维普资讯 http://www.cqvip.com

带饱和电感的移相全桥零电压开关 PWM 变换器

Application of a PS-FB-ZVS-PWM Converter with Saturable Inductor

华中理工大学 李 剑 康 勇 孟 宇 陈 坚 (武汉 430074)

摘要:介绍了带饱和电感的移相全桥零电压开关 PWM 变换器的工作原理。与传统电路相比,它具有较宽的零电压开关负载范围、较小的环流能量和较小的占空比损失。给出了在一台三相交流 380V 输入、27V/4.5kW 输出电源上的仿真和实验结果。实验表明,该电路具有开关损耗低、工作频率恒定、可靠性高的优点。

Abstract: The paper introduces the operation principle of a PS-FB-ZVS-PWM converter with saturable inductor is proposed. The novel converter has advantages such as wide ZVS load range, low circulating energy and low duty cycle loss comparing to the traditional PS-FB-ZVS-PWM converter. The simulative and experimental results on a 3Φ 380V AC input, 27V/4 5kW output power supply are given. Experiment has proved the novel converter has advantages of low switching losses, constant frequency operation and high reliability.

叙词:变换器 脉宽调制 移相 零电压开关 饱和电感

Keywords: converter; PWM; phase-shifting; ZVS; saturable inductor

1 引 言

在计算机、通信、航空航天等许多领域,开关电源以其体积小、重量轻、效率高等优点逐步取代了传统的线性电源和 SCR 电源。移相全桥零电压开关 PWM 变换器[1]结合了零电压开关准谐振技术和传统 PWM 技术两者的优点,工作频率固定、在换相过程中利用 LC 谐振使器件零电压开关,在换相完毕后仍然采用 PWM 技术传送能量,控制简单、开关损耗小、可靠性高,是一种适合于大中功率开关电源的软开关电路。

2 移相全桥零电压开关 PWM 变换器

传统的移相全桥零电压开关 PWM 变换器[2]如图 1 所示。与四个开关并联的电容不仅表示独立的电容元件,还包括开关器件中寄生的结电容,谐振电感 L_s 不仅表示独立的电感元件,还包括高频变压器的漏感。

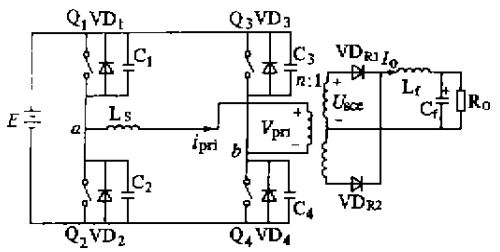


图 1 传统的 PS-FB-ZVS-PWM 变换器

电路中开关器件的控制波形如图 2 所示,采用恒频移相控制方式、除死区时间外,每个桥臂的两个开关器件成 180°互补导通,通过改变逆变电路两桥臂对角功率器件驱动信号移相角 α 的大小来实现输出电压的调节。当 $\alpha=180°$时,Q_1 和 Q_3 或 Q_2 和 Q_4 同时导通,输出电压为零;当 $\alpha=0°$时,Q_1 和 Q_4 或 Q_2 和 Q_3 同时导通,输出电压达到最大值。如图 2 所示,假定 Q_1 比 Q_4 提前 α 开通(或 Q_2 比 Q_3 提前 α 开通),则 Q_1、Q_2 组成超前桥臂,Q_4、Q_3 组成滞后桥臂,移相角 α 的范围为 0°~180°。

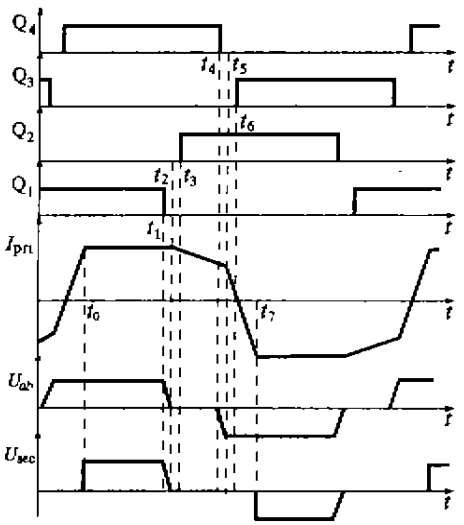


图 2 传统的 PS-FB-ZVS-PWM 变换器波形图

超前臂 Q_1、Q_2 开通前电容电压谐振的能量由等效电感 $L_s+n^2L_1$ 提供,其值相当大,存储的能量也非常大,初级电流近似不变,因此可保证超前桥臂开关在很宽的输入电压和负载范围内实现零电压开关。而滞后桥臂 Q_4、Q_3 开通前电容电压谐振的能量由等效电感 L_s 提供,其值较小。当轻载时,由于 L_s 储存的能量不足,滞后桥臂开关开通前电容电压未能谐振到零,因而没有实现零电压开关,从而大大增加了滞后桥臂开关的开通损耗,若要实现其零电压开通,需满足:

维普资讯 http://www.cqvip.com

$$\frac{1}{2}L_s i_{pri}^2(t_4) > \frac{1}{2}C_3E^2 + \frac{1}{2}C_4E^2$$

此外由图 2 可知，在 $t_5 \sim t_7$ 时间段内，电压 U_{ab} 为 $-E$，但由于初级电流 i_{pri} 未下降至 $-\frac{I_o}{n}$，次级的两个整流管同时导通，处于续流状态，次级电压为零，从而使次级电压脉宽小于电压 U_{ab} 的脉宽，形成占空比损失：$\Delta D = \frac{2L_s}{ET}\left[i_{pri}(t_5) + \frac{I_o}{n}\right]$。

本文介绍的带饱和电感的移相全桥零电压开关 PWM 变换器已用于一台舰艇专用开关电源中，此电源常以 20% 负载运行，仅在发射导弹工况时输出满载电流约 160A。电源采用饱和电感后，较好地解决了占空比损失、效率降低和导通损耗等问题。

3 带饱和电感的移相全桥零电压开关 PWM 变换器工作原理

3.1 工作原理

带饱和电感的移相全桥零电压开关 PWM 变换器及工作波形如图 3 所示[3]，与传统型电路相比，只是将线性电感 L_s 换成了饱和电感 L_r，而在控制方式上并没有什么改变。在每半个周期中有七种工作模式，为便于分析作如下假设：，当电流 i_{pri} 小于 I_c，饱和电感 L_r 未饱和时，其电感量为 L_{ro}，所储存的能量为 $\frac{1}{2}L_{ro}i_{pri}^2$；当电流 i_{pri} 大于 I_c 时，L_r 进入饱和状态，电感量为零，所储存的能量为 $\frac{1}{2}L_{ro}I_c^2$；输出滤波电感 L_f 足够大，可视为恒流源 I_o 输出，且 $\frac{I_o}{n} > I_c$；高频变压器初、次级匝比为 n；忽略高频变压器漏感；所有器件均为理想器件。

(1)模式 1($t_0 \sim t_1$)：Q_1 和 Q_4 导通，VD_{R1} 流过负载电流 I_o，由于 $(I_o/n) > I_c$，L_r 处于饱和状态，输入功率经过高频变压器向负载传送，变压器初级电流为：$i_{pri} = I_o/n$。

(2)模式 2($t_1 \sim t_2$)：t_1 时刻 Q_1 关断，电容 C_1 的作用使 Q_1 的关断损耗显著减小。由于死区时间 t_{d12} 的存在，Q_2 还未开通，L_r 仍处于饱和状态，此时初级等效电感为 n^2L_f，电感量相当大，初级电流仍为 $i_{pri} = I_o/n$。此电流给 C_1 充电，给 C_2 放电，C_1、C_2 两端电压为：$u_{C1}(t) = \frac{I_o t}{n(C_1 + C_2)}$，$u_{C2}(t) = E - \frac{I_o t}{n(C_1 + C_2)}$。

(3)模式 3($t_2 \sim t_3$)：t_2 时刻 $u_{C2}(t)$ 下降为零，VD_2 导通续流。由于 L_r 处于饱和状态，初级电流在器件压降和变压器阻抗的作用下从 I_o/n 迅速减小到 I_c，饱和电感 L_r 退出饱和状态，电感量 L_{ro} 较大，又有 $U_{ab} = 0$，从而把初级电流钳位在 I_c，次级二极管的电流变为 $i_{DR1} = \frac{1}{2}(I_o + nI_c)$，$i_{DR2} = \frac{1}{2}(I_o - nI_c)$。此时次级的两个二极管同时导通，初级电压 U_{pri} 和次级电压 U_{sec} 均被钳位至零。初级进入环流阶段，与传统电路相比环流能量大为减小[4]。

(4)模式 4($t_3 \sim t_4$)：t_3 时刻 Q_2 开通，由于 VD_2 导通续流，Q_2 两端电压被钳位至零，故 Q_2 为零电压开通，开通损耗为零。Q_2 开通后并没有电流流过，初级电流仍由 VD_2 导通续流。

(5)模式 5($t_4 \sim t_5$)：t_4 时刻 Q_4 关断，电容 C_4 的作用使 Q_4 的关断损耗同样显著减小。由于死区时间 t_{d43} 的存在，Q_3 还未开通，此时初级等效电感为饱和电感 L_{ro}，几乎以恒定电流 I_c 给 C_4 充电，给 C_3 放电。只要负载电流大于 nI_c，便可设定死区时间，使滞后桥臂在轻载时仍然能零电压开通。

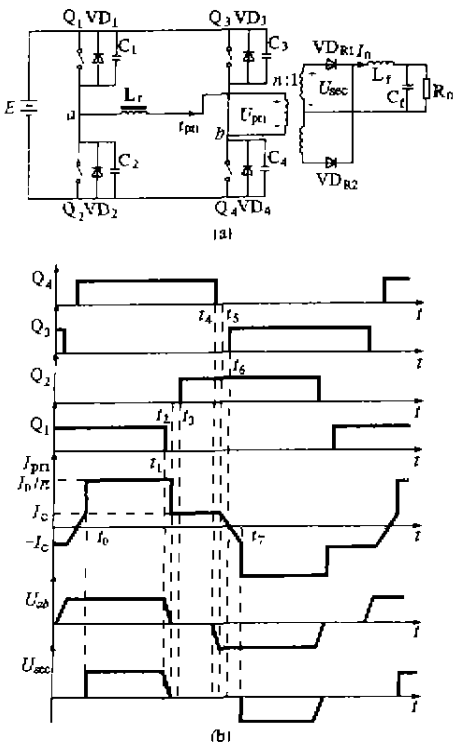


图 3 带饱和电感的 PS-FB-ZVS-PWM 变换器及工作波形

(6)模式 6($t_5 \sim t_6$)：t_5 时刻 $u_{C3}(t)$ 下降为零时，VD_3 导通续流。$U_{ab} = -E$，此时 $di_{pri}/dt = -(E/L_{ro})$，饱和电感中的电流从 I_c 开始线性减小。次级二极管 VD_{R1} 的电流也随之减小，VD_{R2} 的电流随之增加，$i_{DR1} = \frac{1}{2}(I_o + ni_{pri})$，$i_{DR2} = \frac{1}{2}(I_o - ni_{pri})$，次级电压 U_{sec} 被钳位至零。

维普资讯 http://www.cqvip.com

(7)模式 7($t_6 \sim t_7$)：t_6 时刻 Q_3 开通，此时由于 VD_3 导通续流，Q_3 两端电压被钳位至零，故 Q_3 为零电压开通，开通损耗为零。当 i_{prt} 反向时，VD_3 截止，Q_3、Q_2 导通，仍然有 $U_{ab} = -E$，饱和电感中的电流反向增大，t_7 时刻反向增大到 $-I_c$，L_r 进入饱和状态，电感量变为零，初级电流突然下降 $-I_o/n$，VD_{R1} 截止，VD_{R2} 导通，输入功率又经过高频变压器向负载传送，开始下半个周期。当 $I_o/n > I_c$ 时，占空比损失为：$\Delta D = 4L_{ro}I_c/(ET)$，与 I_o 无关；t_7 时刻次级两个二极管换流时，初级电感为零，减小了次级二极管上由于初级电感和二极管结电容引起的寄生低频振荡。

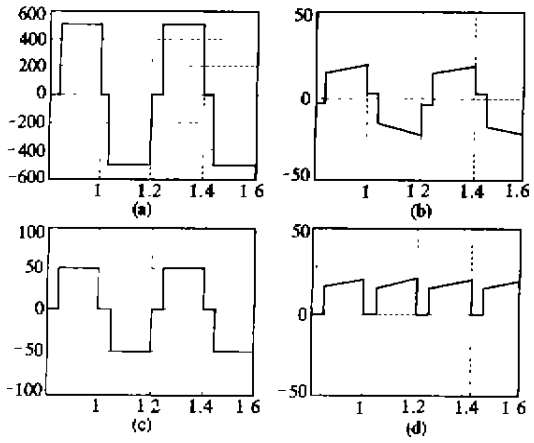
3.2 系统设计

由于此电源为三相交流输入，不适合采用传统的单管 Boost 电路作功率因数校正，而采用无源滤波网络滤除输入电流中的 5 次和 7 次谐波，提高了装置的功率因数。DC/DC 电路采用带饱和电感的移相全桥零电压开关 PWM 变换电路，获得了较为满意的技术指标。

DC/DC 级控制电路采用移相谐振控制器 UC3875，辅助电源采用电流型脉宽调制器 UC3842，采用脉冲变压器构成驱动电路。

4 仿真和实验结果

利用 MATLAB 对带饱和电感的移相全桥零电压开关 PWM 变换器电路的基本工作原理进行了仿真，图 4 给出了仿真波形。



(a)电压 U_{ab} (b)初级电流 i_{pn}

(c)次级电压 U_{sec} (d)初级直流电流 i_{dc}

图 4 仿真波形

图 5、图 6、图 7 分别给出了此电源在空载、20% 负载和满载时的输入直流母线电流 i_{dc}、初级电流 i_{pn}、电压 U_{ab}、次级电压 U_{sec} 和滞后桥臂开关管集射极电压 U_{ce} 和栅极电压 U_{ge} 和栅极电压 U_{ge} 的波形，实验结果表明该电源符合预定的技术指标。

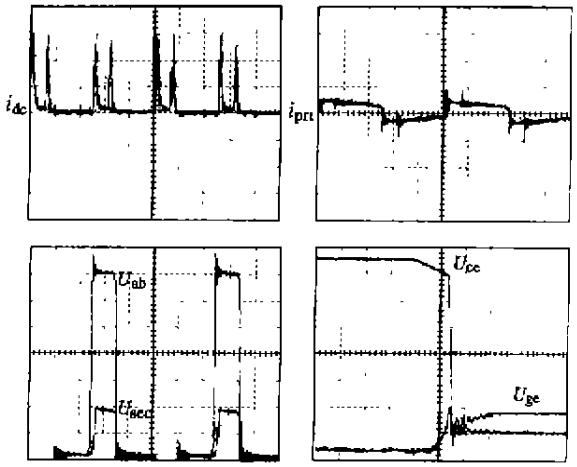


图 5 空载波形

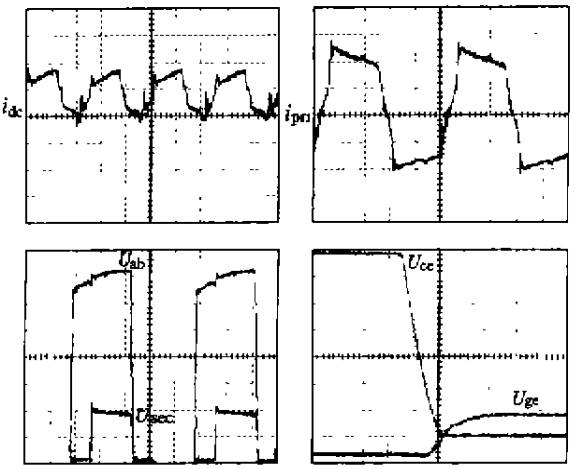


图 6 20% 负载波形

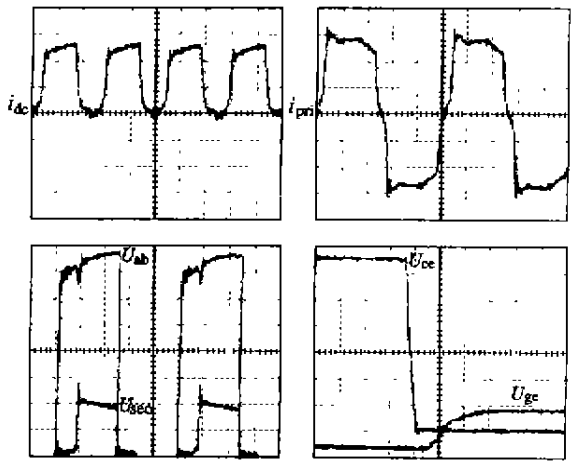


图 7 100% 负载波形

图 5、6、7 中 i_{dc}——输入直流母线电流

i_{pn}——初级电流

U_{ab}——电压

U_{sec}——次级电压

U_{ce}——滞后桥臂开关管集射极电压

U_{ge}——栅极电压

(下转第 25 页)

维普资讯 http://www.cqvip.com

生的磁通在磁路中相互抵消造成的。

(4)由图 2c、2d 可以看出，开关管 V_1、V_2 的开通冲击电流较小。

4 实验结果

图 4 是所研制的某航空电源的实验波形。

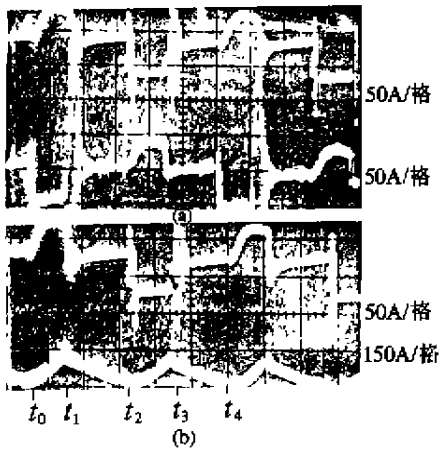


图 4 实验波形

主开关管采用 IGBT，工作频率为 20kHz，U_s = 27V，L_0 = 5mH，图 4a 为 V_1、V_2 两开关管的电流波形，从图中可以看出两开关管工作在 BOOST 升压和推挽输出两种不同的状态时开关管电流应力分配状态。图 4b 中的下图波形为电感工作在连续状态下电流波形。上图是对应的一个开关管的电流波形，从图中可以看出，电感中的电流在开关管中得到了平均分配。与图 3 中理论分析的电流波形基本一致。

参 考 文 献

1 李晓帆，李善忠. 差频式高频链逆变电路. 华中理工大学学报，1998，26(12)：50～55.

2 张胜发. SPWM 高频调制电路[硕士论文]. 空军雷达学院，1994.

3 张占松. 高频开关稳压电源. 广州：广东科技出版社，1992.

4 张占松，蔡宣三. 开关电源原理与设计. 北京：电子工业出版社

收稿日期：1999-06-01
定稿日期：1999-11-10

作者简介

范 桢：男，1971 年 4 月生，硕士研究生。研究方向为电力电子技术及电力拖动。

(上接第 14 页)

经实测，采用带饱和电感的移相全桥零电压开关 PWM 变换器和采用传统电路时的整机电源在 20％负载和 100％负载时的效率如下表所示：

表 1 整机电源效率

负载	带饱和电感	传统电路
20％	86.8％	83.4％
100％	88.3％	88.5％

5 结 论

与传统电路相比，带饱和电感的移相全桥零电压开关 PWM 变换器有以下几个特点：

(1)20％负载时，滞后桥臂和超前桥臂可实现零电压开关，提高了效率。

(2)100％负载时，占空比损失与 20％负载时相同，并没有因为软开关范围的扩大而增加占空比损失。

(3)续流期间环流能量大为减小。

(4)大大减小了次级二极管上由于初级电感和二极管结电容引起的寄生低频振荡。

(5)由于饱和电感的饱和电流值不可能为零，空载时饱和电感没有进入饱和状态，电感量很大，滞后桥臂和超前桥臂开关管均处于硬开关状态。

参 考 文 献

1 Hua G. Ch.. An Improved Full-Bridge Zero-Voltage-Switched PWM Converter Using a Saturable Inductor. IEEE Trans. on P. E., 1993, 8(4): 530～534.

2 Cho J. G.. IGBT based Zero Voltage Transition Full Bridge PWM Converter for High Power Applications. IEE Proc. Electr Power Appl., 1996, 143(6): 475～480.

3 Satoshi Hamada. Analysis and Design of a Saturable Reactor Assisted Soft-Switching Full-Bridge DC/DC Converter. IEEE Trans. P. E., 1994, 9(3): 309～317.

4 Cho J. G.. Zero-Voltage and Zero-Current-Switchung Full Bridge PWM Converter for High Power Applications. IEEE Trans. P. E., 1996, 11(4): 622～627.

收稿日期：1999-07-01
定稿日期：1999-12-28

作者简介

李 剑：男，1975 年 9 月生，硕士生。研究方向为电力电子与电力传动。