

Multiple Single-Tube IGBT Parallel Research and Simulation

Dawei Li

School of Electromechanical Engineering and Automation, Shanghai University, Shanghai
Email: lidawei3887@163.com

Received: Mar. 5th, 2020; accepted: Mar. 18th, 2020; published: Mar. 25th, 2020

Abstract

This article introduces the factors that affect the parallel current sharing of IGBT and studies the static and dynamic current sharing of IGBT in parallel used. Based on the uneven current flow of parallel connection, the derating data of IGBT in parallel used are calculated and suggestions are given. Based on PSPICE software, the system model is established to simulate the influence of stray inductance and driving circuit on the current sharing characteristics of IGBT. Finally, the actual current value of multiple IGBT connected in parallel with the engineering prototype is compared with the data from the PSPICE simulation. The simulation waveforms are consistent with the measured data to verify the authenticity of the simulation. The experimental results verify the method described in the article for the guidance of multiple IGBTs in parallel Effectiveness.

Keywords

IGBT Signal-Tube, Parallel, Current Sharing, Pspice, Simulation

IGBT单管并联研究与仿真

李大伟

上海大学, 机电工程与自动化学院, 上海
Email: lidawei3887@163.com

收稿日期: 2020年3月5日; 录用日期: 2020年3月18日; 发布日期: 2020年3月25日

摘要

本文介绍了影响IGBT并联均流的因素, 研究IGBT在并联使用中的静态均流和动态均流。通过并联使用电流的不均流度计算出IGBT并联使用时降额的数据并给出建议。利用PSPICE软件建立系统模型, 针对杂

散电感和驱动电路对IGBT均流特性的影响进行仿真。最后通过工程样机实测多个IGBT并联的均流值与PSPICE仿真的数据对比,仿真波形和实测数据吻合,验证仿真的真实性,通过试验结果验证了文中所述方法对指导多个IGBT并联应用的有效性。

关键词

IGBT单管, 并联, 均流, Pspice, 仿真

Copyright © 2020 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

IGBT 借助其高耐压、高电流在逆变器的领域取得了广泛的应用,但是 IGBT 厂家推出的 IGBT 模块都是按照电流分段比如 400 A、800 A...,由于实际的应用中,我们可能会需求 100A、200A、300A、500A、700 A 的 IGBT,如果选择比较大的 IGBT,电流会有一些浪费,这样对于有些价格要求较高的场合显然不可以接受的。针对某个电流段的电流 IGBT 大功率应用场合依然有其短板,而在某些对逆变器成本要求严格的低端电动车应用领域,通常会使用小电流 IGBT 进行多管并联的方法以达到有效降低产品成本的目的。本文主要研究了 IGBT 驱动电路的参数以及各系统寄生参数对并联应用中 IGBT 均流特性的影响。

2. IGBT 并联均流主要因素

2.1. 静态性能主要影响因素

2.1.1. VCEsat 对静态均流影响

并联 IGBT 芯片 VCEsat 的不均性引起它们在输出特性上的差异。因此,在正常的开通状态下,造成了电流的不均衡。如图 1 所示 2 个 IGBT 并联连接。图 1 的 Q_1 和 Q_2 输出特性,可由下式近似得出[1]。

$$V_{CEQ1} = V_{01} + r_1 \times I_{C1} \quad (1)$$

$$r_1 = V_1 / (I_{C1} - I_{C2}) \quad (2)$$

$$V_{CEQ2} = V_{02} + r_2 \times I_{C2} \quad (3)$$

$$r_2 = V_2 / (I_{C1} - I_{C2}) \quad (4)$$

假设 $I_{Ctotal} = I_{C1} + I_{C2}$ 是流过 Q_1 和 Q_2 并联连接线路上的集电极电流之和,由于 Q_1 和 Q_2 上的压降相同,所以,通过下述方程式可以求出每条线路上流过的 IGBT 集电极的电流。

$$I_{C1} = (V_{02} - V_{01} + r_2 \times I_{Ctotal}) / (r_1 + r_2) \quad (5)$$

$$I_{C2} = (V_{01} - V_{02} + r_1 \times I_{Ctotal}) / (r_1 + r_2) \quad (6)$$

假设上述方程式种 $V_{01} = V_{02}$, 则 Q_1 的电流是 Q_2 的电流的 r_2/r_1 倍。从图 1 中可以看出, $r_2 > r_1$, 所以

Q_1 承担的电流更大。于是当 V_{CEsat} 存在不均性时，低 V_{CEsat} 的 IGBT 承担的电流更大。通过仿真工具仿真不同输出特性 IGBT 输出电流差异，如图 2 所示两个 IGBT Q_1 和 Q_2 等值斜率电阻 $R_{CE1} < R_{CE2}$ ，通过仿真 Q_1 输出电流大于 Q_2 即 $I_{c1} > I_{c2}$ 如图 2 所示。

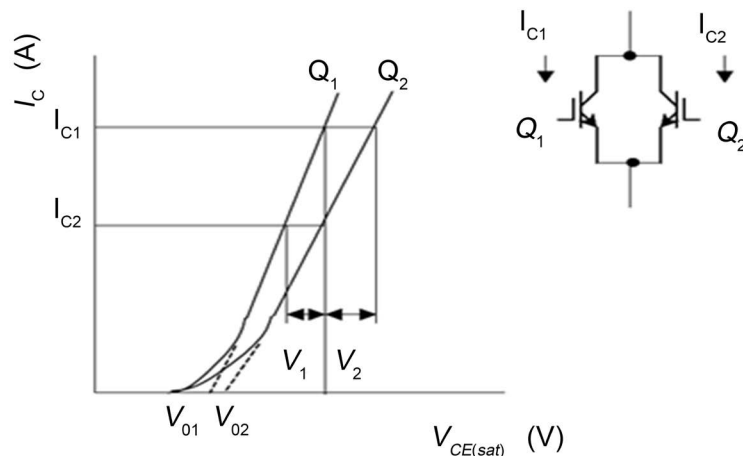


Figure 1. 2 Combination of IGBTs with different output characteristics
图 1. 2 个不同输出特性 IGBT 的组合

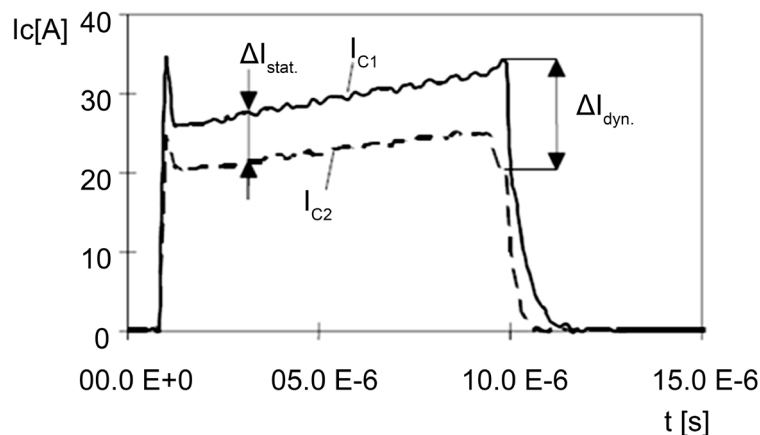


Figure 2. Simulation output current
图 2. 仿真输出电流

2.1.2. 结温对输出特性的影响与电流不均衡

IGBT 输出特性中的温度特性对电流不均衡的影响较大。 V_{CEsat} 随结温上升而上升的定义为正温度特性， V_{CEsat} 随结温上升而下降的称为负温度特性。图 3 显示了具正负温度特性的典型输出特性，比较两种 IGBT 产品的输出特性[2] [3]，从图 3 可以看出 V-IGBT 中，温度特性为正，而 N-IGBT 中，在额定电流范围内温度特性全部为负。温度特性为正时，一旦结温上升， V_{CE} 相同时的集电极电流会减少。根据上一节，并联连接时 V_{CEsat} 较小的 IGBT 承担的电流较大。因此 V_{CEsat} 较小的 IGBT 的稳态损耗变大，结温上升。如果 IGBT 有正温度特性 IGBT 的 V_{CEsat} 会上升，使其与另一侧的 V_{CEsat} 较高的 IGBT 互相均衡，相反，IGBT 的温度特性为负时，电流不均衡的变化趋势相反。因此，并联连接设计时，需要考虑电流分配问题。总之，与温度特性为负的 IGBT 模块相比，温度特性为正的 IGBT 模块容易进行并联连接。所以在并联连接时选用温度特性为正的 IGBT 进行使用。

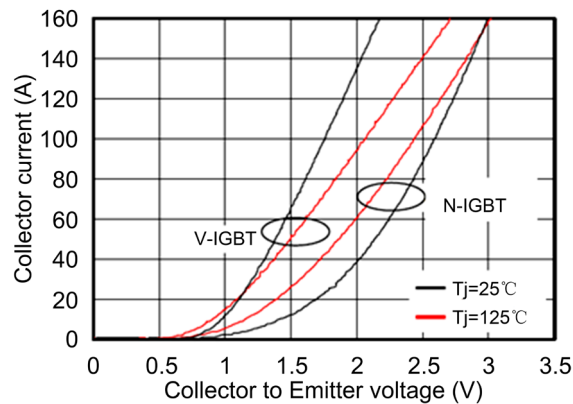


Figure 3. Output characteristics of N-type and V-type IGBTs with different junction temperatures
图 3. 结温不同 N 型、V 型 IGBT 的输出特性[3]

2.2. 动态均流主要影响因素

2.2.1. 阈值电压 V_{GEth}

IGBT 的门极开通阈值电压 V_{GEth} 在 IGBT 开通过程中是比较重要的参数，每个 IGBT 的 V_{GEth} 都不一样。硬并联的 IGBT 如图 4，使用同一个驱动器进行驱动，假设 V_{GE} 完全同步，施加在两个 IGBT 上。这两个 IGBT 由于 V_{GEth} 有轻微差异，其开通的时刻就会有差异，有几 ns~十几 ns 的差异[4]。拥有较高阈值电压的 V_{GEth} 的 IGBT 无法导通，它只能在一段时间 Δt_1 后导通，如图 5 所示。

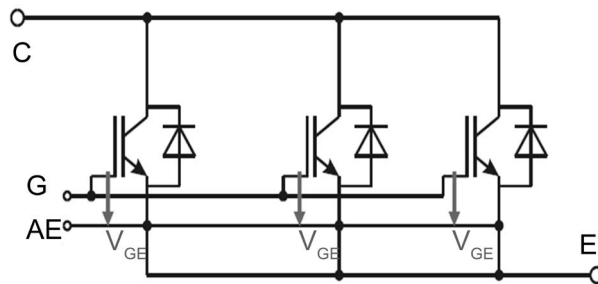


Figure 4. IGBT gate drive hard connection
图 4. IGBT 门极驱动硬连接

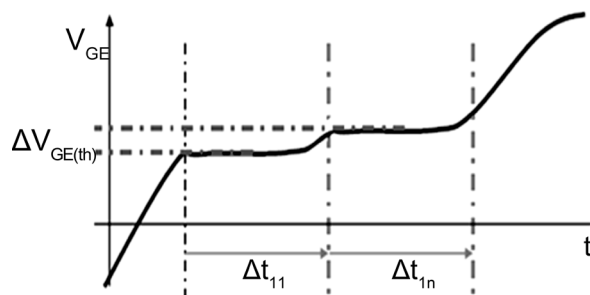


Figure 5. Gate hard-connect turn-on delay
图 5. 门极硬连接导通延迟

并联 IGBT 驱动每个 IGBT 使用独立栅极电阻相比所有 IGBT 公用一个驱动电阻连接方式而言，可以改善动态过程均流[5]。这也可以降低由于阈值电压 V_{GEth} 之间偏差引起的动态不平衡门槛电压被钳位到米

勒平台，虽然每个 IGBT 仍然具有不同的 V_{GEth} ，但是每个 IGBT 的门槛电压可以独立增加，在很短的 Δt_1 后都达到米勒平台，如图 6。

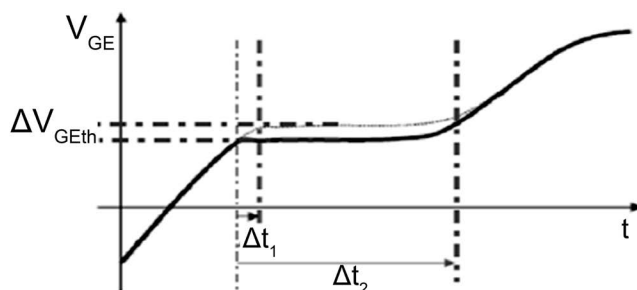


Figure 6. Gate on delay using independent drive resistors
图 6. 使用独立驱动电阻门极导通延迟

2.2.2. 杂散电感 L_s 引起发射极环流

IGBT 并联，杂散电感不对称引起的动态电流不平衡主要是发射极环流造成的。发射极环流是由于功率发射极 E1、E3 之间存在电位差，而该电压差的产生则是因为有较高的 d_i/d_t 流过 L_{s1} 和 L_{s3} 在 L_{s1} 和 L_{s3} 上产生的。T₁、T₃ 开通或者关断的时刻，会有换流发生，这时 E1 和 E3 会有很短的瞬间有电压差。发射极环流会引起并联 IGBT 模块严重振荡造成模块损坏，所以要减轻避免发射极环流。以上管开通时刻产生的发射极环流形成分析：下图 7 中， L_1 为负载电感，环路 2、环路 3 为 D₂、D₄ 的续流电流。此时 T₁、T₃ 同时给指令进行开通，D₂、D₄ 会发生反向恢复现象，假设 T₃ 领先于 T₁ 开通，则反向恢复电流会以图中的环路 1 穿过 L_{s1} 和 L_{s2} 。而反向恢复电流的变化率是非常高的，斜率能达到 1~5 kA/us，在 L_{s1} 和 L_{s2} 上产生的电压使 E3 的电位比 E1 高[5]。

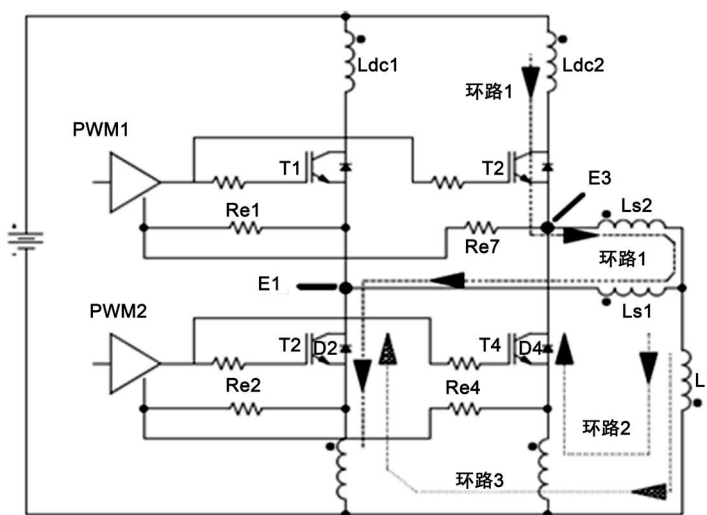


Figure 7. Circulation of the emitter
图 7. 发射极环流示意

发射极环流对门极信号及 IGBT 开通行为产生的影响(1)：当发射极环流发生时，发射极电阻上会有压降，而压降的方向则由环流的方向决定，如下图， V_{re1} 的压降为左高右低，此时 $V_{ge1} = V_{ge} + V_{re1}$ ， $V_{ge3} = V_{ge} - V_{re3}$ 。由此可见， V_{ge1} 和 V_{ge3} 在这个瞬间会出现一加一减的情况如下图 8。

影响(2)：IGBT 在开通的瞬间，尤其在米勒平台的位置，集电极电流 I_c 对门极电压的轻微变化极为

敏感。右下图 9，如果在米勒平台上，对应 I_c 爬升的区域， V_{ge} 出现抖动，则 I_c 会马上受到影响， I_c 变化会导致直流母排杂散电感上的电压变化，导致 V_{ce} 的形状也可能会出现比较奇怪的波形，最终会影响到开通时刻的动态均流效果。因此发射极环流诱发的驱动回路振荡会影响到 IGBT 的开关行为，而 IGBT 的开关行为反过来又会影响驱动回路[5]。

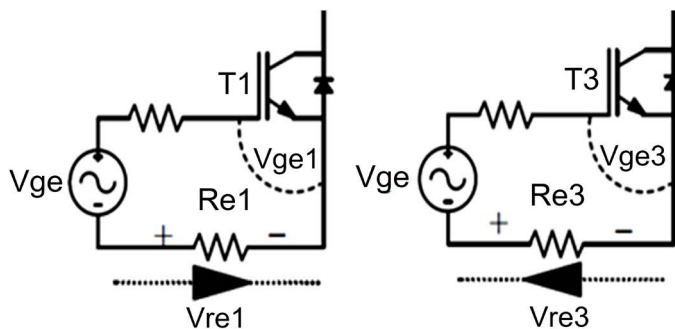


Figure 8. Emitter feedback gate resistance voltage
图 8. 发射极反馈门极电阻电压示意

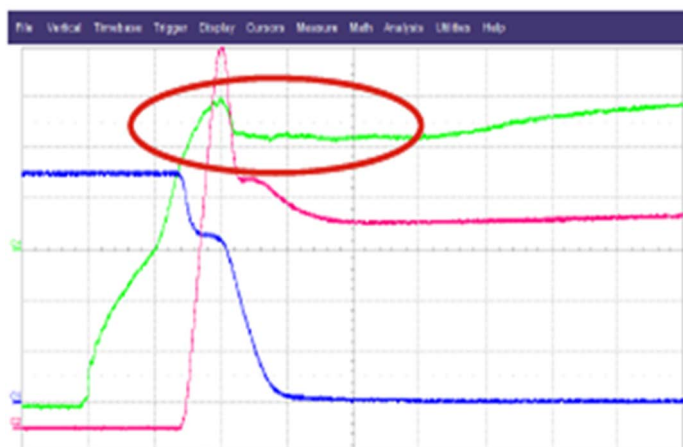


Figure 9. Oscillation waveform caused by emitter circulation
图 9. 发射极环流引起震荡波形

门极负反馈电阻所起的负反馈效果：如图 8 所示，开通 T_1 和 T_3 时，E1 和 E3 的电位都会往上升，最终到达正母线电压，当 T_3 开通速度比 T_1 略快时，E3 的电位会比 E1 高，就能产生图中所示的发射极环流。由于发射极电阻的存在， V_{ge1} 会被叠加了一个正的电压，因此 T_1 的开通速度会被加速，同理， V_{ge3} 被叠加了负电压， T_3 的开通速度会被减慢。而这个变化趋势于之前的假设正好相反就形成了一个负反馈的作用从而一定程度上对开通电流进行均流收敛[6]。

2.2.3. 直流母排杂散电感杂散参数对均流特性的影响

母线换流回路的杂散电感差异会对并联 IGBT 动态均流会对产生的影响，对称性并联连接是决定动态均流的关键性问题，以上管开通为例。前一时刻， D_2 、 D_4 在续流，线路 4、线路 5 所示。后一时刻， T_1 与 T_3 同时开通，此时 D_2 、 D_4 会发生反向恢复行为， T_1 、 T_3 的电流会以较高的 d_i/d_t 上升，如线路 1、线路 2 所示。在理想情况下， D_2 的反向恢复电流只由 T_1 提供， D_4 的反向恢复电流只由 T_3 提供。总之不希望左桥臂与右桥臂发生电流的交换。最好是，左右桥臂互不发生耦合。但实际装置中，假设

$L_{dc1} = L_{dc2} < L_{dc3} = L_{dc4}$ ，这表示着两个桥臂的直流母排杂散电感不对称，右桥臂的杂散电感偏大，且 $L_{s1} = L_{s2}$ ，并显著小于 L_{dex} 。由于反向恢复电流的 d_i/d_t 很大，属于高频电流，它对电感是很敏感的，它会选择阻抗小的路径流动，右桥臂的阻抗大些， T_3 的电流可以借助 L_{s2} 和 L_{s1} 的路径流过 D_2 ，如线路 3 所示就产生了发射极环流，见图 10。所以，即使 IGBT 能做到同步开关，如果直流母排杂散电感不对称，也会产生发射极环流。因此，在设计直流母排时，要充分考虑结构的对称性确保尽可能相同的杂散电感。通常，有效办法是采用叠层母排结构，通过优化模块布局，有时在母线上故意增加孔或铜排设计成“之”字型等措施，以获取相同的功率换流路径[4]。

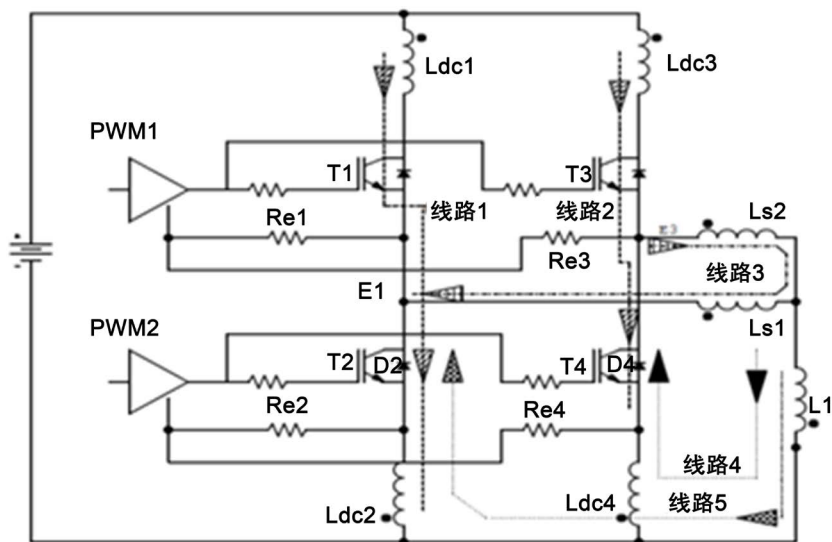


Figure 10. Emitter circulation caused by asymmetry of bus inductance
图 10. 母线电感不对称引起发射极环流

3. 并联的降额使用

并联 IGBT 间静态与动态性能的差异会影响均流，使得有效目标输出电流不得被降额。通常，降额系数是根据最差的并联情况进行假定，但这种假设在实际应用中并不合理，且被过高估计，这也会增加客户设计成本。从统计角度方面，差异性很大的模块并联概率是很小的，且 IGBT 参数之间偏离可以忽略。从均流角度方面，并联设计好坏对降额起关键性的作用，且远大于 IGBT 自身参数差异性所引起的问题。因此，并联应重点考虑如何通过设计确保均流，而不是把重心放在模块参数偏离所造成的影响。

n 个模块并联时，假设电流集中流过 V_{CEsat} 最小的模块时的情况为最坏工况，通过使用并联数量为 2 时的电流不均衡度 α ， n 个模块并联连接时可以允许的最大的 ΣI 计算公式如下[7]。

$$\Sigma I = I_{max} \times [1 + (n-1)(1 - \alpha/100)/(1 + \alpha/100)]$$

使用 2 个模块的电流不均衡度为 $\alpha = 15\%$ 时可以使用 Mathcad 画出 10 个 IGBT 模块并联是降额曲线如下图 11。

4. 仿真与整机实验

通过 Pspice 软件对 4 个 IGBT 并联进行双脉冲实验的模型建模如图 12，模拟并联 IGBT 回路上杂散电感进行仿真[8]，仿真波形如图 13，根据论文的中提高并联均流方法，验证所述理论的正确性。

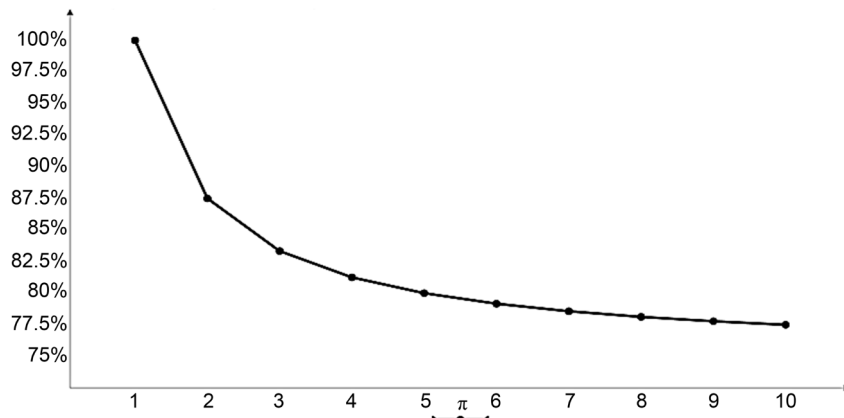


Figure 11. Parallel derating curve for 10 IGBT modules
图 11. 10 个 IGBT 模块并联降额曲线

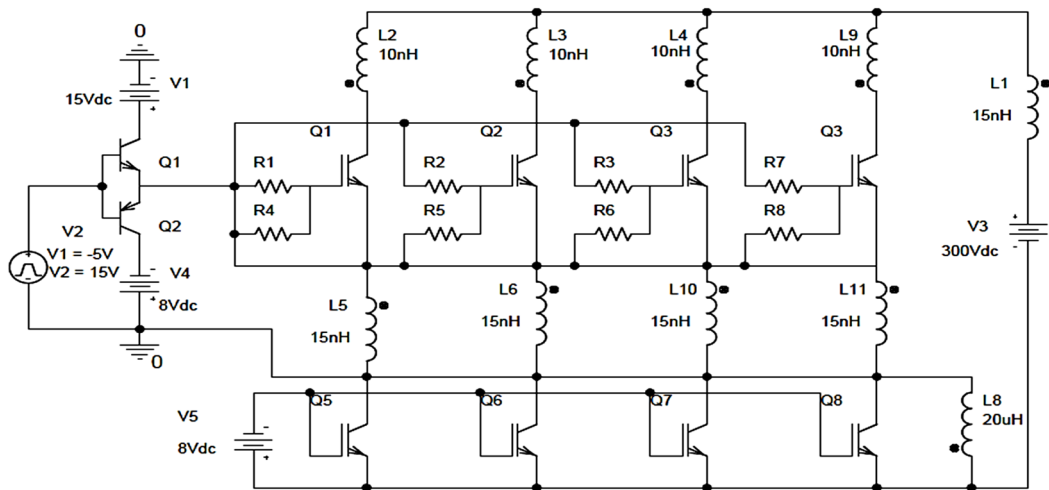


Figure 12. Pspice model of a two-pulse system
图 12. 双脉冲系统 Pspice 模型

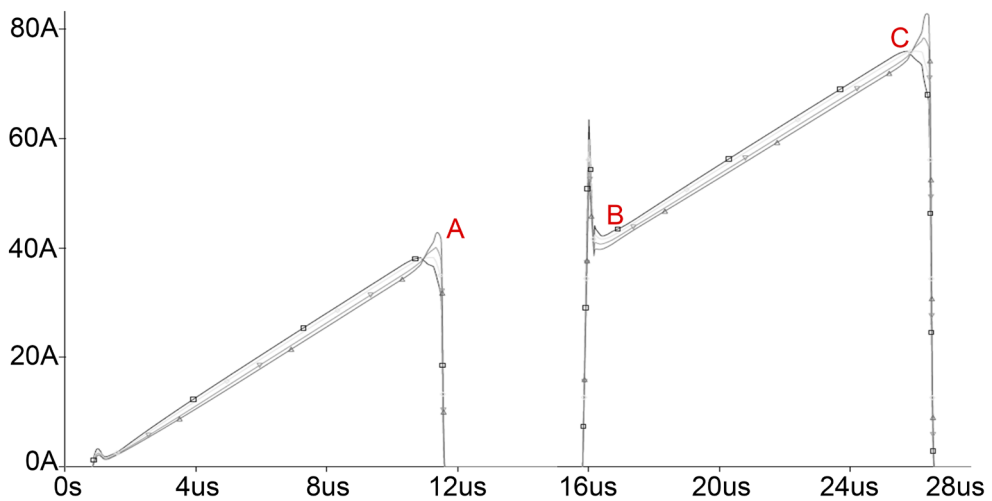


Figure 13. Pspice simulated double pulse current waveform
图 13. Pspice 仿真双脉冲电流波形

IGBT 均流样机测试：利用信号发生器模拟 DSP 给定 PWM 信号，测试开通关断过程中各个 IGBT 流过的电流。测试设备：信号发生器、直流电原、泰克 5000 示波器、双脉冲测试台架下图为测试波形。C1:Q1 Id1, C2:Q2 Id2, C3:Q3 Id3, C4:Q4 Id4, 示波器设置为 10 mV 代表 1 A, 详细数值见表 1。

Table 1. Standard test system results data

表 1. 标准试验系统结果数据

器件序号	A 点测试电流值	A 点电流仿真值	仿真误差	B 点测试电流值	B 点电流仿真值	仿真误差
Q1	38 A	39.2 A	3.1%	76.0 A	78.3 A	3.0%
Q2	38.3 A	39.8 A	3.9%	75.2 A	77.5 A	3.1%
Q3	40 A	41.7 A	4.3%	76.4 A	78.8 A	3.1%
Q4	38 A	39.7 A	4.4%	69.2 A	72.2 A	4.3%

最后通过测试样机最大电流的实测数据和 Pspice 仿真数值(图 14 下)都在偏差在 5%范围之内验证仿真模型的真实性的。

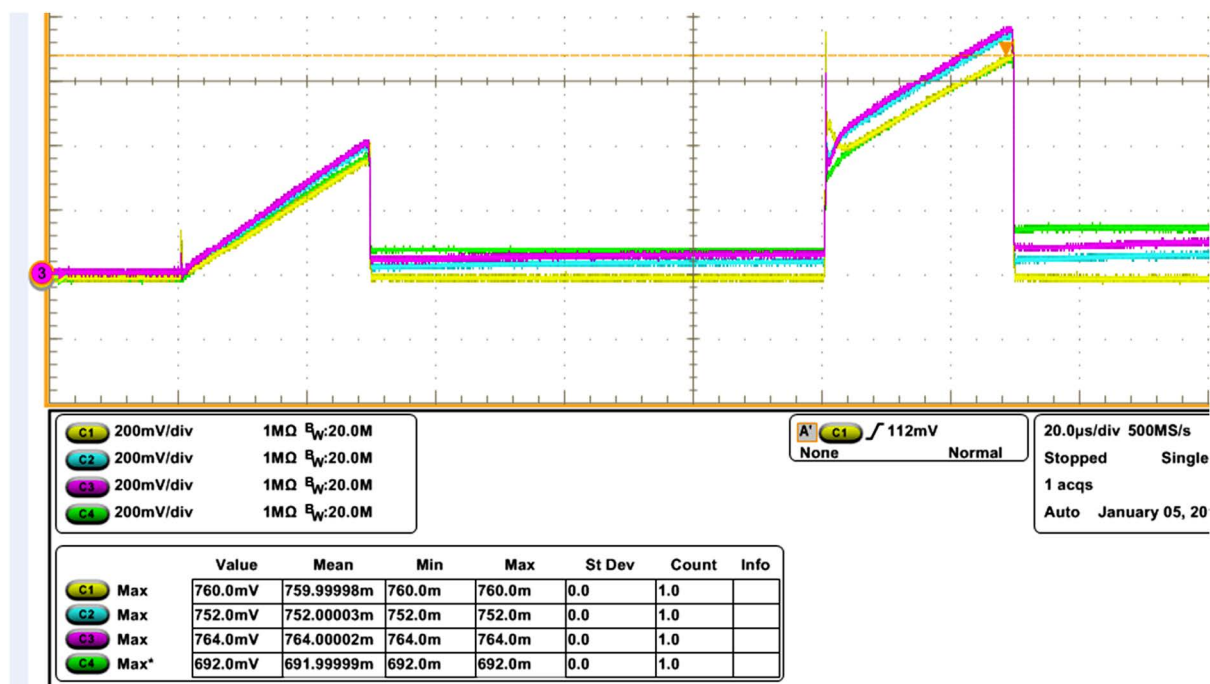


Figure 14. Measured data of the maximum current of the prototype and Pspice simulation value

图 14. 样机最大电流的实测数据和 Pspice 仿真数值

5. 结论

本文分析了影响多个 IGBT 并联均流的相关因素，并阐述一些有助于设计并联的对策。同时，建立系统的 Pspice 模型并通过测试平台进行试验验证证明仿真和实测结果吻合。最后，对可靠性和将额提供了计算依据，可以为控制器初步方案定评最大程度地提供理论依据。

参考文献

[1] 马龙昌, 张东辉, 杨光, 等. IGBT 并联应用技术研究[J]. 功率变流技术, 2015(2): 35-39.

-
- [2] 祁善军, 翁星方, 宋文娟, 等. 大功率 IGBT 模块并联均流特性研究[J]. 大功率变流技术, 2011(6): 14-18.
 - [3] 刘峰, 马伯乐, 杨光, 等. 大功率变流器模块主电路杂散电感分析[J]. 机车电传动, 2013(6): 15-19.
 - [4] 查申森, 郑建勇, 苏麟. 大功率 IGBT 并联运行时均流问题研究[J]. 电力自动化设备, 2005, 25(7).
 - [5] 孙强, 王雪茹, 曹跃龙. 大功率 IGBT 模块并联均流问题研究[J]. 电力电子技术, 2004, 38(1): 6-8.
 - [6] 王建民, 闫强华, 董亮, 等. 大功率 IGBT 模块并联动态均流研究[J]. 电气自动化, 2010, 32(2): 14-16.
 - [7] 赵正元, 谢吉华. IGBT 并联特性的研究与仿真[J]. 电气应用, 2008, 27(20): 64-67.
 - [8] 臧小惠, 惠晶, 沈锦飞. 大容量逆变电源 IGBT 并联应用的仿真分析[J]. 计算机仿真, 2006(2): 202-204 + 223.