_o} 线形上升, t_1 时刻, i_{L_o} 上升到 I_{Lomax} 。 i_p 包括励磁电流 i_{Lm} 和 i_{L_o} 反应到原边的折算值, i_{Lm} 和 i_{L_o} 在 $t_0 \sim t_1$ 期间线形上升, 故 i_p 在 $t_0 \sim t_1$ 期间线形上升;

② $t_1 \sim t_2$: t_1 时刻, S_1 关断, 变压器原边绕组电流 i_p 经电容 C_1 、原边绕组 N_1 、 S_2 的体内反并联二极管 DS_2 流通。变压器原边绕组 N_1 的电压为 $-V_{EF}$, 变压器励磁电流 i_{Lm} 线形减小。副边绕组电压 $V_{N2} = V_{EF}N_2/N_1$ 、 $V_{N3} = -V_{EF}N_3/N_1$ 。电流 i_{L_o} 经电感 L_o 、电容 C_d (包括负载) 二极管 D_2 、绕组 N_3 流通, 电感 L_o 的前端电压 $V_G = V_{GH} = V_{EF}N_3/N_1$ 。此时 V_G 小于输出电压 V_o , 故 i_{L_o} 线形下降。在 t_1 时刻前后, 电流 i_{L_o} 从副边绕组 N_2 中转移到 N_3 中, 由于 i_{L_o} 进出 N_2 、 N_3 的方向不同, 故 i_{L_o} 折算到原边, 表现为原边绕组电流 i_p 有个较大的跌落。

t_1 时刻前, i_{L_o} 流出 N_2 的同名端, 反应到原边的折算值为 $i_{L_o}N_2/N_1$, t_1 时刻前瞬间, 折算值为 $I_{Lomax}N_2/N_1$ 。 t_1 时刻后, i_{L_o} 流进 N_3 的同名端, 反应到原边的折算值为 $-i_{L_o}N_3/N_1$, t_1 时刻后瞬间, 折算值为 $-I_{Lomax}N_3/N_1$ 。

t_1 时刻, 原边绕组电流 i_p 变化量(跌落值)为:

$$\begin{aligned} \Delta i_p &= -I_{Lomax} \times \frac{N_2}{N_1} - I_{Lomax} \times \frac{N_3}{N_1} \\ &= -I_{Lomax} \times \frac{N_2 + N_3}{N_1} \end{aligned} \quad (1)$$

总之在 $t_1 \sim t_2$ 期间, i_p 线形减小;

③ $t_2 \sim t_3$: t_2 时刻 S_2 实现 ZVS 零电压开通 (此时 i_p 仍为正值, 流经 DS_2 , S_2 的漏源电压为零), 原边绕组 N_1 的电压仍为 $-V_{EF}$, 变压器励磁电流 i_{Lm} 线形减小。副边绕组电压 $V_{N2} = -V_{EF}N_2/N_1$ 、 $V_{N3} = -V_{EF}N_3/N_1$ 。绕组 N_2 中没有电流流过, i_{L_o} 经 L_o 、 C_d (包括负载) D_2 、绕组 N_3 继续流通。 $V_G = V_{EF}N_3/N_1$ 此时 V_G 小于 V_o , i_{L_o} 线形下降, t_3 时刻, i_{L_o} 下降到 I_{Lomin} 。在 $t_2 \sim t_3$ 期间, i_p 继续线形减小, 继而反向增加;

④ $t_3 \sim t_4$: t_3 时刻 S_2 关断。由于 i_p 为负, i_p 经 R_s 、绕组 N_1 、电容 C_1 、二极管 DS_1 流通, 能量回馈到 V_B 。原边 N_1 的电压为 $V_B - V_{EF}$, 励磁电流 i_{Lm} 线形正向增加。副边绕组电压 $V_{N2} = (V_B - V_{EF})N_2/N_1$ 、 $V_{N3} = (V_B - V_{EF})N_3/N_1$ 。由于 D_2 的阻隔, 绕组 N_3 中没有电流流过。在 t_3 时刻, 原边电流 i_p 有个较大的变化量:

$$\Delta i_p = -I_{Lomin} \times \frac{N_2}{N_1} + I_{Lomax} \times \frac{N_3}{N_1}$$

$$= -I_{Lomin} \times \frac{N_2 + N_3}{N_1} \quad (2)$$

在 $t_3 \sim t_4$ 期间, i_p 线形正向增加。 T_4 时刻, S_1 实现 ZVS 零电压开通, 开始下一个开关周期。由上分析可知, 实现 S_1 、 S_2 零电压 ZVS 开通的条件是: t_3 (或 t_5) t_1 时刻 i_p 有较大变化后方向保持不变, 在 i_p 方向改变前应加入 V_{gs1} 或 V_{gs2} 驱动信号。所以该时刻 i_p 中励磁电流 i_{Lm} 分量峰值应大于 i_{L_o} 折算值分量。

考虑到 C_1 较大和开关频率足够高, 可认为 C_1 的电压 V_{EF} 在开关周期时间内保持不变。占空比 D 为开关管 S_1 的导通时间 ($t_1 \sim t_0$) 与开关周期时间 $T = (t_4 - t_0)$ 的比值, 变压器稳定工作时绕组电压的伏秒积应该平衡, 若忽略死区时间, 有:

$$\begin{aligned} (V_B - V_{EF}) \times (t_1 - t_5) &= V_{EF} \times (t_3 - t_1) \\ (V_B - V_{EF}) \times DT &= V_{EF} \times (1 - D) \times T \\ V_{EF} &= D \times V_B \end{aligned} \quad (3)$$

2 控制电路

研制的 150 瓦不对称半桥 AHB 直流变换器, 输入电压 $V_B = 390V$, 输出电压 $V_o = 12V$, 输出电流 $I_o = 12.5A$ 。PWM 控制芯片采用 UC3845, 考虑到负载动态响应要求、死区时间及输出阻抗等因素, 设定满载时占空比 D 为 0.36, 选择开关工作频率 70kHz 左右, 变压器原、副边匝比为 $N_1 : N_2 : N_3 = 36 : 2 : 3$, 原边绕组励磁电感 $L_m = 465\mu H$ 。

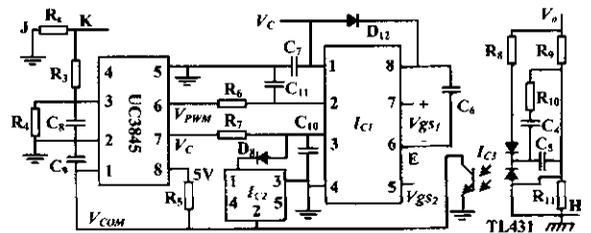


图 3 AHB 直流变换器的控制线路

不对称半桥 AHB 直流变换器的控制线路, 见图 3 所示。输出电压 V_o 经电阻 R_9 、 R_{11} 、 R_8 、光耦 IC_3 、基准电压调节器 TL431 反馈后, 在 UC3845 的 1 脚得到误差放大信号 V_{com} (连接到光耦的集电极)。变压器原边开关管 S_1 的电流检测信号经电阻 R_3 、 R_4 、电容 C_8 滤波后, 送到 UC3845 的 3 脚。该信号与 V_{com} 在控制芯片内部处理后进行比较, 得到 6 脚的 PWM 脉冲控制信号 V_{PWM} , V_{PWM} 的占空比 D 随 V_{com} 增大而增大, 但 D 的最大值不超过 0.50。

V_{PWM} 送到驱动芯片 IC_1 , 得到如图 2 所示的两路时序互补驱动信号 V_{gs1} 、 V_{gs2} , 两者之间存在死区时间,

其中 V_{GS1} 的时序与 V_{PWM} 一致。 I_{C1} 的 7、6 脚产生驱动信号 V_{GS1} ，用于驱动开关管 S_1 。 I_{C1} 的 5、4 脚产生驱动信号 V_{GS2} ，用于驱动开关管 S_2 。

当 V_o 由于某种原因偏大时，电阻 R8 中电流增加，光耦的光通量增大，电压 V_{com} 降低， V_{PWM} 的占空比 D 降低，最终导致输出电压 V_o 下降；而当 V_o 偏小时，电阻 R8 中电流将减小，光耦的光通量减小，电压 V_{com} 增大， V_{PWM} 的占空比 D 增大，从而使得 V_o 增大。

V_{com} 随输出负载减小而减小，比较器 I_{C2} 的 2 脚接 V_{com} 。空载或极轻载时，当 V_{com} 小到一定程度， I_{C2} 的输出端 1 脚为低电平，将 I_{C1} 的使能端 3 脚电平拉低，从而暂时关断变换器，输出电压随即下降， V_{com} 上升， I_{C2} 的输出端 1 脚又转为高电平， I_{C1} 又重新驱动变换器工作，输出电压上升， V_{com} 下降。周而复始，变换器时而关断，时而工作，这就是变换器在空载或极轻载时采用的突发模式控制技术。该技术使得变换器频繁地间隔模拟较重负载时的工作状况（ V_{com} 较大），从而提高变换器的效率，有效地降低空载或轻载时的待机损耗，但输出电压的纹波相对较大。

变换器二次侧整流二极管 D_1 、 D_2 导通时具有一定的电压降，从而在较重负载时带来较大损耗。为此可将二极管换成开关管 SR_1 、 SR_2 ，开关管内部的反并联二极管应与原整流二极管 D_1 、 D_2 的方向一致。由于 D_1 、 D_2 导通时序与变压器绕组电压极性一致，绕组电压为正时 D_1 导通，绕组电压为负时 D_2 导通，故可使变压器多绕两个附加绕组，分别用一附加绕组的同名端电压去控制替换 D_1 的开关管，用另一附加绕组的非同名端电压去控制替换 D_2 的开关管，这就是同步整流技术。

3 试验和测量结果

150W AHB 直流变换器满载时变压器原边绕组电流 i_p 试验波形，见图 4 所示。 i_p 波形 ab、cd 段分别对应图 2 中 t_3 （或 t_3 ） t_1 时刻情形，电流 i_{L0} 在副边绕组 N_3 、 N_2 中相互转移（ t_5 或 t_3 时， i_{L0} 从 N_3 到 N_2 ； t_1 时， i_{L0} 从 N_2 到 N_3 ）， i_{L0} 折算到原边后表现为 i_p 有个较大的变化量。 i_p 波形 bc、de 段对应图 2 中 $t_5 \sim t_1$ 、 $t_1 \sim t_3$ 阶段，虽然 i_{L0} 波动不大，但由于原边绕组励磁电感 L_m 较小，导致励磁电流变化较大， i_{L0} 折算值与励磁电流

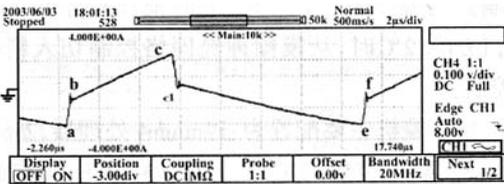


图 4 原边绕组电流 i_p 波形

叠加，表现为 i_p 变化率较大。

原边开关管 S_2 的漏源电压 V_{ds2} 和驱动控制信号 V_{GS2} 的试验波形，见图 5 所示。当 V_{ds2} 为零后， V_{GS2} 才有正向电压出现去开通 S_2 ，故 S_2 为零电压 AVS 开通。变换器采用同步整流技术后，在不同输出负载时的效率曲线见图 6 所示，150 瓦满载效率为 95.20%。其中选用开关管 S_1 、 S_2 ：STP12NM50FP，12A/500V， $R_{ds} = 0.30\Omega$ ；同步开关管 SR_1 、 SR_2 ：FDB045AN08A0，4.5m Ω /80A/75V。

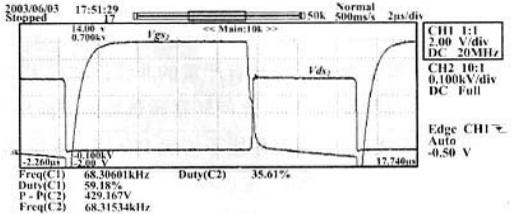


图 5 S_2 的 V_{ds2} 和 V_{gs2} 波形

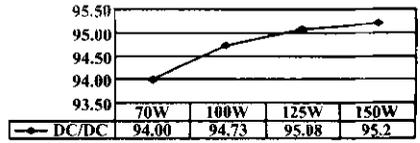


图 6 DC/DC 不同输出负载时的效率曲线

采用突发模式控制技术，空载时变换器损耗 0.092W，外部控制电源功耗 0.089W，空载待机损耗共计 0.181W；0.5W 负载时变换器输入功耗 0.804W，外部控制电源功耗 0.094W，0.5W 负载时待机损耗共计 0.898W。若控制电源 V_c 由变换器内部提供，则控制功耗部分会有一定幅度的增加。

4 结束语

不对称半桥 AHB 直流变换器利用变压器励磁电流实现开关管 ZVS 开关，使得开关损耗大为减小。ZVS 的实现条件是励磁电流峰值必须大于副边电流折算值，故变换器只适用于小功率应用场合。试验与测量结果表明，采用同步整流控制技术可以有效提高变换器的效率，突发模式技术可以极大减小待机功率损耗。

参考文献

- 1 王兆安，黄俊. 电力电子技术. 机械工业出版社，2000
- 2 张友军. 高效率大功率适配器的研究. 电源世界，2004(11)

苏州大学青年教师研究基金项目(编号: 3Q3117520)

收稿日期: 2005-07-28.

作者张友军，男，1970 年生，2002 年毕业于南京航空航天大学电力电子与电子传动专业，获得硕士学位，讲师，主要研究方向为电力电子变换技术，发表论文及专业文章 30 余篇。