

基于电压负反馈的 IGBT 双路驱动电源设计

范 伟, 曹 超, 钟 强, 许 浩

(南车株洲电力机车研究所有限公司, 湖南 株洲 412001)

摘 要: 设计了一种基于电压闭环的双路 IGBT 驱动电源, 该驱动电源能够输出 +15 V 和 -10 V 两路电压, 用于驱动 IGBT 的开通和关断。当输入电压低于 -21 V 时, 通过反馈电路可将关断输出电压稳定在 -6 V, 保证 IGBT 可靠关断。最后, 通过在 Pspice 软件中的仿真, 验证了该电路的可行性和正确性。

关键词: IGBT 驱动器; 电源模块; 反激变换器; 电压负反馈

中图分类号: TN386

文献标识码: A

文章编号: 2095-3631(2013)02-0013-04

Design of Dual-channel IGBT Driver Power Based on Voltage Negative Feedback Control

FAN Wei, CAO Chao, ZHONG Qiang, XU Hao

(CSR Zhuzhou Institute Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China)

Abstract: A dual-channel IGBT drive power based on voltage negative feedback control is presented. This power circuit provides dual-channel output, 15 V and -10 V, which are used to turn on and turn off the IGBT. The 15 V voltage is regulated to maintain stable regardless of the output power level, and the turn-off voltage is regulated to -6 V, while the input power is less than -21V. Finally, Pspice simulation software is used to verify its feasibility and correctness.

Key words: IGBT driver; power module; flyback converter; voltage negative feedback

0 引言

IGBT 是一种电压控制型功率器件, 对控制电源的要求较高。通常, IGBT 驱动器的电源多采用 DC/DC 变换器将 15 V 电源转换成 PWM 脉冲, 通过高频变压器、二极管整流、滤波电容和稳压二极管输出稳定的 +15 V 和 -10 V 电源, 供驱动器驱动 IGBT 的开关和故障检测。然而, IGBT 的开通瞬间输出电流有几安培到几十安培, 会造成电源电压的波动, 同时, 变压器一次侧的电压波动也会造成二次侧电压的波动。文献[1-2]采用线性电源 UC3844 的方法可以提供稳定的电源, 但变压器较复杂, 造成驱动器体积大、成本高, 仅适合中小功率变流器、开关电源或者 UPS, 不满足高压大功率变流器要求。市面上出现的 IGBT 驱动专用电源如 QA04, 隔离电压仅有 AC 3 000 V, 不适合

1 700 V 或者 3 300 V 等级 IGBT 的电压隔离要求。

本文采用反激式变换器电路将一路 15 V 转换成两路 25 V 输出, 分别驱动一个逆变桥臂的上、下 IGBT。每路 25 V 通过电容器分压和反馈控制电路输出两路, 其中一路通过稳压电路输出稳定的 15 V, 用于 IGBT 开通信号; 另一路通常输出 -10 V, 用于 IGBT 关断信号, 当前端电路掉电时, 通过反馈将该输出电路稳定在 -6 V, 保护 IGBT, 使其可靠关断。

1 驱动电源系统设计

1.1 驱动电源系统拓扑

驱动电源系统由 PWM 脉冲发生器、反激变换器、电压负反馈控制器 3 部分电路组成, 如图 1 所示。输入电压 V_{dc} 为 DC 15 V, 通过 PWM 脉冲发生器发出占空比为 50 %, 频率为 100 kHz 的方波, 驱动绝缘栅型场效应管 (MOSFET) T_1 的导通和关断, 通过脉冲变压器将能量传

收稿日期: 2013-01-13

作者简介: 范伟 (1980-), 男, 工程师, 主要从事工业变流大功率 IGBT 应用与变流器模块技术开发研究。

送到变压器二次侧,整流稳压输出DC 15 V和DC -10 V两路电压源,分别驱动IGBT的开通和关断。

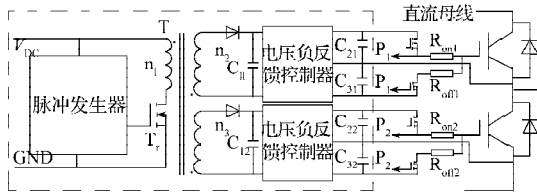


图1 驱动电源的原理图

Fig. 1 Schematic diagram of driver power

1.2 反激变换器的设计

与其他变换器相比,反激变换器具有以下优点:

(1)拓扑较简单,当一次侧绕组上施加一定的电压时,二次侧绕组上就可以得到相应的电压;

(2)适合于具有隔离作用的多路输出的变换器,(本文为两路输出);

(3)输出端可不接滤波电感。

反激变换器电路拓扑如图2所示^[3]。当绝缘栅型场效应管(MOSFET) T_r 导通时, D_{11} 、 D_{12} 均反向截止,电容器 C_{11} 、 C_{12} 给负载供电。变压器 T_1 的一次侧 n_1 相当于一个纯电感,流过 n_1 的电流线性上升,并达到 n_1 的峰值 I_p 。当 T_r 截止时,所有绕组电压反向。此反激电压使输出二极管进入导通状态,同时变压器一次侧储存的能量(为 $\frac{1}{2} L I_p^2$)传送到二次侧,提供负载电流,同时给输出电容充电。

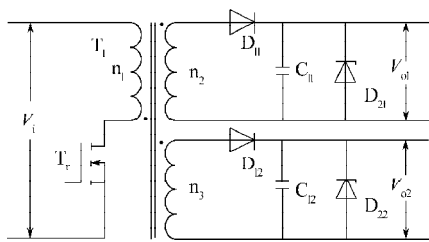


图2 反激变换器电路

Fig. 2 Flyback converter circuit

高频变压器是驱动电路设计的一个核心,主要起到电气隔离和功率传送作用。首先根据功率需求选择合适的磁芯型号。铁氧体磁芯的基本特性参数如表1所示。

表1 铁氧体磁芯的基本特性参数

Tab.1 Characteristic parameters of ferrite core

名称	磁导率 μ_r / μ_0	最大工作频率 f_{MAX} / kHz
Mn-Zn	1 000~18 000	1 000~1 200
Ni-Zn	15~500	100 000~120 000

注: μ_0 为真空磁导率, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ 。

根据文献[4]可知,磁导率越高,在一定线圈匝数下,通过不大的激磁电流能产生较高的磁感应强度,这样,线圈就能传输较大的功率,在输出一定功率的要求下,可减小磁芯体积。因此,变压器选择Mn-Zn铁氧体磁芯。

其次是确定一次与二次绕组的匝数比。对于反激变换器电路,匝数比为:

$$\frac{N_s}{N_p} = \frac{V_1}{V_o} = \sqrt{\frac{R_L}{2L_p}} \times \frac{T_{on}}{\sqrt{T_{on} + T_{off}}} \quad (1)$$

式中: N_p 、 N_s ——一、二次绕组的匝数; V_o ——输出电压; V_1 ——整流器的管压降; L_p ——一次绕组电感值; R_L ——负载电阻; T_{on} ——开关管 T_r 的导通时间; T_{off} ——开关管 T_r 的断开时间。

由公式(1)可以看出,反激变换器的一次侧绕组与二次侧绕组的匝数比等于输入电压与输出电压之比。其次,反激变换器的最大输出功率与一次绕组电感值密切相关,通过对变压器磁芯设定气隙或选用低导磁率磁性材料的磁芯,可将电感量调节至期望值^[5]。

1.3 滤波电容的设计

正激变换器在开关管关断时,储能的滤波电容和滤波电感同时向负载提供电流;而反激变换器在开关管导通时只能由输出电容的储能向负载提供电流,所以滤波电容必须更大。通常情况,反激变换器的输出滤波器电容的容量要大于正激变换器的输出电容。

输出滤波电容器可等效为寄生等效串联电阻、等效串联电感和等效电容组成。对于低频纹波电流(低于500 kHz),输出纹波电压主要由串联等效电阻和串联等效电容组决定。根据输出电压纹波要求,由计算式(2)选择滤波电容^[3]。

$$C_{1x} = \frac{C_0 R_0}{R_r} \quad (2)$$

式中: C_{1x} ——滤波电容的容值; R_r ——等效串联电阻值, $R_r = V_r / \Delta I$, 其中 V_r 为纹波电压, ΔI 为变压器二次侧电流的峰-峰值; $C_0 R_0$ ——不同电压等级、不同容值的常用铝电解电容的 $C_0 R_0$ 近似为常数,即 $C_0 R_0 = 50 \sim 80 \times 10^{-6} \Omega \text{F}$ 。

滤波电容的最终选择并不是由输出纹波电压的要求决定,而是由满足纹波电压要求的纹波电流额定值决定的。电容纹波电流为^[3]:

$$I_{rms} = I_{dc} \sqrt{\frac{t_{on}}{T}} \quad (3)$$

式中: I_{rms} ——电容纹波电流的有效值(查看所选电容器数据手册); I_{dc} ——输出电流; t_{on} ——电路导通时间与复位时间之和; T ——开关周期。

因此,选择滤波电容器时,首先根据开关电源的纹波要求,计算出所需电容的容值,然后查看所选电容的额定纹波电流比较是否满足要求,若不满足则需选择容值较大的电容,使其满足纹波电压和纹波电流的要求。

2 控制反馈电路设计

控制反馈电路由两路电压负反馈电路组成,一路为稳压反馈电路,将 C_{2x} (x 代表1、2)两端的电压 $V_{C_{2x}}$ 稳定在+15 V,用于驱动IGBT的开通; C_{3x} 两端的电压 $V_{C_{3x}}$ 通常为-10 V,用于关断IGBT。当输入电压 V_{DC} 减小时,由于稳压反馈电路将 $V_{C_{2x}}$ 稳定在15 V, $V_{C_{3x}}$ 将跟随 V_{DC} 减小而减小;当 $V_{C_{3x}}$ 减小到-6 V时,稳压反馈电路解除,另一路反馈电路——保护反馈电路启动,使 $V_{C_{3x}}$ 保持在-6 V,保证IGBT的安全关断。

2.1 稳压反馈电路

电路采用稳定的基准电源IC,低功耗的TL431,工作电流为1 mA~100 mA,输出电压为2.5 V,即 R_{3x} 、 R_{4x} 两端的电压为2.5 V。

A1_x选用的是通过外部连接设定工作电流的低功耗运算放大器TLC271,输入电压为3~16 V,电源电流分为3档,即10 μ A、100 μ A和1 mA。另外,TLC271的输入输出也可粗略地认为是共模输入输出,即使电源电压很低也不会影响其性能。由于COMS构成的输入输出偏置非常小,故TLC271对电源的电流、电压的依赖较小。反馈电路如图3所示。

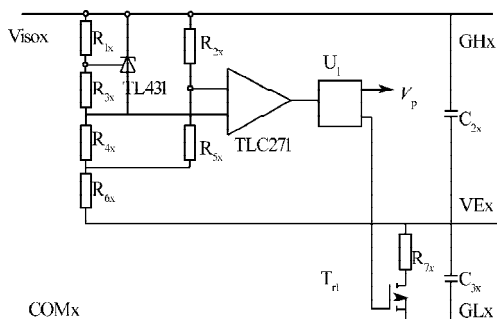


图3 稳压反馈电路

Fig. 3 Regulator feedback circuit

图3中,令 $R_{1x}=R_{3x}$, $R_{2x}=R_{5x}$,则 R_{2x} 、 R_{4x} 和 R_{5x} 的两端的电压为5 V,因此流过 R_{6x} 的电流为 $I_{R_{6x}} = \frac{5}{R_{4x}} + \frac{5}{R_{5x}}$ 。 C_{2x} 两端的电压为 $V_{C_{2x}} = V_{R_{6x}} + 10$ V。

U_1 为模拟开关,控制稳压驱动信号。当保护反馈电路驱动信号 V_p 启动时,TLC271输出的信号被关断,稳压电路失效,保护反馈为启动。正常情况, U_1 为常闭。

在稳压反馈为启动时,当 $V_{C_{2x}} > V_{R_{6x}} + 10$,流经 R_{5x} 、 R_{6x} 的电流增大,运算放大器的 $V_+ > V_-$, I_O 减小,流经 R_{7x}

的电流减小, C_{2x} 放电, $V_{C_{2x}}$ 减小;反之, C_{2x} 充电, $V_{C_{2x}}$ 增大^[6]。

2.2 保护反馈电路

保护反馈电路如图4所示。与稳压反馈电路相同的是,保护反馈电路也采用TLC271。

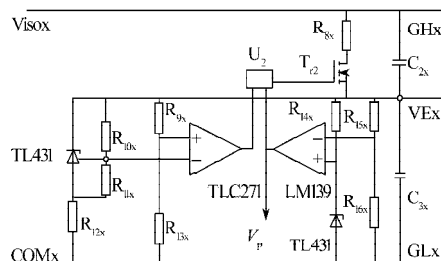


图4 保护反馈电路

Fig. 4 Protection feedback circuit

与稳压反馈电路有所不同的是,保护反馈电路用比较器LM139判断电压 $V_{C_{3x}}$,当 R_{16x} 上的电压 $V_{R_{16x}}$ 小于5 V时,LM139触发模拟开关 U_2 ,使其开通,TLC271驱动 T_{r2} 开关,调节 $V_{C_{3x}}$ 使其保持在-6 V。正常情况,模拟开关 U_2 为常开状态,保护反馈失效。图中, $R_{16x} = 5 \times R_{15x}$ 。

3 仿真和测试

电路在Pspice软件里的仿真电路如图5所示^[7]。脉冲发生器采用Pspice自带的脉冲发生模块Vpulse,设定开关频率为100 kHz,占空比为50%;开关器件 T_r 和 T_{r1} 、 T_{r2} 分别选用场效应管IRFR120和BSS110;变压器T选用XFRM,其一次侧、二次侧变比设定为15:25;电容器 C_1 、 C_2 、 C_3 均为22 μ F。

仿真输出波形如图6所示,其中 $V_{C_{1x}}$ 为电容 C_{1x} 两端的电压, $V_{C_{2x}}$ 为电容 C_{2x} 两端的电压, $V_{C_{3x}}$ 为电容 C_{3x} 两端的电压。

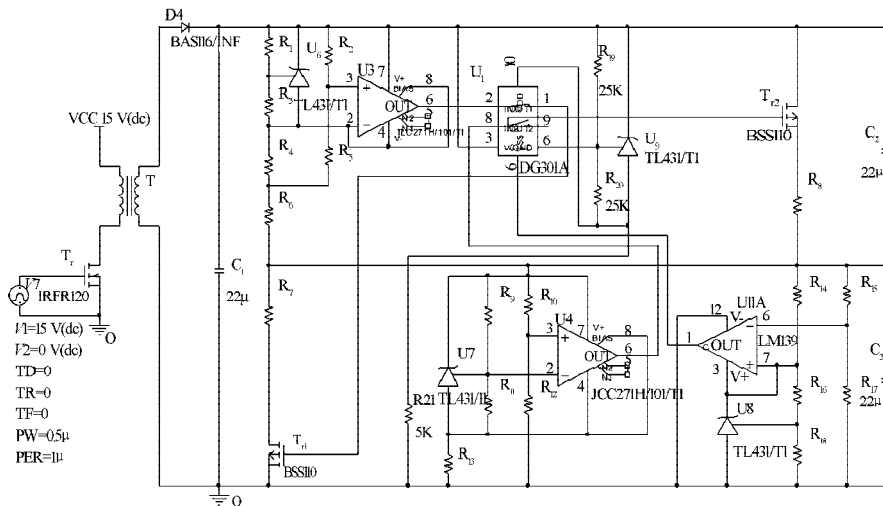


图5 仿真电路

Fig. 5 Simulation circuit

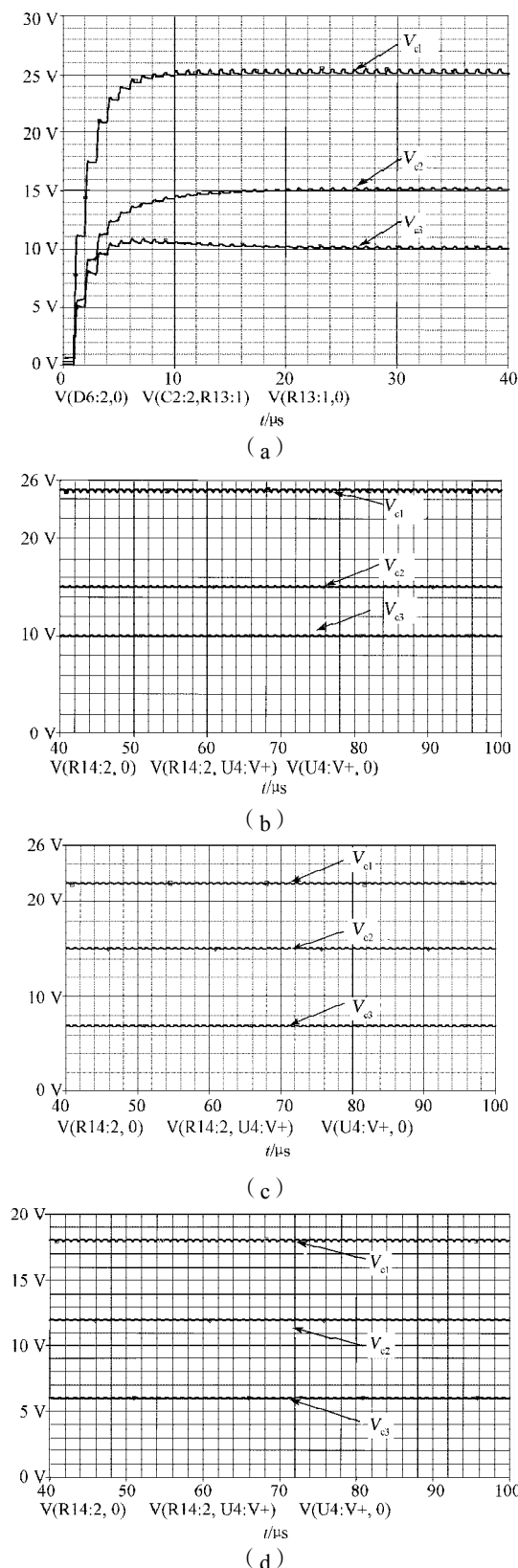


图6 仿真试验波形

Fig. 6 Simulation experimental waveform

图6(a)为电源通电启动瞬间的波形, C_1 、 C_2 、 C_3 开

始充电, 即 V_{C1} 、 V_{C2} 、 V_{C3} 开始上升。 V_{C1} 增大到8 V左右时, 运算放大器TLC271开始工作。当 V_{C2} 小于15 V时, TLC271输出的电流 I_O 减小, 流经 T_{R2} 基极的电流 $I_{b_T_{R2}}$ 减小, 流经 T_{R2} 发射极的电流 $I_{e_T_{R2}}$ 减小, 流经 T_{R3} 基极的电流 $I_{b_T_{R3}}$ 减小, 流经 T_{R3} 发射极的电流 $I_{e_T_{R3}}$ 增加, 即流经 R_{16} 两端的电流增加, V_{C2x} 通过 R_{16} 充电, V_{C2x} 两端的电压增大。反之, 当 V_{C2x} 大于15 V时, I_O 增大, 流经 R_{16} 两端的电流减小, V_{C2x} 减小^[7]。

图6(b)为输入电压为15 V时的波形, 从图中可以看出电源的运行情况, V_{C1} 、 V_{C2} 、 V_{C3} 电压分别稳定在25 V、15 V和10 V。

图6(c)为输入电压为13.2 V时的波形, 稳压电路启动, V_{C1} 、 V_{C2} 、 V_{C3} 电压分别稳定在22 V、15 V和7 V。

图6(d)为输入电压为10.8 V时的波形, 稳压电路失效, 保护电路启动, V_{C1} 、 V_{C2} 、 V_{C3} 电压分别稳定在18 V、12 V和6 V。

从图6可以看出仿真结果达到设计要求。

4 结语

本文根据IGBT的驱动特性设计了反激变换器和一种基于电压闭环的双路IGBT驱动电源电路, 开关电源采用较简单的反激变换器拓扑, 通过在变压器二次侧设计变换电路, 反馈稳压电路能够输出一路稳定的+15 V和具有欠压保护功能的-10 V, 保证IGBT开通电压的稳定和在欠压情况下能够安全关断。通过Pspice仿真, 验证了该方法的正确性。此电路可以应用于高压大功率变流器系统, 具有较好的应用前景。

参考文献:

- [1] 张志薇, 吴辉, 贡洪奇. 基于UC3844多路输出IGBT驱动电源设计[J]. 电源技术应用, 2006, 1(9):21-25.
- [2] 武素珍, 王琨. 基于UC3844的变频器IGBT驱动电源设计[J]. 电测与仪表, 2008, 45(8): 57-60.
- [3] Abraham I Pressman, Keith Billings, Taylor Morey. 开关电源设计[M]. 3版. 王志强, 肖文勋, 虞龙, 等, 译. 北京: 电子工业出版社, 2012.
- [4] 张琦. 新型无接触能量传输IGBT驱动电源系统的研究 [D]. 上海: 上海交通大学, 2008.
- [5] 长谷川 彰. 开关稳压电源的设计与应用[M], 何希才, 译. 北京: 科学出版社, 2006.
- [6] 孙肖子, 张企民. 模拟电子技术基础[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2001.
- [7] 谭阳红. 基于OrCAD16.3的电子电路分析与设计[M]. 北京: 国防工业出版社, 2011.