

# 一种推挽式直流升压电路的设计

吴建进 魏学业 袁磊

(北京交通大学 电子信息工程学院, 北京 100044)

摘要: 基于 PWM 控制的推挽式 DC-DC 直流升压电路的系统结构, 设计了一种适用于小功率逆变的直流升压电路。该电路采用两组推挽电路叠加的升压方式, 转换效率较普通的反激电路高, 对器件的参数要求不高。实验结果表明设计可行可靠。

关键词: 推挽变换 DC-DC 脉宽调制(PWM) 逆变

[中图分类号] TM 464 [文献标识码] A [文章编号] 1000-3886(2011)02-0054-03

## Design of a Push-Pull DC-DC Boost Circuit

Wu Jianjin Wei Xueye Yuan Lei

(School of Electronic and Information Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

Abstract: A DC-DC boost circuit based on PWM control and push-pull structure for a small power inverter is presented in this paper. The whole system is mainly composed of two series connected push-pull circuits with superimposed boosted mode. Conversion efficiency of this circuit is more than ordinary flyback circuit and the requirement for device's parameters is relaxed. The experimental results confirm the feasibility and reliability of the design.

Keywords: push-pull convert DC-DC pulse width modulate(PWM) inverter

### 0 引言

直流升压电路是逆变装置中的一项十分重要的环节, 其发展水平对逆变装置的性能起到一定的决定作用。传统逆变一般采用先逆变后升压的方式, 成本高、电路复杂、调试困难且波形质量不是很好。而高频逆变则是将蓄电池直流电先经直流升压生成稳定的 330V 直流电, 再经逆变电路转换成 50Hz 220V 交流电。电路较传统逆变简单、成本较低、对于输出波形质量有很大改善。

目前, DC-DC 直流升压变换电路有多种结构形式, 按开关管的连接方式分有单端式、半桥式、全桥式和推挽式。区别于其他不同的结构形式, 推挽式电路使用两个开关管, 并将其连接成推挽功率放大器形式。推挽电路的特点是开关变压器必须具有中心抽头, 虽然有潜在的偏磁危险, 但可以采用电流环或具有脉冲电流逐周期保护的电压环控制, 以弥补推挽式电路的这一缺陷。推挽电路适用于低电压大电流的场合, 广泛应用于功放电路和开关电源中。

### 1 推挽电路的原理

推挽式电路的结构如图 1 所示, 其属于双端式变换电路。图中  $N_1=N_2$ ,  $N_3=N_4$ , 开关管  $Q_1, Q_2$  由驱动电路激励交替通断, 将输入直流电压  $U_i$  变换成高频方波交流电压。

如图 2 所示是推挽电路的工作时序图, 其工作原理如下所示:

(1) 阶段  $1[t_0-t_1]$ ,  $Q_1$  导通,  $Q_2$  截止,  $U_i$  通过  $Q_1$  加到变压器  $T$  的初级绕组  $N_1$  上。由于变压器的作用, 因此将有 2 倍的输入电压 ( $2U_i$ ) 施加于截止的开关管  $Q_2$ 。当激励消失时,  $Q_1, Q_2$  管

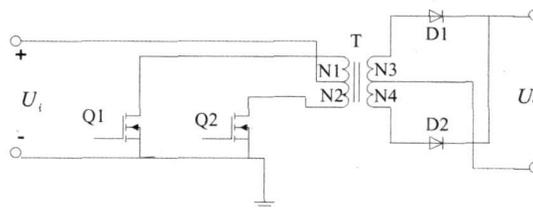


图 1 推挽式电路

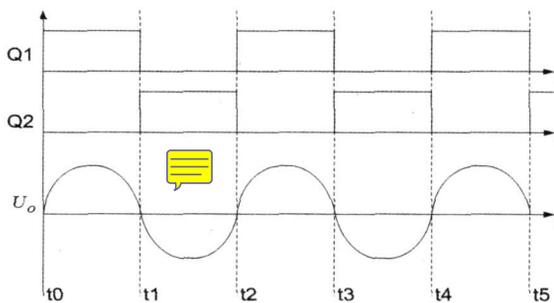


图 2 推挽电路工作时序图

均截止。其集电极施加的电压均为输入电压  $U_i$ 。

(2) 阶段  $2[t_1-t_2]$ ,  $Q_2$  导通,  $Q_1$  截止, 此阶段同阶段 1。下一个周期重复阶段 1 和阶段 2。

电路工作时, 由于两只对称的功率开关管每次只有一个导通, 因此开关管的导通损耗小, 效率高, 其开关变压器磁芯利用率也较高。因此, 基于推挽电路的工作原理, 设计了两路对称的推挽电路, 构成了 DC-DC 直流升压系统的主体部分。

收稿日期: 2010-08-25

## 2 系统组成及工作原理

整体系统结构图如图 3 所示, 由两路对称的推挽电路、整流滤波电路、PWM 及稳压控制电路构成。其工作过程如下:

阶段 1, 两路对称的推挽电路输出结果相叠加, 产生 380V 的交流电。

阶段 2, 380V 交流电经整流滤波电路生成 330V 直流电  $V_H$ 。

阶段 3, 稳压控制电路中对  $V_H$  进行分压后, 与稳压管稳定的参考电压进行比较, 结果反馈到 PWM 控制器, 进行稳压控制。

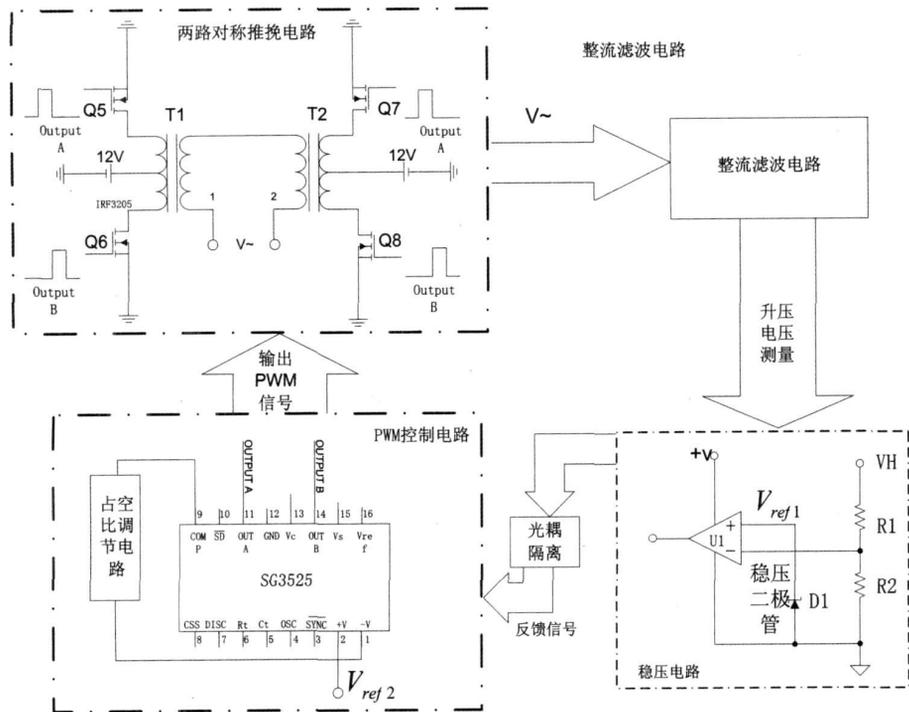


图 3 推挽式直流升压系统整体结构图

图中  $Q_5, Q_6, Q_7, Q_8$  为开关器件, 型号选择 IRF3205 即可,  $Q_5, Q_6$  及  $Q_7, Q_8$  两路为一组, 在 PWM 信号控制下交替导通, 这四个开关的功率损耗占总体损耗很大的比重。

图 3 中, 占空比调节电路是在 SG3525 的反向输入端 (引脚 1) 与 PWM 比较器补偿信号输入端 (引脚 9) 接入一个由三极管及滑变电阻组成的电路, 通过调节补偿端输入电压的大小, 进而达到控制占空比最小变化范围的目的。

## 3 系统硬件设计

### 3.1 高频变压器设计

设计中, 采用双变压器串联结构, 这种结构不仅能保持单变压器电路的优点而且双变压器匝比减为原先单个变压器时的一半, 在输入电压一定时, 次级电压减为原先的一半, 次级串联后得到的电压等于原先的电压。其次由于匝比减小, 较好解决了初、次级的耦合问题, 减小了损耗。当输出功率一定时, 流过开关管和变压器初级的电流都减半。因此, 单个开关管的导通损耗和单个变压器的初级铜耗将减为原先的 1/4, 全部开关管的导通损耗

和全部变压器的初级铜耗也将减为原先的一半, 有效提高了效率。

变压器其磁芯参数如下:

变压器输入电压幅值  $U_{p1} = 12V$ , 输出电压幅值  $U_{p2} = 200V$ , 最大工作比  $\alpha = 0.45$ , 次级绕组峰值电流  $I_{p2} = 1.45A$ ,  $I_2 = 1A$ , 初级绕组峰值电流  $I_{p1} = 24.2A$ , 初级电流有效值  $I_1 = 16.2A$ , 因此变压器的输出功率为

$$P_2 = \sqrt{2}\alpha U_{p1} I_2 = 189.8W \quad (1)$$

由式 (1), 假定变压器效率  $\eta$  取为 1, 那么功率  $P_t$  为

$$P_t = P_2 \left( \frac{\sqrt{2}}{\eta} + \sqrt{2} \right) \approx 536.7W \quad (2)$$

可以取工作磁感应强度  $B_m = 170mT$ , 电流密度  $j = 10A/mm^2$ , 铜在窗口中的占空比系数为  $K_m$  (初选时取 0.2~0.3), 实际计算时取  $K_m = 0.25$ , 控制器输出频率  $f = 21kHz$ , 则计算面积乘积为

$$AP = \frac{P_t}{4K_m f B_m j} = \frac{536.7 \times 10^2}{4 \times 0.25 \times 21 \times 170 \times 10} \approx 1.50cm^4 \quad (3)$$

由式 3 可以看出, 选取 E13 磁芯即可满足设计的要求。

绕组匝数计算如下:

开关管最大导通时间  $T_{on} = 150ns$ , 由此可先确定初级绕组的匝数为

$$N_2 = \frac{U_{p2} T_{on}}{2B_m A_e} \times 10^{-2} = \frac{200 \times 0.15 \times 10^{-2}}{2 \times 0.17 \times 0.118} \approx 7.48 \quad (4)$$

由式 4 可取  $N_2 = 8$ , 则次级绕组匝数为

$$N_1 = \frac{U_{p1}}{U_{p2}} N_2 \approx 133.3 \quad (5)$$

取偶数  $N_1 = 134$ , 在变压器的绕制过程中, 为了减少变压器的漏感, 要将原边绕组和副边绕组紧密耦合。

### 3.2 PWM 控制器及稳压电路

控制开关管的 PWM 信号通过 SG3525 产生, SG3525 是一种性能优良、功能齐全和通用性强的单片集成 PWM 控制芯片, 用于驱动 N 沟道功率 MOSFET。SG3525 属于电流控制型 PWM 控制器, 在脉宽比较器的输入端直接用流过输出电感线圈的信号与误差放大器输出信号进行比较, 从而调节占空比使输出的电感峰值电流跟随误差电压变化而变化。

如图 3 中所示的 PWM 及稳压控制电路, 其具体工作原理如图 4 所示。

由于 SG3525 内部集成误差放大器, 当系统输出电压  $V_H$  因系统输入电压的升高或负载的变化而升高时, 误差放大器的输出将减小, 这将导致 PWM 比较器输出为正的时间变长, PWM 锁存

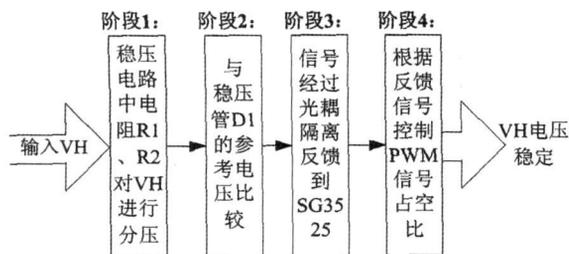


图 4 稳压控制工作原理图

器输出高电平的时间也变长,因此输出晶体管的导通时间将最终变短,从而使输出电压回落到额定值,反之亦然,进而实现稳压控制的效果。

### 3.3 整流滤波电路

在负载电流相同的条件下,全波和倍流整流电路中二极管的总通态损耗比全桥整流电路小一半,这就意味着在输出电压相同,且其它损耗相当的情况下,全波和倍流整流电路的效率会较高。因此设计中整流滤波电路采用全波整流滤波,由四个二极管RHRP15120组成的整流桥及LC滤波电路组成,整流滤波电路将变压器输出的交流电转化为直流电。

### 4 实验波形及调试

如图 5 所示是 PWM 控制电路产生的两路互补的 PWM 波形。输出频率  $f = 21\text{kHz}$  此时占空比为 48.3%。如图 6 所示是满载时电压输出波形。可以看出,满载时输出比较稳定且纹波比较小。

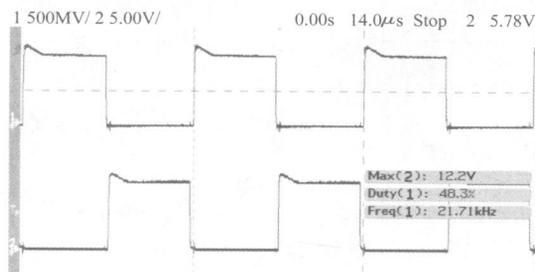


图 5 两路互补的 PWM 波形

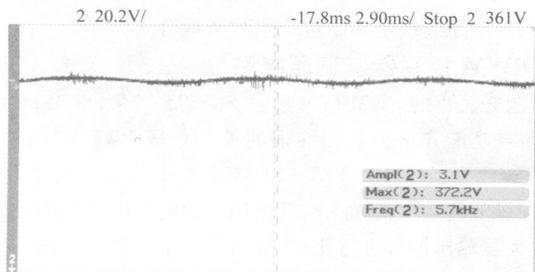


图 6 满载时电压输出波形

实验条件下,使用实验用直流电压源(最大功率 15W),输入电压 12V,系统工作时电流为 0.935A,电源输入总功率  $P_1$  为 11.22W。当负载为 12.29k $\Omega$  时,测得输出电压为 34.6V,则输出功

率  $P_0$  为 9.74W,那转换效率为  $P_0/P_1 = 86.8\%$ ,较之普通反激式电路要高。

实验调试中稳压反馈是调试的一个难点。当系统空载时,由于稳压管的稳压范围较广,  $V_H$  电压值会持续攀升后才能逐渐稳压,攀升电压值可达 496V,瞬时电压值可到 500V 以上,满载时输出最大电压值为 44.6V。过大的电压可能对系统器件造成危害,影响系统的可靠性。其次当电压值过大时, PWM 控制器调节输出波形信号占空比为 0 的持续时间较长,影响整体系统工作的连续性。

调试中为了解决上述问题,如图 3 所示,增加了占空比调节电路。当输出电压大于设定值时,可使输出波形信号保持一个极小的占空比,实验测得较合适的最小占空比为 7% ~ 10%。通过这种改进既能使系统持续工作,而且在后续的动态调节过程中,稳压电路自身可使  $V_H$  的电压值逐渐趋于稳定。实验测得在空载时,输出电压值可降至 4.14V;在满载时,其输出最大电压值为 37.2V。

### 5 结束语

由于通讯、照明等小型用电设备的需求,使小型逆变电源需求量不断增大。目前小型电源在逆变波形、拓扑结构方面已经较成熟,但逆变效率、控制方式方面是国内外研究的热点。本文就高频逆变电源中直流升压的结构形式及其转换效率方面进行了研究。

研究取得了:

- 1) 建立了基于 PWM 控制的双变压器推挽电路相叠加的直流升压结构。
- 2) 改进了传统基于 SG3525 的 PWM 控制方式,加入了占空比可调电路,实现了控制信号占空比的调节。
- 3) 对设计方案进行了实现,经实验证明,设计确实可行,各电路均能达到设计要求,系统输出稳定可靠,转换效率较传统的反激电路要高,适用于小功率独立式逆变系统中。

#### 参考文献

- [1] 李桂丹,高晗瓒,张春喜.基于 SG3525 的 DC/DC 直流变换器的研究[J].电源技术应用,2009,12(1).
- [2] 张辉,邓嘉,马皓.一种双变压器串联谐振软开关推挽电路[J].电力电子技术,2008,42(6).
- [3] 陈洁.基于推挽式结构的开关电源设计[J].机械制造与自动化,2009,38(4).
- [4] 龚春英,李伟,严仰光.推挽式单级电流源高频链逆变拓扑研究[J].电工技术学报,2005,20(10).
- [5] 胡君臣.高频变压器的设计与制作[J].电气开关,2005,43(1).
- [6] 王全宝.电子变压器手册[M].沈阳:辽宁科学技术出版社,2007.

【作者简介】吴建进(1987-),男,云南昆明人,硕士,主要从事逆变电源技术的研究。魏学业(1963-),男,山东临朐人,教授,博士生导师。主要从事再生能源、测量与过程控制,智能控制,安全监控技术的研究。

袁磊(1983-),男,辽宁营口人,硕士,主要从事开关电源、逆变电源的研究。