

基于变压器的功率器件驱动电路的研究

张争龙, 张浩然

(浙江师范大学 数理与信息工程学院, 浙江 金华 321004)

摘要: 设计了一种基于变压器的功率器件通用驱动电路, 详细分析了驱动对 IGBT 的开通与关断过程, 并利用 Saber 软件对驱动电路进行了仿真。仿真结果表明, 此驱动具有开关速度快、工作频率高、驱动能力强、防止误开通的特点。

关键词: 变压器; 功率器件; IGBT; Saber

中图分类号: TN344

文献标识码: A

文章编号: 1674-7720(2013)02-0019-04

Research on the transformer-based driving circuit for power device

Zhang Zhenglong, Zhang Haoran

(College of Mathematics, Physics and Information Engineering, Zhejiang Normal University, Jinhua 321004, China)

Abstract: This paper designs a transformer-based power device driver circuit, analyses the switch-on and switch-off procedures of the IGBT by the driver in detail, and simulates the driver circuit with the Saber software. The simulation results indicate that the driver has the features of high speed switching, high working frequency, powerful driving ability and avoiding mistaken turn-on.

Key words: transformer; power device; IGBT; Saber

绝缘栅双极型晶体管(IGBT)具有简单、高速门极驱动、低导通损耗的特性, 以及能承受大电流的能力, 被广泛应用于大功率设备中。有调查显示, 这些设备的故障大部分是由于 IGBT 驱动电路设计缺陷或故障造成的^[1]。IGBT 驱动电路是系统中连接强电与弱电的接口部分, IGBT 驱动电路的设计不仅关系到设备运行的稳定, 更关系到设备运行的安全。所以, IGBT 驱动电路的设计在电子设备的设计中具有举足轻重的地位。目前, 国外知名厂商已经设计出集成的 IGBT 驱动模块并已投入市场, 国内一些企业也有类似的产品, 但基本存在价格偏高或可靠性不高等问题。由于上述原因, 国内外对 IGBT 驱动电路的研究从未间断过。

本文旨在介绍一种基于变压器的 IGBT 驱动电路。将从电路的原理、参数的设计等多个方面深入分析此驱动电路, 并通过精确的仿真给出电路运行的结果。此外, 本文设计的驱动电路同样适用于驱动 MOSFET。

1 IGBT 的开关特性与驱动条件

1.1 IGBT 的开关损耗

当门极与发射极之间的电压 V_{GE} 上升到 IGBT 的门限电压 $V_{GE(th)}$ 时, IGBT 进入导通过程。在导通过程中, 集电极电流 i_C 上升到最大值, 集电极-发射极电压 V_{CE} 下

降到最小值。开通损耗为:

$$E_{loss(on)} = \int_{t_i}^{t_i+t_{on}} V_{CE}(t) \times i_C(t) dt \quad (1)$$

其中, t_i 为集电极电流开始上升的时刻, t_{on} 为导通过程经历的时间。

当门极-发射极电压 V_{GE} 下降到 $V_{GE(th)}$ 不足以用来保持电流 i_C 为稳定导通态时, IGBT 进入关断过程。在关断过程中, V_{CE} 上升到最大值, i_C 下降到零。关断损耗为:

$$E_{loss(off)} = \int_{t_v}^{t_v+t_{off}} V_{CE}(t) \times i_C(t) dt \quad (2)$$

其中, t_v 是 V_{CE} 电压开始上升的时刻, t_{off} 是关断过程经历的时间^[2]。

由以上分析可知, 要降低 IGBT 的开关损耗, 必须减小 t_{on} 与 t_{off} , 而这就是设计 IGBT 驱动电路的初衷之一, 同时也是评判 IGBT 驱动电路性能的重要指标之一。

1.2 IGBT 驱动的条件

设计合适的 IGBT 驱动电路应当从以下几个条件考虑:

(1) 在 IGBT 开通时提供足够的栅极电压, 并在开通期间保持这个电压, 以提供足够的驱动电流。

(2) 在关断期间, 提供一个反向偏置电压, 以提高

硬件纵横

Hardware Technique

IGBT 的抗暂态 (dv/dt) 和抗电磁干扰的能力; 提供足够高的开关速度, 以使开关损耗能够被接受。

(3) 提供足够大的控制电路与功率电路的电气隔离能力, 以防止功率电路的强电对控制电路的影响。

(4) 具有灵敏的过流保护功能。

(5) 能够使系统中的 IGBT 有较好的可替换性。

1.3 一般的 IGBT 驱动

一般的 IGBT 驱动有直接驱动、光耦隔离驱动。

直接驱动一般采用集成的驱动芯片对 IGBT 进行驱动, 其特点是设计较为简单。但是直接驱动的输入与输出信号之间没有电气隔离, 使得弱电侧的输入信号容易受强电侧的干扰, 造成功率器件的误开通, 或损坏驱动芯片。因此, 直接驱动只适合于低压、低功率的应用场合^[1]。

光耦隔离驱动尽管能够提供一定的电气隔离, 但是它的工作频率不能太高。

2 基于变压器的 IGBT 驱动电路的设计

IGBT 的变压器驱动方式不仅能够很好地满足上述 IGBT 的驱动条件, 而且能够自由选择具有强电气隔离的驱动输出个数, 仅一个变压器就能驱动半桥或是全桥电路中所有的 IGBT。另外, 在没有独立负电源的情况下, 驱动变压器还能够为 IGBT 提供负压, 实现可靠的关断并抑制干扰, 且成本较低。因此, 变压器驱动是较为理想的 IGBT 驱动方式。

本文设计的 IGBT 变压器半桥驱动电路如图 1 所示。在变压器的原边连接两个图腾柱电路作为 PWM 波产生芯片的输出级, 以提高电路的驱动能力, 最重要的是提供 PWM 波产生芯片出口与变压器原边之间的电气隔离, 防止变压器原边因设计、调试等问题发生短路

时对 PWM 波产生芯片的损害。

2.1 变压器原边的隔直电容选取

由于 PWM 波产生芯片输出的驱动波形通常含有直流成分, 会造成驱动变压器的偏磁。而变压器偏磁会使磁通沿磁滞回线正向或反向持续增加直至使磁芯饱和 (即原边直通), 从而损坏器件。因此需在驱动变压器的原边串联隔直电容, 以滤除驱动脉冲中的直流成分^[3]。

设变压器原边的励磁电感为 2 mH , 驱动脉冲频率为 20 kHz 。据电感电压公式 $U_L=L \times di/dt$, 则每个周期原边电流为 $I_p=15 \times 0.025 \times 10^{-3} / (2 \times 10^{-3}) = 0.187\text{ A}$ 。设驱动脉冲电压波动为 10% , 则初级电压最小为 $15 \times 0.9 = 13.5\text{ V}$ 。设允许初级电压下降为 10% , 即 $dV=1.35\text{ V}$, 则:

$$C_b = \frac{I \times 0.8 T / 2}{dV} = \frac{0.187 \times 0.8 \times 0.05 \times 10^{-3} / 2}{1.35} = 2.77 \mu\text{F} \quad (3)$$

由式(3)可知, 若电容的值取太小, 则电压的下降幅度将会很大, 这会严重影响变压器的驱动能力; 反之, 若电容值取得太大, 则电容充满电荷所需要的时间也就长, 隔直的效果就会很差, 式(3)给出了隔直电容的最小值。

2.2 变压器的励磁电感计算

变压器的励磁电感在设计中十分重要, 励磁电感不合理, 会出现驱动能力不足的情况。其计算公式如下^[4]:

$$L_M = \frac{\mu n_1^2 A_c}{l_m} \quad (4)$$

其中, μ 是磁导率, n_1 是原边匝数, A_c 是磁心的有效截面积, l_m 是磁路长度。

2.3 IGBT 的驱动与关断过程分析

在本文电路中, 采用集成芯片产生驱动控制信号^[5], 再通过图腾柱电路与隔直电容传递到变压器原边。当驱

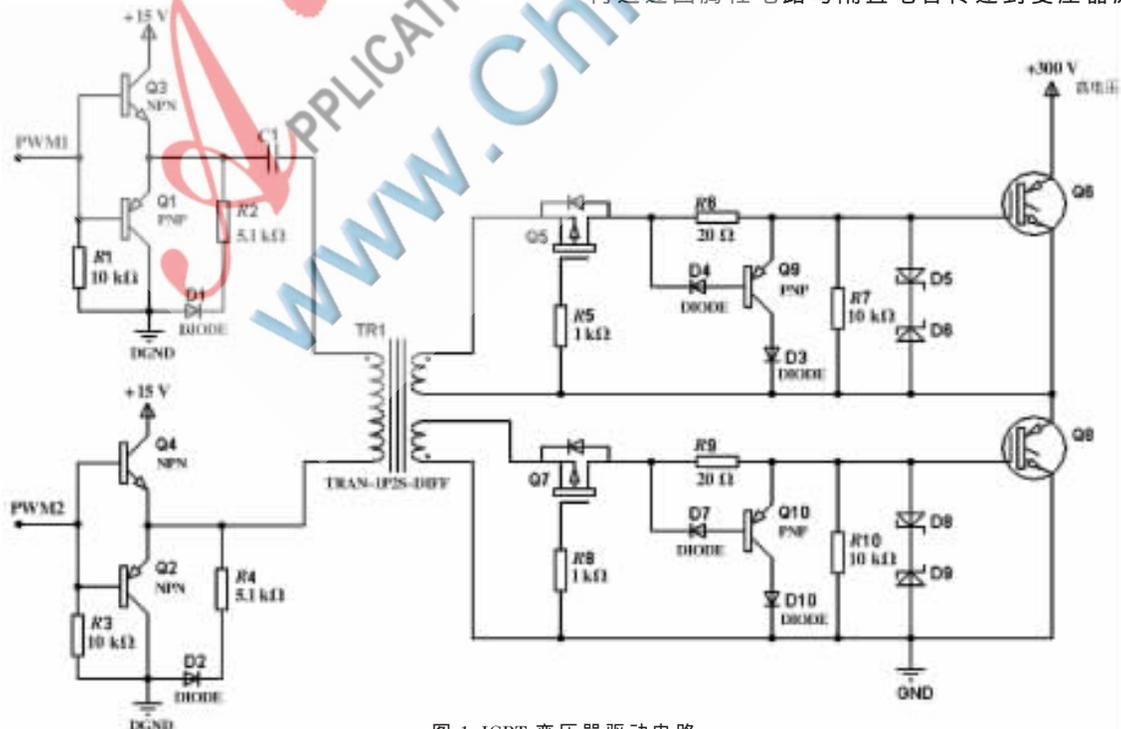


图 1 IGBT 变压器驱动电路

硬件纵横

Hardware Technique

动变压器原边上端电压高于下端电压时,次级高边的电流方向如图 2 所示,图中 MOSFET 管 Q5 由于 $U_{GS} < U_{GS(th)} < 0$ 而导通,致使后面 IGBT 的 $U_{CE} > U_{CE(th)} > 0$,进入导通状态。

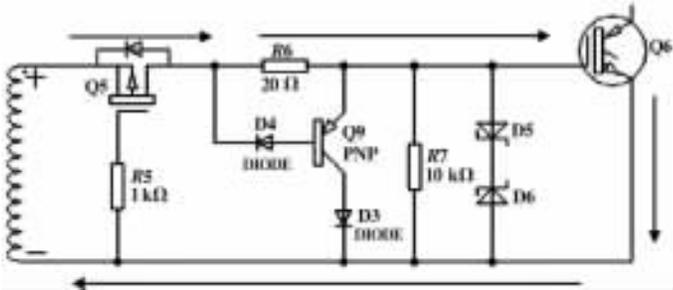


图 2 变压器次级高边导通时的电流流向

当驱动变压器原边的上端电压低于下端电压时,IGBT 的 $U_{CE} < 0$,提供此负压的回路如图 3 所示,需要指出的是,此时 MOSFET 管 Q5 虽然截止,但是 Q5 有漏极(D)指向源极(S)的体二极管,这样就能形成回路。在关断的过程中,为了提高关断速度,在电路中增加了放电三极管 Q9,这样由于在关断时刻 Q9 导通,存储在 C_{CE} 的电荷将被迅速释放以提高关断速度。

变压器次级低边的导通与关断过程与上述高边的导通与关断过程类似,只是低边与高边的导通、关断时间有所不同。

此外,如图 1 所示,当半桥中两个 IGBT 同时导通时,即使是极短的时间,也将造成直流母线的与地之间的直通,进而引起短路,在高电压、高功率的应用中十分危险。为避免这一状况,在半桥的两个 IGBT 开关中,当其中一个 IGBT 关断的时刻,另一个不能立即导通,而应当存在两个 IGBT 同时关断的一段过渡时间,这段时间称为死区^[9]。

3 仿真波形分析

本文采用 Saber 仿真软件对所设计的 IGBT 驱动电路进行功能验证。Saber 是专业的电子与电力电子的仿真软件,因其具有仿真精度高等诸多优点,现已成为电子设计验证工具的业界标准^[7]。

3.1 输入稳定时的驱动

图 4 所示为图 1 中的两路 PWM 波输入,其频率均为 20 kHz,幅度均为 15 V,上升时间为 150 ns,下降时间为 100 ns,占空比均为 0.4,下端的 PWM 波输入较上端的 PWM 波需要延时半个周期,以使后面半桥两 IGBT 的驱动波形产生死区,防止直流母线与地的直通。

图 5 为半桥中两 IGBT 的驱动波形(V_{GE} 波形),实线为高边 IGBT 的驱动波形,虚线为低边 IGBT 的驱动波形。由图中可见,两

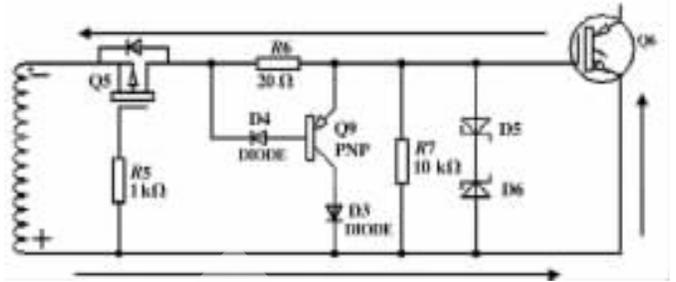


图 3 变压器次级高边关断时提供负压的回路

驱动波形不存在使高低边 IGBT 同时导通的时刻,而且驱动波形的正负幅值的绝对值均达到 15 V 左右,波形处于幅值时比较平稳,上升与下降速度较快,死区较为明显(达到 $5 \mu s \sim 5.5 \mu s$,为周期的 10%),是较为理想的驱动波形^[8]。

3.2 输入突变时的驱动

在 IGBT 驱动电路的实际运行中,输入的 PWM 波往往由于电气参数设置不合理、电磁干扰、工作环境的突然改变,或上电过程、占空比、频率等的突变,会造成驱

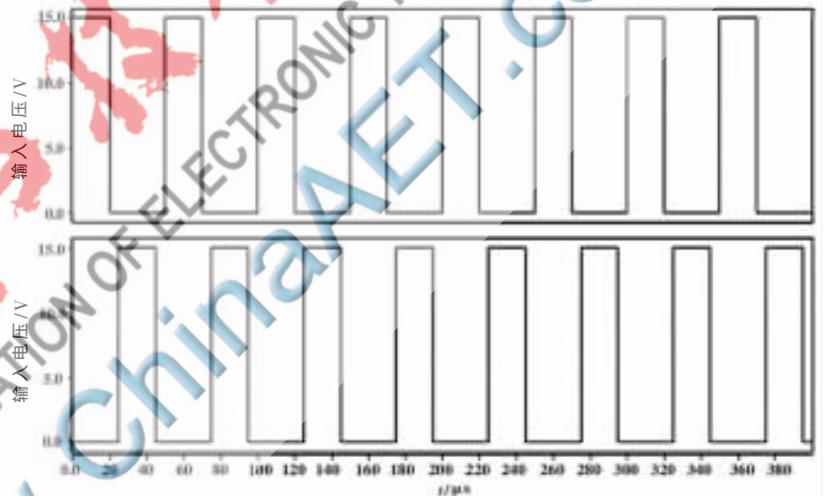


图 4 PWM 波输入波形

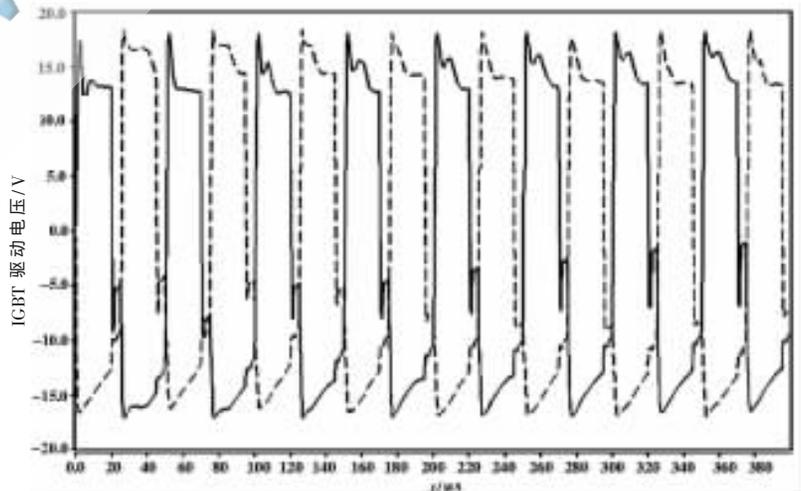


图 5 变压器副边的 IGBT 驱动波形

硬件纵横

Hardware Technique

动波形的变化。所以本文将对输入 PWM 波的突变进行模拟,观察驱动电路是否能在输入 PWM 波突变的情况下正常工作,以此判断电路设计的合理性。

当输入 PWM 频率依次在 5 kHz、10 kHz、20 kHz、4 kHz、10 kHz 突变时,每种频率的波形所持续的时间为各自的两个周期,幅度均为 15 V,上升时间为 150 ns,下降时间为 100 ns,占空比均为 0.4。图 6 所示为上述频率突变的情况下半桥中两 IGBT 的驱动波形(V_{GE} 波形),实线为高边 IGBT 的驱动波形,虚线为低边 IGBT 的驱动波形。从驱动波形的上升时间、幅值及死区时间等关键参数观察,输入 PWM 波频率突变并没有造成使高低边两 IGBT 同时导通的时刻,驱动能力也未受太大的影响。由此判断,此驱动电路能够适应输入 PWM 波频率突变的情形。

当输入 PWM 波占空比依次在 0.48、0.1、0.45、0、0.46 突变时,每种占空比的波形所持续的时间为两个周期,幅度均为 15 V,上升时间为 150 ns,下降时间为 100 ns,频率均为 20 kHz。图 7 所示为输入 PWM 波占空比突变的情况下,半桥中两 IGBT 的驱动波形(V_{GE} 波形),实线

为高边 IGBT 的驱动波形,虚线为低边 IGBT 的驱动波形。通过分析,此电路同样能够适应输入 PWM 波占空比突变的情形。

综上所述,当输入 PWM 波的频率或占空比突变时,对应的驱动波形并没有受到太大的影响,完全符合 IGBT 的驱动要求。所以,此驱动电路能够在输入 PWM 波频率、占空比突变时保持安全、稳定的工作状态。

结合 Saber 仿真软件,本文所介绍的 IGBT 驱动电路能够有效、可靠地驱动半桥电路中的两 IGBT 开关管,并具有开关速度快、能够提供关断负压、在输入 PWM 波突变的情况下仍能稳定工作的特性,是一种较为理想的 IGBT 驱动电路。

参考文献

- [1] 伍小杰,曹兴,夏帅,等.IGBT 驱动保护电路研究[J]. 电气传动,2010,40(10):13-17.
- [2] LIU K, HIRSI A. The IGBT test setup design[D].Swedish: Chalmers University of Technology, 2008.
- [3] PRESSMAN A I, BILLINGS K, MOREY T. 开关电源设计(第 3 版)[M]. 北京:电子工业出版社,2010.
- [4] ERICKSON R W, MAKSIMOVIC D. Fundamentals of power electronics[M].Second Edition. USA:Springer,2001:565-581.
- [5] 李康.HXD2 机车充电机的研究[D].北京:北京交通大学,2010.
- [6] 潘飞蹊,陈星弼.用 Buck-Boost 变换器实现 PFC 和半桥驱动输出[J].电力电子技术,2003,37(6):17-19.
- [7] 刘长清,王维俊,卓祖讯,等.基于 Saber 的 ZVS PWM Boost 变换器的分析与仿真[J].微型机与应用,2011,30(5):88-91.
- [8] BILLINGS K. 开关电源手册(第 2 版)[M].北京:人民邮电出版社,2006.

(收稿日期:2012-10-17)

作者简介:

张争龙,男,1988 年生,硕士研究生,主要研究方向:电源设计及智能信息处理。

张浩然,男,1972 年生,教授,主要研究方向:现代电子技术、电源设计、智能信息处理及嵌入式系统设计。

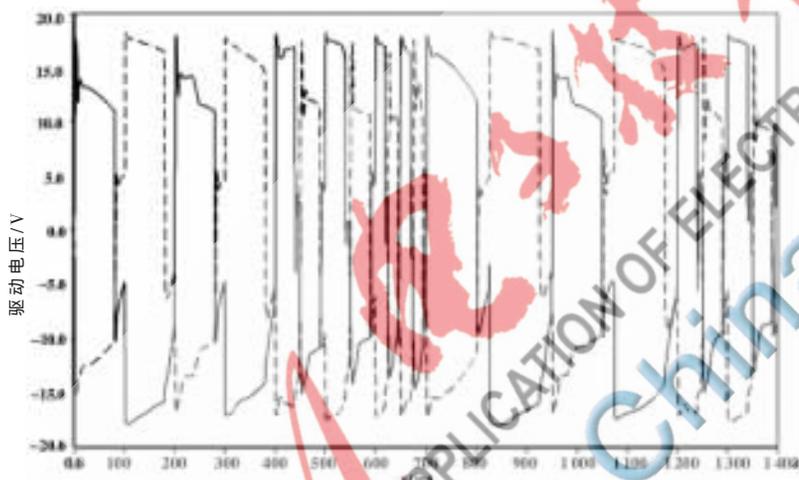


图 6 当输入 PWM 波频率突变时的驱动波形

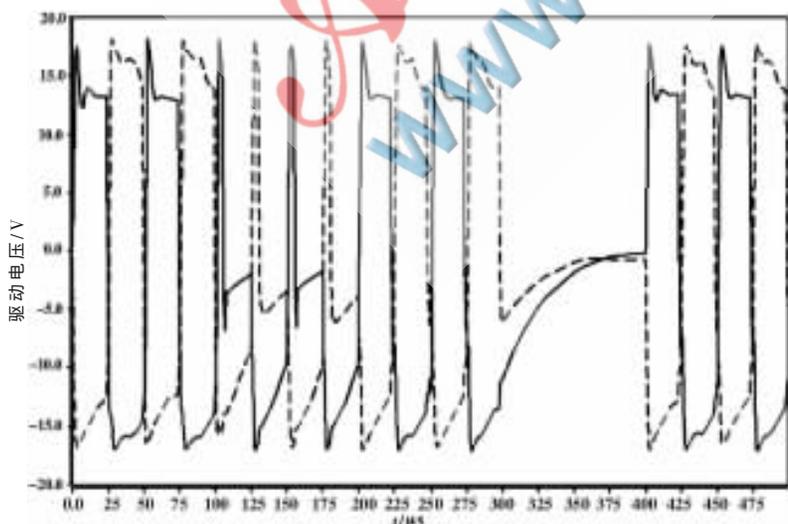


图 7 当输入 PWM 波占空比突变时的驱动波形