

一种带辅助支路的移相全桥零电压 PWM 变换器

张恩利, 夏 峥, 侯振义, 余侃民

(空军工程大学 电讯工程学院, 陕西 西安 710077)

摘要:提出了一种带辅助支路的移相全桥零电压 PWM 变换器。详细分析了该变换器的工作原理,讨论了电路的参数,进行了软件仿真,并在一台功率为 1 kW、工作频率为 100 kHz 的通信用开关电源装置上进行了实验验证。仿真和实验结果都证明了增加的辅助电路能够有效地减小变换器副边占空比的丢失,并使滞后桥臂的 ZVS 范围受到的影响最小。

关键词:变换器;全桥变换器;零电压开关;软开关;占空比

中图分类号: TN86 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-3516(2004)02-0072-05

和常规的全桥 PWM 变换器相比,在不增加或仅增加一些无源器件的情况下,移相式软开关变换电路能够实现开关管的软开关,大大减小了开关损耗,从而能提高整机效率,使高频化成为可能,达到减小变换器的体积和重量的目的^[1]。而且采用移相控制方式实现了恒频控制,开关管的电流、电压应力没有增加。但是它的缺点是副边存在占空比丢失现象,这是为了实现滞后桥臂软开关所必须付出的代价。占空比的丢失却可以通过增加辅助支路来减小。

1 基本移相全桥零电压 PWM 变换器

移相全桥零电压开关 PWM 变换器(PS-FB-ZVS-PWM Converter)的主电路结构图 1 所示。它利用变压器的漏感或原边串联电感和功率管的寄生电容或外接电容来实现零电压开关,其中, $D_1 \sim D_4$ 分别是 $Q_1 \sim Q_4$ 的内部寄生二极管, $C_1 \sim C_4$ 分别是 $Q_1 \sim Q_4$ 的寄生电容或外接电容。 L_r 是谐振电感,它包括了变压器的漏感。每个桥臂的两个功率管成 180° 互补导通,两个桥臂的导通角相差一个相位,

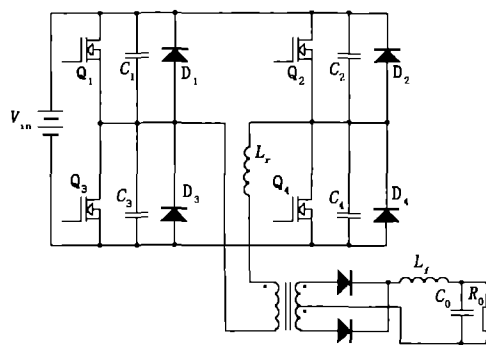


图 1 PS-FB-ZVS-PWM 变换器主电路图

即移相角,通过调节移相角的大小来调节输出电压。 Q_1 和 Q_3 分别超前于 Q_4 和 Q_2 一个相位,称 Q_1 和 Q_3 组成的桥臂为超前桥臂, Q_2 和 Q_4 组成的桥臂为滞后桥臂。

2 带辅助支路的移相全桥零电压 PWM 变换器

通过对 PS-FB-ZVS-PWM 变换器的运行过程分析可以看到,这种变换器存在副边占空比丢失现象,影响了变换器效率的进一步提高。为了减小占空比的丢失,谐振电感量往往取得很小,而这又会使滞后桥臂的 ZVS 范围受到较大影响^[2]。为了在较小的谐振电感量的情况下得到较大的滞后桥臂 ZVS 范围,改变传统的变换器基本结构势在必行。

图 2 为提出的带辅助支路的 PS-FB-ZVS-PWM 变换器主电路。 Q_1 和 Q_3 构成超前桥臂, Q_2 和 Q_4 构

收稿日期:2003-11-05

基金项目:军队科研基金资助项目

作者简介:张恩利(1979-),男,陕西佳县人,硕士生,主要从事电力电子装备智能监测与控制技术研究;

侯振义(1952-),男,陕西永寿县,教授,主要从事通信电源技术研究。

成滞后桥臂, L_r 是变压器漏感, 相对于不带辅助支路的移相全桥变换器, 它的电感量大大减小。 L_a 、 C_{a1} 、 C_{a2} 、 D_{a1} 、 D_{a2} 共同构成辅助支路。

由于辅助支路只与滞后桥臂的工作状态有关, 与超前桥臂的工作状态无关, 因此在分析过程中, 可略去超前桥臂的工作状态。滞后桥臂和辅助支路的主要波形图如图 3 所示。

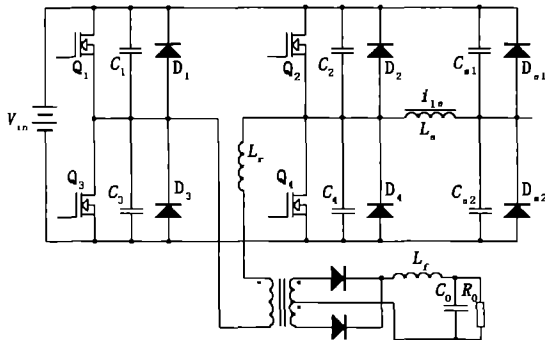


图 2 带辅助支路的 PS-FB-ZVS-PWM 变换器主电路图

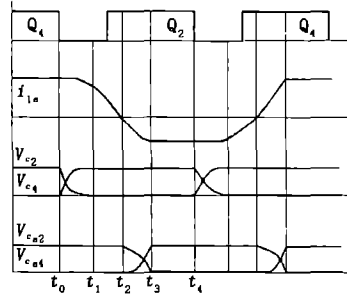
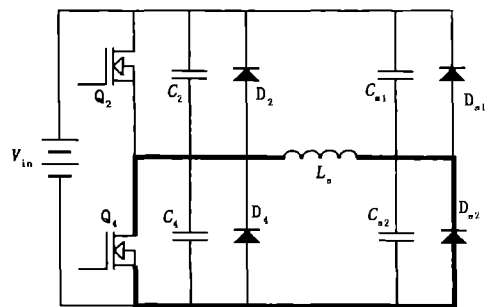


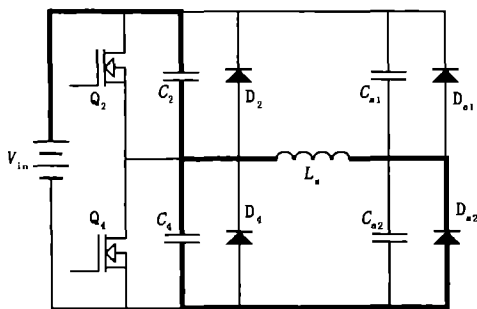
图 3 主要波形图

在一个开关周期中, 辅助支路共有 8 种工作模态, 图 4 给出了不同开关模态下的等效电路。分析前, 作如下假设:

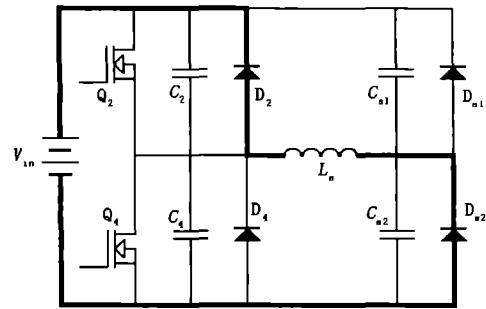
- 1) 所有开关管、二极管均为理想器件;
- 2) 电容、电感均为理想元件;
- 3) $C_2 = C_4 = C_{MOS}$, $C_{a1} = C_{a2} = C_a$ 。



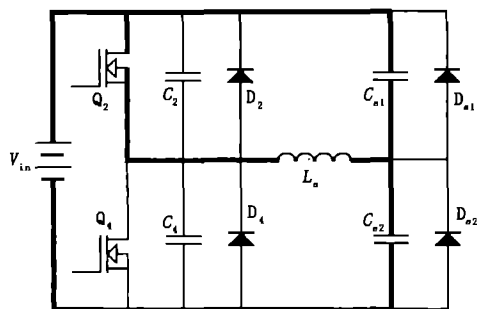
(a) t_0 时刻



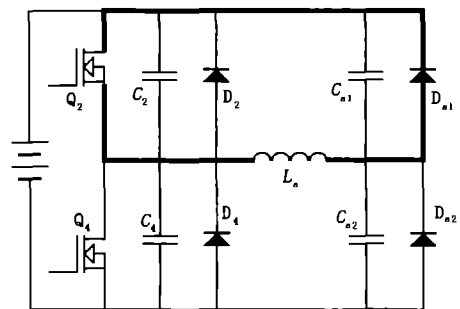
(b) $[t_0, t_1]$



(c) $[t_1, t_2]$



(d) $[t_2, t_3]$



(e) $[t_3, t_4]$

图 4 各种模态下的等效电路

2.1 开关模态 0 $[t_0$ 时刻前] (见图 4(a))

t_0 时刻前, Q_4 处于导通状态, 辅助电感处于续流状态, 它流过 Q_4 和 D_{a2} , 电流值为

$$I_a = \frac{V_{in}}{\sqrt{L_a/2C_a}} \quad (1)$$

2.2 开关模态 1 $[t_0, t_1]$ (见图 4(b))

在 t_0 时刻, Q_4 关断, 变压器漏感 L_r 和辅助电感电流 i_{L_a} 和 i_p 同时给 C_4 充电, 给 C_2 放电, 原边电流下降, 由于 L_r 较小, 原边电流下降较快。 L_a 与 C_2 、 C_4 谐振工作。各电容电压、电感电流为

$$v_{C_4}(t) = Z_{a1} I_a \sin \omega_a (t - t_0) \quad (2)$$

$$v_{C_2}(t) = V_{in} - Z_{a1} I_a \sin \omega_a (t - t_0) \quad (3)$$

$$i_{L_a}(t) = I_a \cos \omega_a (t - t_0) \quad (4)$$

$$\text{式中: } Z_{a1} = \sqrt{L_a/2C_{MOS}}, \quad \omega_a = \frac{1}{\sqrt{2L_a C_{MOS}}}$$

在 t_1 时刻, C_4 电压上升到 V_{in} , C_2 电压下降到零, D_2 自然导通, 将 Q_2 的电压箝在零位, 开关模式 1 结束。

2.3 开关模式 2 [t_1, t_2] (见图 4(c))

在这段时间里, 由于 D_2 导通, Q_2 零电压开通。 $v_{AB} = -V_{in}$, L_a 和 L_r 两端电压均为 $-V_{in}$, 其电流均线性下降, 由于 L_r 较小, 原边电流下降较快。

$$i_{L_a}(t) = i_{L_a}(t_1) - \frac{V_{in}}{L_a} (t - t_1) \quad (5)$$

在 t_2 时刻, i_{L_a} 下降到零, 开关模式 2 结束。

2.4 开关模式 3 [t_2, t_3] (见图 4(d))

在此开关模式中, 变压器漏感 L_r 和电感 L_a 和辅助电容 C_{a1} 和 C_{a2} 谐振工作, i_{L_a} 反向增加, 给 C_{a2} 充电, 给 C_{a1} 放电。

$$i_{L_a}(t) = -V_{in} \sin \omega_{a2} (t - t_2) / Z_{a2} \quad (6)$$

$$v_{C_{a1}}(t) = V_{in} \cos \omega_{a2} (t - t_2) \quad (7)$$

$$v_{C_{a2}}(t) = V_{in} [1 - \cos \omega_{a2} (t - t_2)] \quad (8)$$

$$\text{式中: } Z_{a1} = \sqrt{L_a/2C_{MOS}}, \quad \omega_a = \frac{1}{\sqrt{2L_a C_{MOS}}}$$

在 t_3 时刻, C_{a2} 的电压上升到输入电源电压 V_{in} , C_{a1} 的电压下降到零, 此时 D_{a1} 导通。开关模式 3 结束。在这段时间里, Q_3 和 Q_2 导通, $v_{AB} = -V_{in}$, 主回路给负载供电, 与辅助支路无关。此模式持续的时间为 t_{23} :

$$t_{23} = \frac{\pi}{2} \sqrt{2L_a C_a} \quad (9)$$

$$I_{L_a}(t_3) = -V_{in} / Z_{a2} \quad (10)$$

2.5 开关模式 4 [t_3, t_4] (图 4(e))

在此模式中, Q_2 和 D_{a1} 导通, 把辅助电感两端电压箝在零, i_{L_a} 处于续流状态, 电流值为 $-I_a$ 。在 t_4 时刻, Q_2 关断, 开始工作周期的另一个半周。工作情况与此半周类似。

从上面的分析中可以看出: 辅助电感电流的最大值 I_a 只与输入电源电压和辅助支路的特征阻抗 Z_{a2} 有关; 辅助二极管的电压应力和辅助电容的电压应力为输入电源电压 V_{in} , 其电流应力为 I_a ; 当 Q_4 关断时, 辅助电感电流 i_{L_a} 是以最大电流 I_a 流入节点 B 的, 而当 Q_2 关断时, 辅助电感电流 i_{L_a} 是以最大电流 I_a 流出节点 B 的。从而“帮助”主功率回路实现滞后桥臂的零电压开通。

3 电路参数分析

从上文的分析来看: 要实现滞后桥臂的软开关, 必须满足以下 2 个条件:

1) 开关模式 1 结束时, 电容 C_2 要放电为零, 能够使 D_2 自然导通, 从而为 Q_2 创造零电压开通条件。即:

$$V_{C_2}(t_1) = V_{in} - Z_1 I_a \sin \omega_1 t_1 = 0 \quad (11)$$

式中: $L_e = \sqrt{L_r/2C_{MOS}}$, $\omega_1 = 1/\sqrt{2L_e C_{MOS}}$, L_e 是 L_r 和 L_a 的并联值, 即

$$L_e = \frac{L_r L_a}{L_r + L_a} \quad (12)$$

2) 开关模式 1 结束时, 辅助电感电流不能改变方向, 否则模式 1 不能成立。即

$$I_{L_a}(t_1) = \frac{L_e}{L_a} I_a (\cos \omega_1 - 1) + I_a \geq 0 \quad (13)$$

由这 2 个条件,再在已知条件 V_{in} 、 t_1 、和 I_0 的前提下求出关键参数: L_a 、 C_a 、和 L_r 、

$$Z_2 = \sqrt{L_a/2C_a} = V_{in}/I_a \tag{14}$$

同时对辅助支路的谐振周期做出限制:假设要求 L_a 的电流从零上升到 I_a 的时间 $\frac{\pi}{2}\sqrt{2L_aC_a}$ 为半个开关周期的 $1/n$,即

$$\frac{\pi}{2}\sqrt{2L_aC_a} = \frac{T_s}{2n} \tag{15}$$

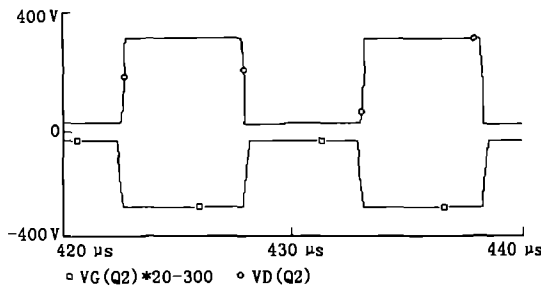
从实现软开关的范围来说, n 值越大越好(能在移相角很小时依然实现软开关),但 n 太大,就不能满足式(13),因此先确定一个合适的 n 值。 n 值取定后,就可以由式(14)和式(15)来确定 L_a 、 C_a 的值。 L_a 、 C_a 的值确定后,带入式(11),根据 Z_1 的值确定出 L_r 的值。最后,将 L_r 、 L_a 、 C_a 的值代入式(14)、式(15)可进行验证,若远远满足等式,增大 n 再次验证,若不满足,则减小 n ;经多次验证,直到刚好满足为止。

4 仿真及实验结果

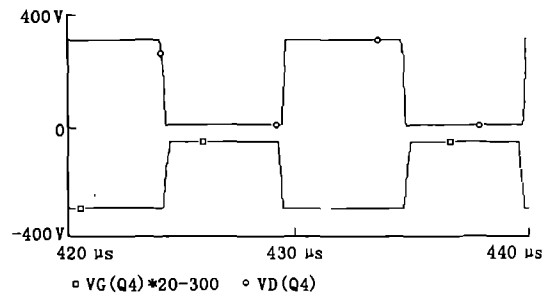
为验证上述分析过程的正确性,利用 PSpice 对 PS - FB - ZVS - PWM 变换器做了仿真分析,仿真条件为:输入直流电压 $V_{in} = 310$ V;输出直流电压 $V_0 = 48$ V;输出电流 $I_0 = 20$ A;变压器原副边匝比 $n = 4/1$;开关管为 IRFP450;变压器漏感 $L_r = 10$ μ H;辅助电感 $L_a = 200$ μ H;辅助电容 $C_a = 2.2$ μ F;输出滤波电感 $L_0 = 180$ μ H;输出滤波电容 $C_0 = 13\ 200$ μ F;开关频率 $f_s = 100$ KHz.

仿真波形如图 5(a) ~ (d) 所示。

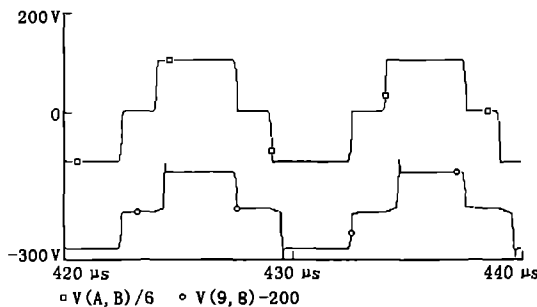
图 5(a)、(b)分别是超前桥臂和滞后桥臂开关管的驱动脉冲和两端电压波形,从波形上可以看出,在驱动脉冲上升沿来临之前,开关管两端电压已经降为零;在驱动脉冲下降为零后,电压才开始上升,实现了零电压开关。和基本的 PS - FB - ZVS - PWM 变换器相比,谐振电感减小很多的情况下依然实现软开关。图 5(c)是变压器原边和副边电压波形比较,从图中可以看出:副边占空比丢失很小。副边由于整流二极管的反向恢复特性问题,存在少许震荡。图 5(d)是谐振电感两端电压,和基本的 PS - FB - ZVS - PWM 变换器相比,其上电压大大减小。



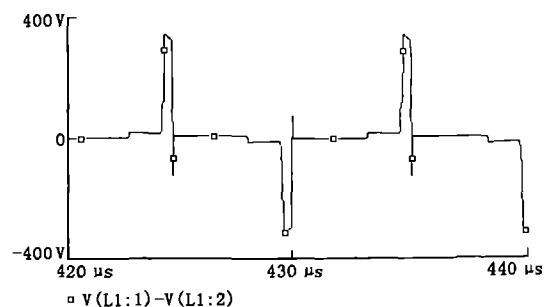
(a) 超前桥臂开关管的驱动脉冲和两端电压波形



(b) 滞后桥臂开关管的驱动脉冲和两端电压波形



(c) 变压器原边和副边电压波形

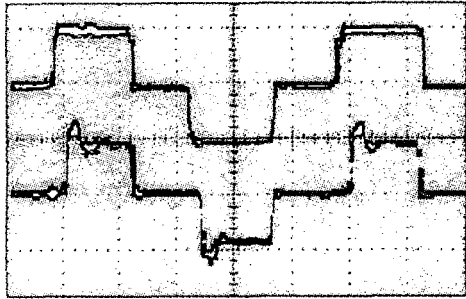


(d) 谐振电感两端电压波形

图 5 仿真结果

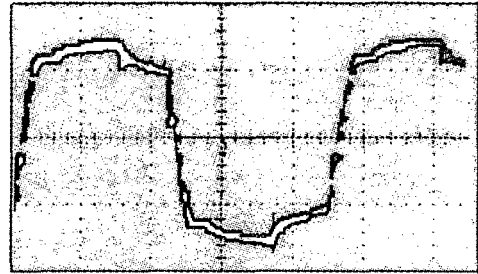
为了验证该变换器的工作原理和性能,在实验室完成了一台输出为 48 V/20 A、功率为 1 kW,工作频率为 100 kHz 的通用开关电源装置。图 6(a) ~ (d) 给出了输入交流 220 V,输出 48 V/20 A 时的实验波形

图。其中图6(a)是两个桥臂中点之间的电压波形图和变压器副边电压的波形,图6(b)是原边电流波形。从图中可以看出:由于功率开关管工作在零电压状态下,此电压波形并没有像传统硬开关全桥变换器那样的电压尖峰,开关管完全工作在安全工作区,不需要传统的吸收电路,可靠性更高,损耗更小;同时由于谐振电感设计比较合理,原边电流的换向过程很短,占空比的丢失很小;由于整流二极管的反向恢复特性而引起变压器副边波形有少许振荡。图6(c)和图6(d)分别是超前桥臂和滞后桥臂开关管的驱动脉冲和漏源电压的波形。从波形上可以看出:当驱动电压上升沿来临时,开关管的漏源电压已经降为零,其内部的反并联二极管已经开通,这说明两个桥臂均实现了零电压开关。从实验波形图可以看出,该实验结果与仿真结果一致。



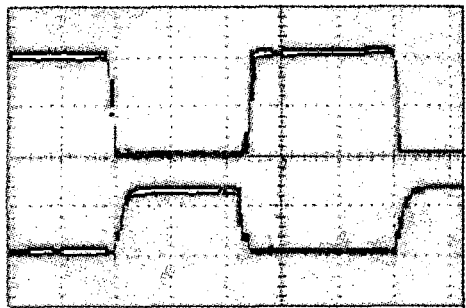
(时间:2 us/格;电压:300 V/格(上),50 V/格(下))

(a) 两桥臂中点之间电压(上)和变压器副边电压(下)波形



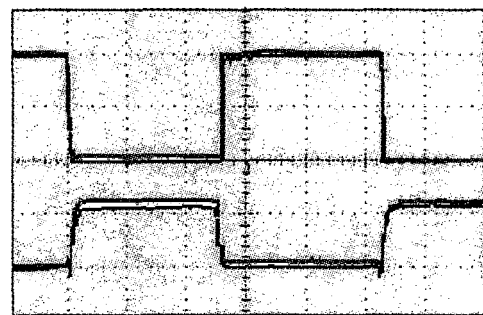
(时间:2 us/格;电流:4 A/格)

(b) 原边电流波形



(时间:2 us/格;电压:150 V/格(上),10 V/格(下))

(c) 超前桥臂漏源电压(上)和驱动电压(下)波形



(时间:2 us/格;电压:150 V/格(上),10V/格(下))

(d) 滞后桥臂漏源电压(上)和驱动电压(下)波形

图6 实验结果

经实验测试,在220 V输入时,本实验装置工作效率大于90%。由此可见:由于基本的PS-FB-ZVS-PWM变换器存在副边占空比丢失现象,影响了变换器效率(70% - 80%)的进一步提高,而这种带有辅助支路的移相控制全桥变换器的效率则极大地得到了提高。

参考文献:

- [1] 阮新波,严仰光. 直流开关电源的软开关技术[M]. 北京:科学出版社,2000.
- [2] Hang-Seok Choi. Novel Zero-Voltage and Zero-Current-Switching Full-Bridge PWM Converter Using Coupled Output Inductor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2002,17(5):641-648.

(编辑:门向生)

The Phase - Shifted Full - Bridge ZVS PWM Converter with Auxiliary Branch

ZHANG En-li, XIA Zheng, HOU Zhen-yi, YU Kan-min

(The Telecommunication Engineering Institute, Air Force Engineering University, Xi'an, Shaanxi 710077, China)

(下转第88页)