

基于 IR2136 智能功率模块电路的设计*

张卫丰,王瑞春,王新中,谢 华

(深圳信息职业技术学院 电子通信技术系,广东 深圳 518029)

摘 要: 设计了一种基于 IR2136 的智能功率模块电路,介绍了驱动芯片 IR2136 的性能特点,给出了主电路的设计,并用 PSpice 软件对设计电路进行了仿真验证,结果证明了电路设计的可行性。

关键词: 智能功能模块;IR2136;自举;PSpice

中图分类号: TM461

文献标识码: A

文章编号: 1674-7720(2011)09-0018-03

Design of intelligent power module circuit based on IR2136

Zhang Weifeng, Wang Ruichun, Wang Xinzhong, Xie Hua

(Department of Electronic and Communication Technology, Shenzhen Institute of Information Technology, Shenzhen 518029, China)

Abstract: An intelligent power module circuit based on IR2136 is designed. The features of IR2136 are described. The process of design is presented. And the circuit is simulated with the PSpice software. The results of the simulation show that the design is practical and reasonable.

Key words: IPM; IR2136; bootstrap; PSpice

当前,功率电路的模块化和系统集成技术已成为电力电子技术领域最重要的研究方向之一^[1]。智能功率模块 IPM(Intelligent Power Module)即是系统集成模块思想的体现之一^[2]。IPM 模块是指专用于驱动和控制各种工业与民用、单相与三相电机的新型智能功率模块,又称为电机“逆变电源”。IPM 将输出功率元件和驱动电路、多种保护电路集成在同一模块内,提高了系统整体性能及可靠性、降低了通态和开关损耗、缩小了体积并减少了系统成本。与传统的分立元件相比,IPM 模块具有结构紧凑、体积小、功能完整和易于大批量生产的特点。由于马达是现代各种自动控制系统的动力源,可以应用于变频空调、变频洗衣机、变频冰箱等家用电器和变频器、工业电机等的变频调速中。因此,IPM 模块的市场非常广泛。

本文在此背景下设计了一种基于 IR2136^[3]

的 IPM 电路,并用 PSpice 软件对所设计电路进行了仿真验证。

* 基金项目:深圳信息职业技术学院第四批教育教学研究课题(JY2010005);广东省科技计划资助(2010B010800013)

1 IPM 电路的组成及主电路设计

IPM 电路组成如图 1 所示,主要由功率电路(整流电路和逆变电路)和驱动电路组成。

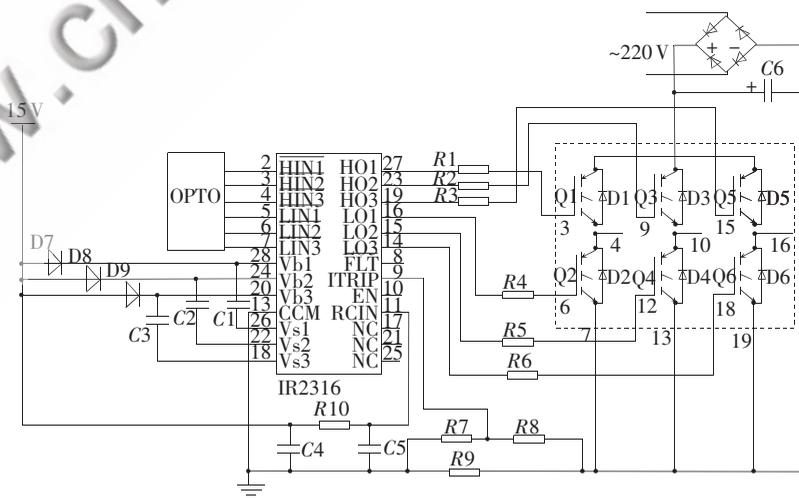


图 1 IPM 电路组成图

1.1 IPM 驱动电路的设计

驱动电路主要由 IR 公司的三相逆变器驱动器集成芯片 IR2136 组成。IR2136 集成了 6 个 MOSFET 或 IGBT 高电压栅极驱动器,并融合了多元化的保护功能,使系

统成本比采用光耦解决方案降低了 30%，是专为 2 kW 或以下的(110 V~360 V)输入逆变器设计的，适用于交流感应、无刷直流或开关磁阻电机驱动。

图 1 中的 D7、D8、D9 和 C1、C2、C3 是自举元件^[3-5]，其所组成的自举电路用来可靠地驱动高压侧 IGBT 栅极器件。如图 1 所示， V_{bs} (IR2136 V_b 和 V_s 管脚之间的电压差)给集成电路高端驱动电路提供电源。该电源电压必须在 10~20 V 之间，以确保驱动集成电路能够完全地驱动 IGBT 栅极器件。IR2136 驱动集成电路具有 V_{bs} 欠压保护，当 V_{bs} 电压下降到一定值(典型值是 8.2 V)时，将关闭高端驱动输出，这保证了 IGBT 不会在高功耗下工作。 V_{bs} 电源是悬浮电源，附加在 V_s 电压上(V_s 通常是一个高频的方波)。这种自举技术的好处是简单、低廉。电路的工作原理如下：当 V_s 被拉到地时(通过下端器件或负载)，15 V 的 V_{cc} 电源通过自举二极管(D)给自举电容(C)充电，也即给 V_{bs} 提供一个电源。

(1) 自举电容参数的确定

自举电容应该提供的最小电荷如下：

$$Q_{bs} = 2Q_g + \frac{I_{qbs(max)}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{chs(leak)}}{f} \quad (1)$$

式中， Q_g 为高端器件栅极电荷， f 为 IGBT 开关工作频率， $I_{chs(leak)}$ 为自举电容漏电流， $I_{qbs(max)}$ 为高端驱动 IC 的静态电流， Q_{ls} 为每个周期内电平转换电路中的电荷要求。

自举电容必须能够提供最小电荷，并且保持其电压稳定。否则 V_{bs} 将会有很大的电压纹波，并且可能会低于欠压值 V_{bsuv} ，使高端无输出并停止工作。在设计时， C_{bs} 电容的电荷应是最小值的二倍，最小电容值的计算如下：

$$C_{bs} \geq 15 \times \frac{2 \left[2Q_g + \frac{I_{qbs(max)}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{chs(leak)}}{f} \right]}{V_{cc} - V_f - V_{bs}} \quad (2)$$

式中， V_f 为自举二极管正向压降， V_f 为直流电源电压； V_{bs} 为低端器件导通压降。

(2) 自举二极管的设计

当高端开关管导通时，自举二极管 D 将要承受整个母线电压并且必须能够阻止高压。因此，对于单相整流而得到的 300~400 V 系统来说，D 的额定值要达到 600 V，并且应为快恢复二极管，以减小从自举电容向电源 V_{cc} 的回馈电荷。如果电容需要长期储存电荷时，高温反向漏电流指标也很重要。二极管的额定电流值计算如下：

$$I_F = Q_{bs} \times f \quad (3)$$

式中， Q_{bs} 由式(1)确定， $f=15$ kHz。

1.2 IPM 的功率主电路设计

IPM 功率电路^[8]由二极管整流电路和 IGBT 三相逆变电路组成。整流二极管电压额定值 U_{RRM} 、电流额定值 I_{VDM} 及 IGBT 额定电压 U_{CEP} 、额定电流 I_c 分别计算如下：

$$U_{RRM} \geq U_{AC} \times \sqrt{2} \times K_V \alpha_V \quad (4)$$

$$I_{VDM} = 2I_0 \quad (5)$$

$$U_{CEP} = (E_d \cdot \alpha_P + \Delta U_{CE}) \alpha_U \quad (6)$$

$$I_c = \sqrt{2} \times 1.5 \times 1.4 \times I_0 = \frac{\sqrt{2} \times 1.5 \times 1.4 \times P}{\sqrt{3} (1-10\%) U_{AC}} \quad (7)$$

式中， U_{AC} 为 220 V 输入交流电压， K_V 为电压波动系数， α_V 为安全系数， ΔU_{CE} 为线路杂散电感引起的尖峰电压， α_P 为过电压保护系数， α_U 为过电压安全系数， I_0 为逆变器输出电流， P 为逆变器最大输出功率。

按照上述设计原理，设计了 1 500 W 的 IPM 电路。交流输入电压为 220 V，整流电路为单相桥式。电路的主要元器件参数如下：自举电容为 1 μ F/25 V 钽电容，自举二极管为快恢复 MUR160，逆变桥 IGBT 开关管为 IRG4IBC30KD，整流二极管为 800 V/5 A 的整流二极管。

2 仿真实验

应用 PSpice 软件对所设计电路进行了仿真：瞬态分析、步长 5 μ s、终止时间为 80 μ s、触发脉冲宽度 20 μ s、脉冲周期 40 μ s。图 2 是其仿真结果波形。

通过对仿真模型中 IR2136 触发脉冲进行参数调整，得到的仿真结果如图 2(a)、(b)、(c)所示。当输入触发脉冲幅值为 3 V 和 5 V、输入脉冲为低电平时，输出端才有驱动信号输出，且输出的上开关管驱动波形幅值约为 14.7 V。如果触发脉冲太低，因输出驱动波形性为高电压(约 14.7 V)，对开关管起不到控制作用。

图 2(d)是单脉冲调制时，逆变桥电路的一个桥臂上下开关管驱动波形及桥臂输出波形。从图中可以看出，上下桥臂的驱动是交互进行的，单脉冲调制时，一个桥臂的输出电压幅值就是整流器的输出直流电压(对本设计来说，是单相全桥整流电路，直流电压值为 310 V 左右)，而栅极驱动电压是最高电压，要比桥臂输出电压高 15 V 左右。

当改变直流电压源模型参数值时，仿真结果如图 2(e)、(f)所示。由图可知，当欠压锁定的门限值为 9.3 V，将图 2(f)与图 2(a)比较，可以看出，虽然 9.3 V 的直流电源能让驱动芯片工作，但输出驱动波形幅值已降至 10 V 以下，已不能可靠地驱动 IGBT 开关管。

图 2(g)为使能端工作及过流时的输出驱动波形仿真结果。当过流时，即过流检测端 ITRIP 的电压高于 0.5 V 时，经过内部传输电路的延时，可靠地关断输出波形，保护 IGBT 免遭损坏，经过外部 RC 网络 10 μ s 的传输延迟(本电路设计的延时为 10 μ s，应用中可根据实际情况通过改变 R_{10} 、 C_5 的值来改变延时时间)，过流故障自动清除。同时从图 2(g)中可以看出，使能端低电平时，输出驱动波形被封锁。

而当触发脉冲序列发生错误导致桥臂直通时，IR2136 芯片内部防直通过电路起作用，使上下开关管的栅极驱动信号全为低电平。图 2(h)为直通时的输出驱动波

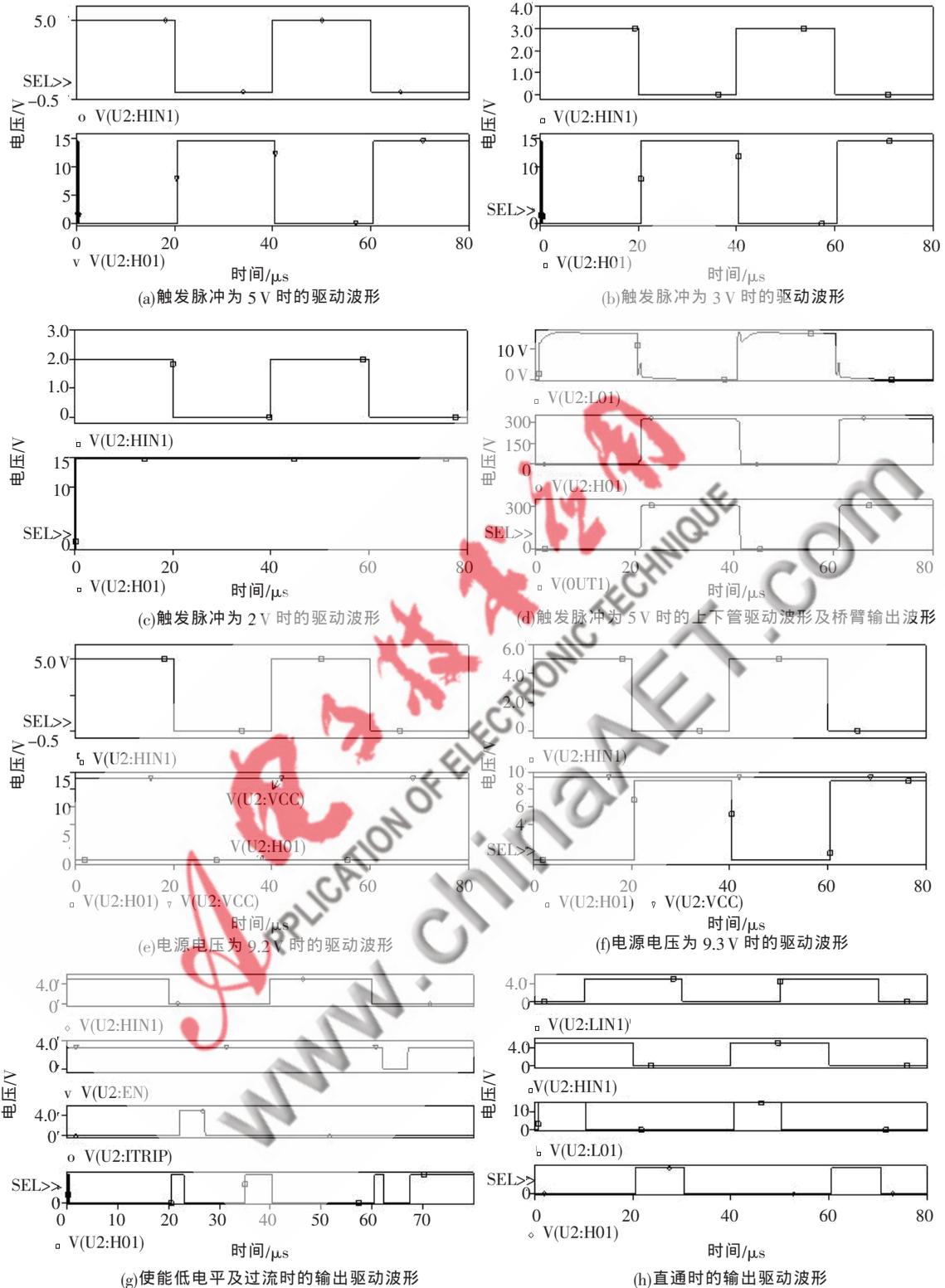


图 2 仿真波形

形,由图可知,在 30~40 μs 和 70~80 μs 时间段,同一桥臂的上下触发脉冲同时低电平有效,输出驱动信号全为低电平,防止了直通的发生。

本文将系统集成思想应用于 IGBT 逆变电路,设计了一种基于 IR2136 为驱动电路的 IPM 电路。该电路集成了

输入欠压、防直通、过流等保护功能。另外,应用自举技术,实现了全桥驱动电路的单电源供电,不但结构简单,还体现了系统集成思想。同时用 PSpice 软件对设计电路进行了仿真,其结果与理论吻合,验证了本文设计的正确性。

参考文献

- [1] LEE F C, WYK J D, BOROYEVICH D, et al. Technology trends toward a system-in-a-module in power electronics[J]. Circuits and Systems Magazine, IEEE,2002, 2(4):4-22.
- [2] IWAMOTO H, MOTTO E, ACHHAMMER J, et al. New intelligent power modules for appliance motor control. APEC 2001, Sixteenth Annual IEEE, 2001(2):1051-1056.
- [3] WOOD P, BATTELLO M, KESKAR N, et al. Plug N drive™ application overview. International Rectifier Application Note AN-1044.
- [4] AFTANDILIAN L, MANGTANI V, DUBHASHI A. Advances in power semiconductors and packaging lead to a compact integrated power stage for AC drives [C]. WESCON/97 Conference Proceedings, 4-6 Nov., 1997:334-339.
- [5] Tang Yiliang, Cui Wenjin, Xie Xiaorong, et al. 80C196MC Microcontroller-based inverter motor control and IR2130 six-output IGBT driver [C]. International Conference IEMD '99,1999: 655-657.

(收稿日期:2010-11-15)

作者简介:

张卫丰,男,1978年生,博士,主要研究方向:新型电源及马达控制技术。

