

不对称半桥变换器的研究

陈丹江，张仲超

(浙江大学，浙江 杭州 310027)

摘要：介绍了一种利用互补的PWM控制的不对称半桥DC/DC变换器。分析了电路的稳态过程和开关的ZVS过程，同时对开关进行了分析。实验结果表明了这种电路对提高效率的有效性。为了进一步改进电路，针对电路输出二极管的电压应力的不平衡，提出的拓扑，并进行了分析。

关键词：不对称半桥；零电压开关；效率

1 引言

近年来，软开关技术得到了广泛的发展和应用，提出了不少高效率的电路拓扑，其中不对称半桥是一个比较典型的电路

不对称半桥是一种适用于中低功率的DC/DC零电压开关（ZVS）变换器电路。该电路采用固定死区的互补PWM控制方式，利用电路本身的分布特性，通过变压器漏感和开关寄生电容的谐振，实现零电压开关。这种电路保持了PWM开关模式的低开关损耗，因此，可以得到很高的效率。

2 主电路的工作原理分析

2.1 电路的稳态分析

不对称半桥的主电路如图1所示。图1中包括两个互补控制的功率MOSFET，其中 S_1 的占空比为 D ， S_2 的占空比为 $(1-D)$ ，极管， C_{S1} 和 C_{S2} 分别是开关的结电容。隔直电容 C_b ，作为开关 S_2 开通时的电源。包括漏感 L_k ，励磁电感 L_m 的中心抽头的变压器副边匝数分别为 N_{S1} 和 N_{S2} 。半桥全波整流二极管 D_1 和 D_2 。输出滤波电感 L ，电容 C_f 和负载 R_L 。

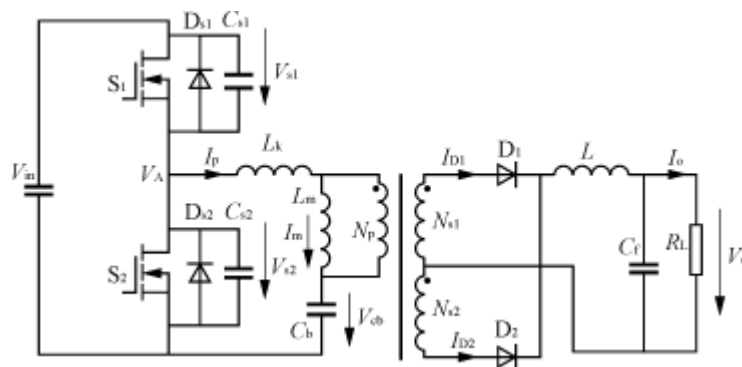


图1 不对称半桥主电路图

电路的稳态工作原理为：

- 1) 当 S_1 导通时，变压器原边承受正向电压，副边 N_{S1} 工作，二极管 D_1 导通，开关 S_2 ，二极管 D_2 截止；
- 2) 当 S_2 导通时，隔直电容 C_b 加在变压器的原边，副边 N_{S2} 工作，开关 S_1 ，二极管 D_1 截止。

理想的工作波形见图2。其中 $n_1=N_p/N_{S1}$ ， $n_2=N_p/N_{S2}$ ，且 $n_1=n_2=n$ 。通过对电路的稳态分析，可以得到以下的一些公式。

?

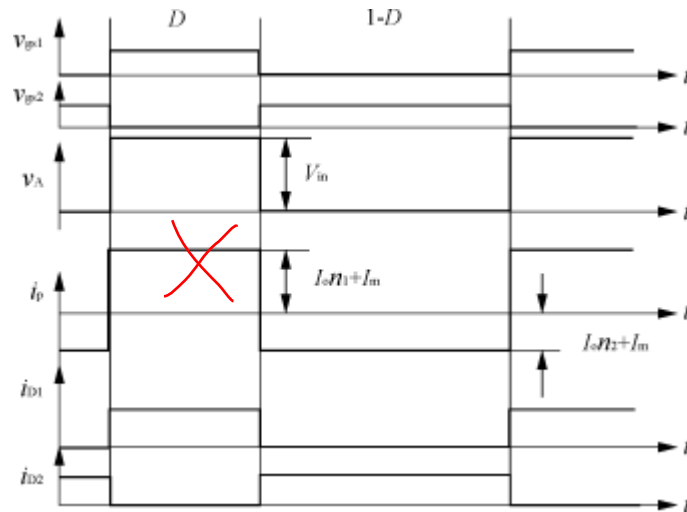


图2 不对称半桥的理想波形

由于变压器的伏秒平衡，电压的直流分量都加在隔直电容 C_0 上

$$V_{cb} = DV_{in} \quad (1)$$

从输出滤波电感的磁平衡，可推导出输出电压

$$V_o = \frac{2V_{in}(1-D)D}{n} \quad (2)$$

2.2 开关的ZVS过程分析

下面分3个工作模式来分析开关S2的ZVS过程。理想的工作波形见图3。

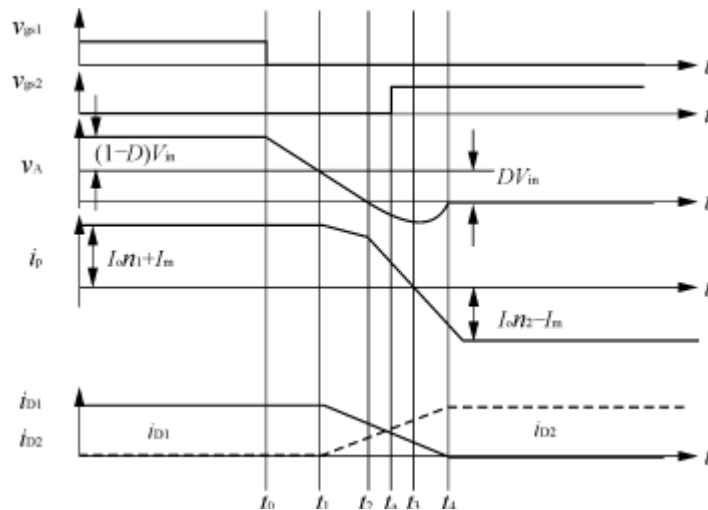


图3 不对称半桥开关S2的ZVS过程的波形

1) 开关模式1 ($t_0 \sim t_1$) 在 t_0 时刻， S_1 关断， S_1 的寄生电容 C_{S1} 被线性充电， S_2 的寄生电容 C_{S2} 线性放电。变压器副边时刻 $v_A = V_{cb}$ 结束。

2) 开关模式2 ($t_1 \sim t_2$) $t = t_1$ 时，变压器原边电压变为负，电容 C_{S1} 、 C_{S2} 和漏感 L_k 发生串联谐振。

$$v_A(t) = V_{cb} - I_{p1} Z_n \sin \omega_k (t - t_1) \quad (3)$$

$$i_p(t) = I_{p1} \cos \omega_k (t - t_1) \quad (4)$$

式中： I_{p1} 为 t_1 时的变压器原边电流；

$$Z_n \text{ 为特征阻抗, } Z_n = \sqrt{L_k / 2C};$$

$$\omega_k \text{ 为谐振角频率 } \omega_k = \sqrt{1 / 2L_k C};$$

$$C = C_{S1} = C_{S2}.$$

由于负压加在 L_k 上，漏感电流 I_p 开始减小。副边为了保持输出电流 I_o 不变，整流二极管 D_1 和 D_2 一起导通，变压器副边等压全部加在漏感上。

3) 开关模式3 ($t_2 \sim t_4$) 在 $t=t_2$ 时， $v_A=0$ 时， S_2 的体二极管 D_{S2} 开始导通，为 S_2 创造了零电压开通的条件。这时一个上，变压器原边电流 i_p 线性下降，在 $t=t_3$ 时， i_p 过零，并反向增大，二极管 D_1 和 D_2 继续共同导通。

S_2 必须在 $t_2 \sim t_3$ 之间导通，否则将失去零电压开通条件。所以要适当设计开关脉冲之间的死区时间($t_a - t_0$)。

通过对不对称半桥开关 S_2 的开通瞬态分析可知，要使开关能够实现ZVS开通，必须满足以下两个条件。

(1) 在 S_2 开通时， S_2 两端的电压(即 v_A)必须小于零且 i_p 仍为正向，也就是说，电路要有一定的负载电流，由式(3)

$$i_{p1} > \frac{V_{cb}}{Z_n} \quad (5)$$

从而得出特征阻抗要满足的条件为

$$Z_n > \frac{nV_{cb}D}{2L_k(1-D)} \quad (6)$$

(2) 两个开关脉冲之间要保证适当的死区时间，使得 S_2 在其电压过零时开通。也就是要满足 $t_2 - t_0 < t_a - t_0 < t_3 - t_0$ ，其

$$t_2 - t_0 = C \frac{nV_{cb}}{L_k} + \arcsin \left[\frac{nV_{cb}D}{2L_k Z_n (1-D)} \right] \quad (7)$$

$$t_3 - t_0 = (t_2 - t_0) + L_k \sqrt{\left(\frac{2L_k(1-D)}{nV_{cb}} \right)^2 - \frac{1}{Z_n^2}} \quad (8)$$

S_1 的零电压开通过程同 S_2 类似。当 S_2 关断， S_1 准备开通时， i_p 给 C_{S2} 充电，而 C_{S1} 放电。 L_k ， C_{S1} ， C_{S2} 组成串联谐振电路。时， S_1 的体二极管 D_{S1} 开通，这时开通 S_1 ，就实现了 S_1 的ZVS开通。

3 实验结果

根据以上的分析，设计了一个频率为100kHz的电路。输入电压为40~60V，输出电压为12V，输出电流为6A。原边开关选STP10H100CT， D_2 选用STP30L60CT。功率变压器选用EER28骨架， $N_p=10$ 匝， $N_{S1}=N_{S2}=6$ 匝。实验所得的 S_1 、 S_2 的漏源极电压波形如图4。从图4中可以看出， S_1 和 S_2 都实现了ZVS。

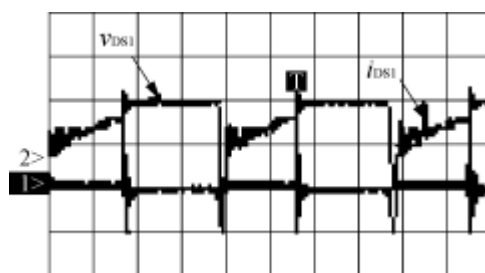
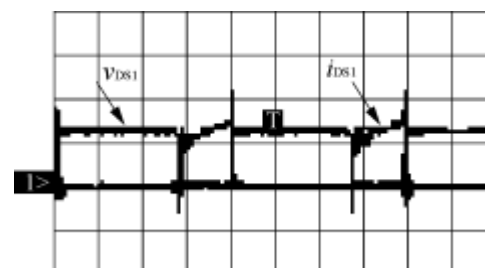
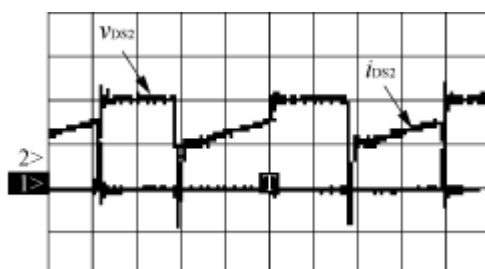
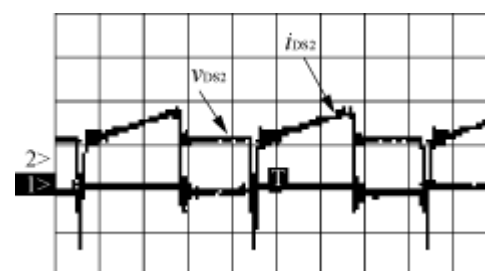
(b) $V_{in}=60V$ (a) $V_{in}=40V$ (d) $V_{in}=60V$ (c) $V_{in}=40V$

图4 在不同输入电压时的实验波形

4 不对称半桥的改进

对图1的稳态分析还可以得出输出二极管关断时承受的反向电压

$$V_{D1} = \frac{V_o}{1-D} \quad (9)$$

$$V_{D2} = \frac{V_o}{D} \quad (10)$$

如前所述, 不对称半桥占空比的最大值是0.5。所以, 从式(9)和式(10)可以得出, 当占空比很小时, 二极管 D_2 承受的种情况在输入电压范围宽时更加严重。

如果采用副边绕组不相等的电路(即 N_{s2}/N_{s1} 大于1), 则占空比就可以大于0.5, 从而消除这种二极管电压应力不均的问题输出电压为

$$V_o = \frac{V_i D(1-D)}{N_s D + N_a(1-D)} \quad (11)$$

下面具体推导如何根据已知条件求出 N_{s2}/N_{s1} 的值。

$$\text{令 } a = N_{s2}/N_{s1} \quad (12)$$

则式(11)可变为

$$N_{s1} \frac{V_i D(1-D)}{V_o = D + a(1-D)} \quad (13)$$

令占空比的变化范围为 $D_1 \sim D_2$, 且 $D_1 < 0.5 < D_2$, 也就是说, 当输入电压为最大值 V_{inmax} 时, 占空比为 D_1 , 当输入电压为最

即

$$N_{s1} \frac{V_i}{V_{inmax}} = \frac{D_1(1-D_1)}{D_1 + a(1-D_1)} \quad (14)$$

$$N_{s1} \frac{V_i}{V_{inmin}} = \frac{D_2(1-D_2)}{D_2 + a(1-D_2)} \quad (15)$$

由式(14), 式(15)可得

$$\frac{V_{inmin}}{V_{inmax}} = \frac{D_1(1-D_1)}{D_2(1-D_2)} \cdot \frac{D_2 + a(1-D_2)}{D_1 + a(1-D_1)} \quad (16)$$

令 $f(D_2) = \frac{D_2(1-D_2)}{D_2 + a(1-D_2)}$, 并求这个函数的最大值, 可以得出, 在

$$D_2 = \frac{a - \sqrt{a}}{a - 1} \quad (17)$$

时, 函数 $f(D_2)$ 取得最大值。显而易见, 当占空比对称地分布在0.5左右时, 可以得到最理想效果。可以得到

$$D_1 = \frac{\sqrt{a} - 1}{a - 1} \quad (18)$$

把式(17)和(18)代入式(16), 就可以得到 a 的值了。

以本文实验为例, 来说明不对称绕组对二极管选用的好处。

图5是输出电压为12V时输出二极管的电压应力图。从图5中可以看出, 当 N_{s2}/N_{s1} 增加时, 二极管 D_1 的电压应力会增大, i 会减小。当 $N_{s2}/N_{s1}=1$ 时, 2个二极管的电压应力范围约为25~50V。当 $N_{s2}/N_{s1}=3$ 时, 二极管的最大电压应力小于35V。

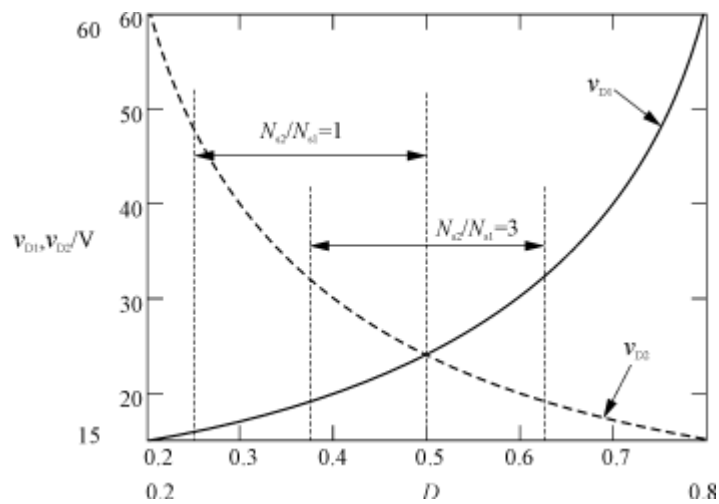


图5 输出二极管的电压应力

5 结语

不对称半桥DC/DC变换器由于采用了互补的PWM控制，充分利用电路的特性，以谐振的方式达到开关的ZVS开通，从而消除电路的效率。

同时，采用副边绕组的不对称解决了普通的不对称半桥电路输出二极管电压应力不均的问题。这样可以选用低电压的二还进一步提高了电路的效率。

作者简介

陈丹江(1979—)，男，浙江大学电气工程学院电力电子与电力传动专业在读硕士生，研究方向电力电子技术。

张仲超(1942—)，男，浙江大学电气工程学院电力电子与电力传动专业教授和博士生导师，主要从事电力电子技术与