

一种碳化硅双极结型晶体管新型自适应驱动电路

唐赛¹, 廖淋圆¹, 王俊¹, 帅智康¹, 尹新¹, 肖靖¹, 邓林峰¹, 沈征¹,
刘江², 金锐², 王耀华²

(1. 湖南大学电气与信息工程学院, 长沙, 410082)

2. 国网智能电网研究院 北京 102211)

A New Adaptive Drive for Silicon Carbide Bipolar Junction Transistors

TANG Sai,LIAO Linyuan,WANG Jun,SHUAI Zhikang,YIN Xin,XIA Jin,DENG Linfeng,SHEN Zheng

(1.College of Electrical Engineering and imformation, Hunan University, Changsha 410082, Hunan Province, China

2.State Grid Smart Grid Research Institute Beijing 102211 China)

中图分类号: TN86 文献标识码: B 文章编号: 1606-7517(2016)05-6-134

ABSTRACT: As a typical structure of post-silicon power devices, SiC bipolar junction transistor(SiC BJT) has many unique advantages, such as high current gain, excellent resistance to high temperature, simple processing technology and excellent reliability without concern of SiC/SiO₂ interface traps.. Therefore, SJT has wide prospects in military and daily application. As a type of typical current-mode devices, SiC BJT has significant drive loss even under high current gain condition. Until now, several methods have been used to reduce the drive power consumption. In this paper, we introduce and compare several drive methods from their loss and efficiency point of view of these driver. Then we optimize the parameters. Finally a new adaptive driver is proposed. In this adaptive drive, base current can follow the collector current proportionally and keep current gain stable by building positive feedback between base current and collector current. In this way, we can reduce drive loss significantly and increase the response speed of the circuit while simplifying drive circuit. Experimental results show that, the steady state power consumption of adaptive driver is only 30% of the driver with constant base current.

KEY WORDS: SiC bipolar junction transistor; drive power; base current

摘要:作为新型半导体材料功率器件的代表,碳化硅双极结型晶体管(SiC BJT)相较硅基晶体管有许多独特的优势,如高电流增益、优良的耐高温可靠性、制作工艺简单以及无碳化硅栅氧可靠性问题,在军用以及日常应用中有着广泛的应用前景。但其作为电流型器件,即使在较大的电流增益系

数下, SiC BJT 的驱动损耗仍然不可忽略。为了节省驱动功耗, 一系列的驱动方式被使用。本文将几种典型的传统 BJT 驱动应用于 SiC BJT, 并对其功耗, 开关速度进行比较, 在此基础上对其参数进行优化, 最后提出了一种 SiC BJT 的新型自适应驱动, 通过建立从集电极电流到基极电流的正反馈, 基极电流能够等比例的跟随集电极电流, 使得电流增益系数保持稳定, 简化了驱动电路并提高了电路的响应速度, 同时大大减少了基极稳态驱动功耗。通过斩波电路的实验结果表明, 自适应驱动方式稳态功耗仅为恒定基极电流驱动方式稳态功耗的 30%左右。

关键词: 碳化硅双极结型晶体管、驱动功耗、基极电流。

1 引言

随着宽禁带材料技术的成熟, 目前市面上高电压部分的硅基电力电子器件大部分都可以用碳化硅来制造。硅基电力电子器件的电学性能已接近由硅材料特性决定的理论极限, 相比硅基器件, 碳化硅器件具有高阻断电压, 低导通压降, 关断时间短, 以及耐高温等一系列优势, 极大拓宽了电力电子器件的应用场合。在碳化硅器件中, 碳化硅双极结型晶体管(SiC BJT)更具有独特的优势, 如和碳化硅 MOSFET 相近的关断时间, 而且无需复杂的栅氧工艺; 在商业应用中, 相比常开型器件碳化硅 JFET, 常关型的 SiC BJT 应用范围更为广泛。SiC BJT 在过去的十多年被国外多个研究机构和公司高度重视。

虽然 SiC BJT 具有独特的优势, 但是作为流控型器件, 在器件工作时, 需要有持续的基极电流供给, 而且碳化硅 PN 结的正偏置压降约为 3V 远大于硅 PN 结的 0.7V, 相比其他电力电子器件, SiC BJT 的驱动损耗在总损耗中占不可忽略的一部分。

基金项目: 国家电网公司科技项目 (SGRI-WD-71-14-005); 国家高技术研究发展计划(863 计划) (2014AA052601)

Project Science and Technology Foundation of the State Grid Corporation of China(SGRI-WD-71-14-005); The National High Technology Research and Development of China (Project No. 2014AA052601).

现在已经有一些研究工作针对减少 SiC BJT 的基极驱动功耗^[1-5]。由于 SiC BJT 和硅基 BJT 的巨大差异，成熟的硅基 BJT 驱动不适用于 SiC BJT：(1)和硅基 BJT 相比，SiC BJT 的共发射极电流增益(β)是硅基 BJT 的 10 倍以上，因此 SiC BJT 在导通时所需要的基极驱动电流更小；(2)SiC BJT 集电区的掺杂浓度是硅基 BJT 的 100 倍以上，使得导通时注入到集电区的电子空穴浓度远远小于集电区的本征掺杂浓度，因此 SiC BJT 的开关速度为硅基 BJT 的 50 倍以上。因此 SiC BJT 在开关过程中所需要的动态基极电流脉冲更短、幅值更高，大大提高了对高速驱动的要求；(3)SiC BJT 发射结的开通电压约为 3V，远大于硅基 BJT 的 0.7V。但是，在硅基 BJT 驱动中使用达林顿晶体管实现等比例电流驱动的方法只能产生低于 2V 的反馈电压，无法开通 SiC BJT 的发射结，所以该方法无法适应于 SiC BJT 驱动。而 SiC BJT 驱动的研究尚处于起步阶段。在文章首先介绍了理想的 SiC BJT 驱动波形与基本的单电平 RC 驱动电路，然后在其基础上改进得出了多电平的 RC 驱动电路。本文还提出了一种 SiC BJT 的新型自适应驱动，通过斩波电路的实验结果表明，自适应驱动方式能大幅降低所需要的驱动功耗。

2 SiC BJT 的驱动概述与 RC 驱动方式

在实际应用中，稳态运行 SiC BJT 的基极电流为一恒定值，其由 SiC BJT 最大集电极电流 $I_{C\max}$ ，最大温度下的电流增益系数 $\beta_{T\max}$ 以及安全裕量因子 k 得到：

$$I_{B\min} \approx k \cdot I_{C\max} / \beta_{T\max} \quad (1)$$

同时由于 SiC BJT 存在着的基-集电容 C_{BC} 以及基-射电容 C_{BE} ，只有当相应的电容上电荷被充满或放电完成时，器件才能完成开通或关断。如图 1

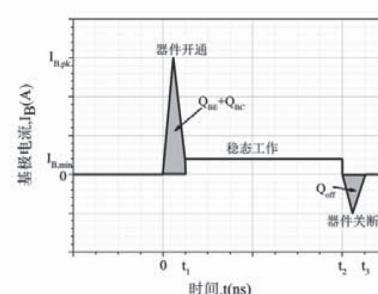


图 1 理想 SiC BJT 驱动电流波形

图 1 中 Q_{BC} , Q_{BE} 分别为器件开通时 C_{BC} , C_{BE} 上所需要充电的电荷， Q_{off} 为器件关断时候需要抽走的电荷， $I_{B,pk}$ 为器件开通时驱动电路提供的基极电流峰值。由图 1，可以知道器件开关的必要条件是：

$$\int_0^{t_1} I_B dt \geq Q_{BC} + Q_{BE} \quad (2)$$

(2)式中的 I_B 即为驱动电路能提供的基极电流瞬时值，因此，为了缩短开关时间 t_1 ，有必要在开关时提供一个电流脉冲，一般采取的方法是在基极驱动电阻 R_B 上并联一个驱动电容 C_B ，为极间电容提供快速冲放电的路径^[8]。同时当器件关断时，驱动电容 C_B 为极间电容提供了负压，使其快速放电，从而达到快速关断的目的，如图 2 所示。

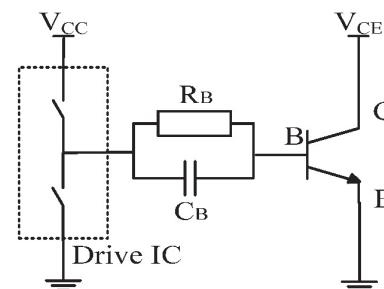


图 2 RC 驱动电路^[8]

由 R_B , C_B 决定的驱动功耗分别为：

$$P_R = I^2 \cdot R_B \quad (3)$$

$$P_{CB} = C_B \cdot f_s \cdot (V_{CC} - V_{BE(SAT)})^2 \quad (4)$$

I_{DR} 为基极电流的有效值， f_s 为器件工作频率， $V_{BE(SAT)}$ 为基射极间的压降，约 3V，此压降同时会导致一部分驱动损耗：

$$P_{BE} = I_{B,AU} \cdot V_{BE(SAT)} \quad (5)$$

其中， $I_{B,AU}$ 为基极平均电流。

碳化硅器件极间电容相比传统硅基器件更小。理论上来说， C_B 的值越大，器件开关的速度也越迅速，但考虑到 P_{CB} 与 C_B 为正比关系，有必要对 C_B 的值进行折中考虑。为了确定不同 C_B 对开通关断时间的影响，进行了双脉冲测试电路的搭建。选择 1700V/8A 的 SiC BJT(GeneSiC's GA08JT17-247)在不同的 C_B 取值下进行 800V/20A 等级的双脉冲测试，所得结果如图 3。由图 3 可以看出，当 C_B 超过一定值时，出现了边际效应，继续增加 C_B 对开关时间的影响不大。由图，显然当 $C_B=9nF$ 时，器件的开通关断所需要的时间为较优值。

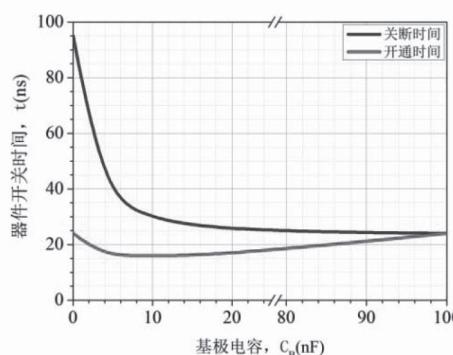
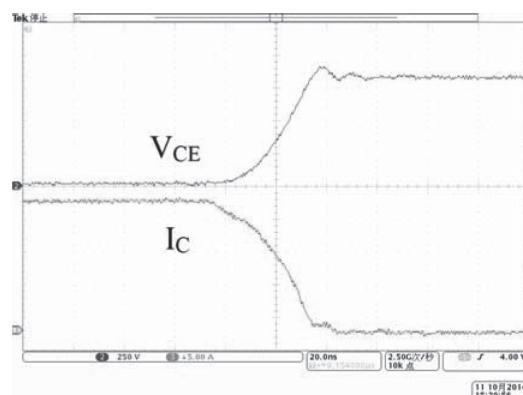
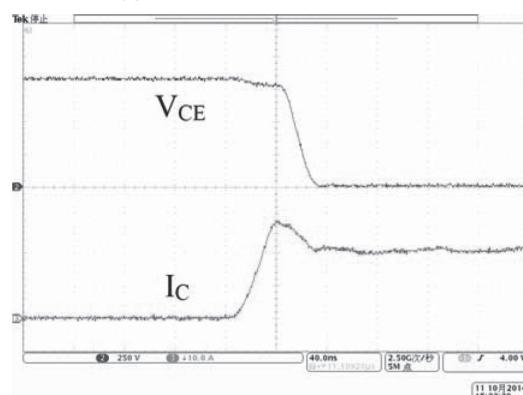


图3 基极电容对器件开通关断时间的影响

选择 $V_{CC}=5V$, $V_{CE}=800V$, $R_B=20\Omega$, $C_B=9nF$ 进行双脉冲测试, 如图 4, 此时器件的电流下降时间为约为 37ns, 电流上升时间为 18ns。



(a)800V/20A 感性负载关断波形



(b)800V/20A 感性负载开通波形

图4 当 $V_{CC}=5V$, $R_B=20\Omega$, $C_B=9nF$ 时器件开关波形图 (a) 关断波形 (b) 开通波形

3 多电平 SiC BJT 驱动

在器件开关过程中, 另一个影响器件开关速度的重要因素是 V_{CC} 的取值。但 V_{CC} 的取值不能过大, 由(3)式得:

$$P_R = I^2_{DR} \bullet R_B = (V_{CC} - V_{BE(SAT)}) \bullet I_{B,AV} \quad (6)$$

可以看到过大的 V_{CC} 同时会导致稳态时驱动功耗变大, 为了解决这一问题, 提出了多电平 SiC BJT 驱动, 将 R_B , C_B 分别连接不同的电压 V_{CCL} , V_{CCH} ^[1]。如图 5。此时由 R_B 决定的驱动功耗为:

$$\begin{aligned} P_R &= (V_{CCL} - V_{BE(SAT)}) \bullet I_{Bmin} \\ &\approx k \bullet (V_{CC} - 3) I_{Cmax} / \beta_{Tmax} \end{aligned} \quad (7)$$

考虑到稳态功耗, V_{CCL} 一般取值为 5V。同时为了折中优化 V_{CCH} 的取值, 在不同的取值下进行双脉冲测试, 其结果是 V_{CCH} 也出现了边际效应, 当 V_{CCH} 大于某一个值时, 提高 V_{CCH} 所带来的收益迅速降低。综合开关时间与开关损耗的考虑, V_{CCH} 的较优值选择为 20V。

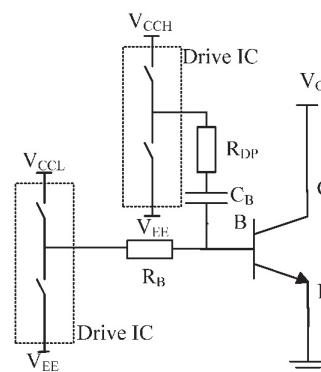


图5 多电平 SiC BJT 驱动^[1]

考虑到器件关断时, 需要大的负电压将 C_{BE} 上的电荷抽出, 选择 $V_{EE}=-5V$ 代替原来的地端。我们选择 DC/DC 模块(MEV3 Series)来同时产生以上 3 种电平。同时由于线路中的杂散电感存在, 在器件开通后, 基极电流会出现一定程度的震荡, 加入 $R_{DP}=1\Omega$ 作为阻尼电阻与 C_B 串联来减小基极驱动电流的震荡。

3 自适应 SiC BJT 驱动

由于器件工作时候, 流过器件集电极电流不一定为恒定值, 为了保证器件在整个工况下顺利导通, 给定的基极电流为一较大值, 其由公式(1)给出, 这样在器件负载电流较小时, 基极电流往往出现冗余, 此时电流增益系数较小。因此, 我们希望 R_B 的值能够跟随 SiC BJT 的负载电流 I_C 正比变化, 从而达到提高电流增益系数, 减少导通驱动损耗的目的。

一种离散化等比例基极驱动的方式被提出^[2],

如图 6, 使用 n 个电阻并联来代替基极驱动电阻 R_B , 每一个电阻都有单一的开关来控制其是否接入电路, n 个不同阻值的电阻可以产生 2^n 种基极电流。 I_C 被霍尔元件采集后, 在 DSP, FPGA 或者离散比较器中与预设定的电流等级进行比较, 然后产生 PWM 波来控制各个开关的通断, 从而达到调节基极电阻, 实现基极电流变化的目的。

这种方法虽然能够精确控制基极电流, 但是 I_B 与 I_C 并不是完全线性对应, 而且此方法控制复杂, 成本较高。如图 7, 本文提出一种使用在基极使用高速硅基 MOSFET 与限流电阻 R_{lim} 并联的结构来代替传统驱动中的 R_B , 通过霍尔传感器采集 SiC BJT 集电极电流, 将其等比例转换为输出电压并反馈至高速硅基 MOSFET 门极, 使 MOSFET 工作在可变电阻区, 从而达到调节 SiC BJT 基极电流目的。

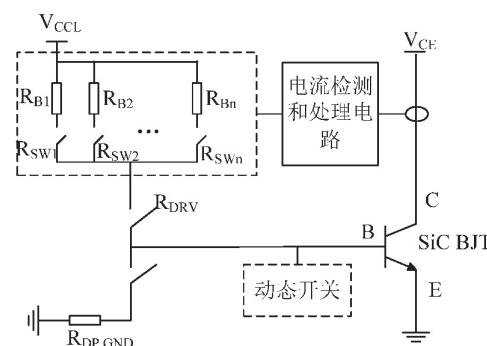


图 6 离散等比例驱动电路^[2]

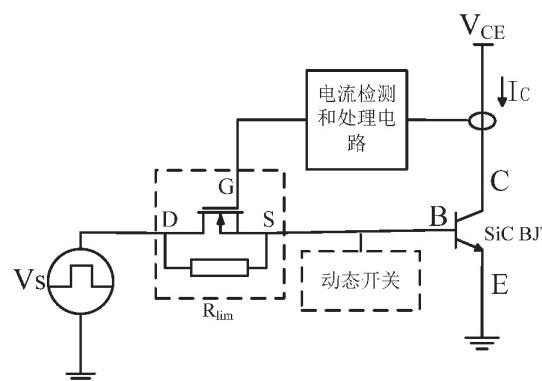


图 7 自适应驱动电路

选择合适的 MOSFET 是搭建整个驱动电路的重要工作, 我们要求选择的 MOSFET 具有开关速度快, 通流能力强, 阈值电压低以及转移特性线性度强等特点。为了给选择合适 MOSFET 提供定量分析的依据, 有必要对 MOSFET 的转移特性进行理论分析。MOSFET 漏极电流 $I_{MOS,D}$ 与栅极电压 $V_{MOS,G}$ 的关系如式(8)^[9]。

$$\begin{aligned} I_{MOS,D} &= \frac{Z\mu_{ni}C_{OX}}{L_{CH}}[(V_{MOS,G} - V_{TH})V_{MOS,D}] \\ &= \frac{Z\mu_{ni}C_{OX}}{L_{CH}}[(V_{MOS,G} - V_{TH})(V_{CCL} - V_{GS(SAT)})] \quad (8) \\ &= \frac{2Z\mu_{ni}C_{OX}}{L_{CH}}(V_{MOS,G} - V_{TH}) \end{aligned}$$

在(8)式中, Z , μ_{ni} , C_{OX} , L_{CH} 是与 MOSFET 结构和材料有关的参数, $V_{MOS,G}$, V_{TH} 分别为栅极电压和阈值电压。选定的高速 MOSFET 实际测试得到的转移特性如图 8:

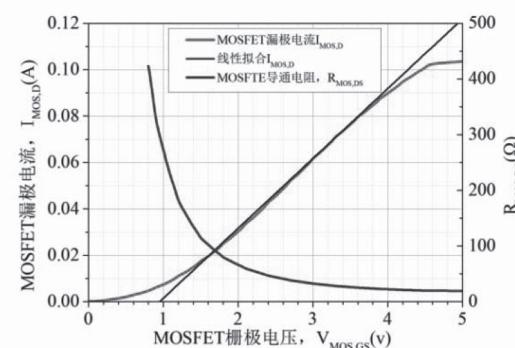


图 8 MOSFET 的转移特性曲线和 $R_{DS(on)}$ 曲线

图 8 中对转移特性曲线中工作区间段即 $V_{MOS,GS}=1V \sim 4.2V$ 进行了线性拟合, 拟合公式为:

$$I_{MOS,D} = 0.03013V_{MOS,G} - 0.02864 \quad (9)$$

已知霍尔传感器的电流转换比为 $K=1/1000$, 此时 MOSFET 栅极电压为:

$$V_{MOS,G} = K \cdot I_C \cdot R \quad (10)$$

其中 R 是与霍尔传感器副边串联的电阻见图 9(a), R 取值为 500 欧姆。其作用是将霍尔传感器的输出电流转换为输出电压加至 MOSFET 的栅极。 R 的引入会导致一部分损耗 P_{add} 。此时 SiC BJT 的基极驱动电流由两部分组成, 一部分为流过 MOSFET 的电流, 另一部分为流过 R_{lim} 的电流:

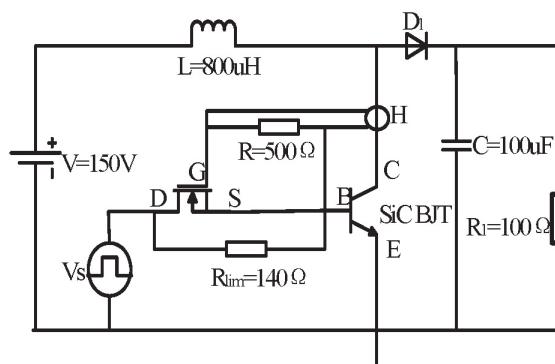
$$\begin{aligned} I_B &= \frac{2Z\mu_{ni}C_{OX}}{L_{CH}}(KRI_C - V_{TH}) + \frac{V_{CCL} - V_{BE(SAT)}}{R_{lim}} \quad (11) \\ &= \frac{2Z\mu_{ni}C_{OX}KR}{L_{CH}} \cdot I_C - \frac{2Z\mu_{ni}C_{OX}V_{TH}}{L_{CH}} + \frac{2}{R_{lim}} \end{aligned}$$

当 $\frac{2}{R_{lim}} \approx \frac{2Z\mu_{ni}C_{OX}V_{TH}}{L_{CH}} = 0.02864$, 即 $R_{lim} \approx 71\Omega$ 时 I_B , I_C 存在较强线性关系。此时, 电流增益系数为一恒定值:

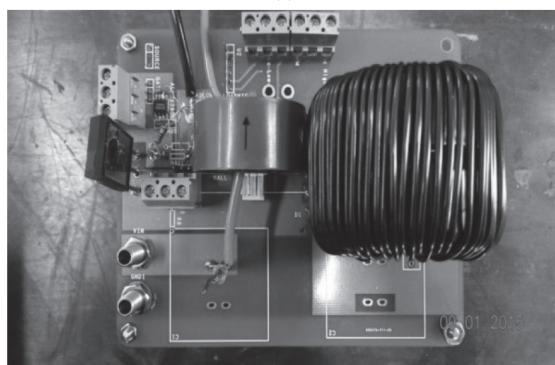
$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{L_{CH}}{2Z\mu_m C_{OX} KR}$$

$$= 1/(0.03013 \times 1/1000 \times 500) \approx 66.38$$

为了验证以上方法的正确性，我们搭建了实际的斩波电路。图 9(a)为斩波电路的示意图，图 9(b)为实际搭建的斩波电路的实际电路，考虑到 SiC BJT 所需要的最小基极电流，使用高速 MOSFET 与 140 欧姆电阻并联代替多电平驱动中的 R_B 。



(a)



(b)

图 9 自适应驱动电路斩波电路图(a)示意图(b)实际搭建平台

图 10 所示为 SiC BJT 自适应驱动的实验波形图，在调节占空比从 0.6 到 0.45 到 0.3 变化过程中，观测 SiC BJT 集电极电流下降，MOSFET 栅极电压与 SiC BJT 基极电流同时下降。提取出每种占空比稳态条件下的基极电流与集电极电流值可以发现二者的线性相关程度较高。

图 11 为多电平驱动与新型自适应驱动方式的电流增益系数示意图。由于传统的驱动电流保持不变，所以随着集电极电流的降低，其电流增益系数也随之而降低。但是自适应驱动电路由于 I_C 与 I_B 之间存在较强线性关系，所以其电流增益系数基本恒定不变，保持在 58 左右，验证了自适应驱动的实用性。

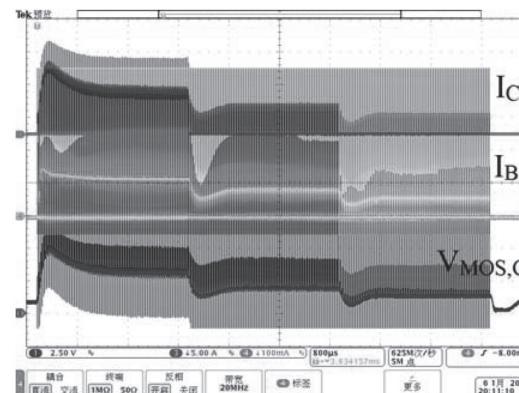


图 10 SiC BJT 自适应驱动电路实验波形图

表 1 中， P_{Cond} ， P_{SS} ， P_{All} 分别为器件的导通损耗，器件的开关损耗以及器件总损耗。从表 1 可以看出，多电平驱动由于能够产生更高的电流脉冲，相较 RC 驱动大大节省了开关功耗。同时自适应驱动更进一步地优化了稳态驱动功耗，利用场控晶体管的转移特性使器件的基极电流能够更随集电极电流的变化，其稳态驱动功耗仅仅为多电平驱动方式的 30% 左右。

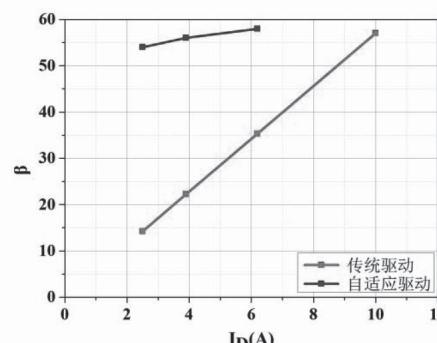


图 11 传统驱动电路与自适应驱动电路 β 对比

表 1 3 种驱动方式功耗组成对比

	RC 驱动	多电平驱动	自适应驱动
P_{BE} (mW)	243	243	109
P_R (mW)	162	162	72.5
P_{add} (mW)	0	0	11
P_{CB} (mW)	37	312	312
P_{Cond} (mW)	1185	1185	1185
P_{SS} (mW)	2408	1206	1206
P_{All} (mW)	4035	3108	2896

5 总结

本文通过优化 SiC BJT 的瞬态驱动功耗和稳态驱动功耗入手，讨论了传统 RC 驱动方式和多电平驱动方式的参数选择和优化，最后提出了使用高速 MOSFET 来搭建自适应驱动，在使器件稳定高效地运行的前提下同时极大地节省了驱动功耗。相比 RC 驱动方式，多电平驱动方式与自适应驱动方式的不仅大大提高开关速度，而且器件开关损耗 P_{ss} 节省了 50%以上。通过进一步优化驱动的稳态部分，自适应驱动比多电平驱动方式的稳态驱动功耗 $P_{BE}+P_R$ 节省了 60%以上。在器件的运行总功耗方面，自适应驱动方式对比多电平驱动方式将总功耗 P_{ALL} 降低了 6.8%以上，这意味着在实际应用中，斩波电路的冷却系统体积也能进一步降低，这对提高效率和能量密度有着巨大的意义。

参考文献

- 20166, Oct. 2014
- [1] Rabkowski,J.,Stockholm, Sweden Tolstoy, G., Peftsisis, D., Nee, H., “Low-Loss High-Performance Base-Drive Unit for SiC BJTs,” IEEE Transactions on Power Electronics, May 2012, Vol.27, no.5, pp.2633-2643
 - [2] Georg Tolstoy, Dimosthenis Peftsisis, Jacek Rabkowski, Hans-peter Nee, Patrick R. Palmer, “A Discretized Proportional Base Driver for Silicon Carbide Bipolar Junction Transistors,” IEEE Transactions on Power Electronics, May 2014, vol.29, no.5, pp.2408-2417
 - [3] Luyu Wang, Baengtsson, H., “How to Control SiC BJT with High Efficiency?” 2012 7th International Conference on Integrated Power Electronics Systems(CIPS), March 2012, vol., no., pp.1-4, 6-8
 - [4] Yu, H., Center for Power Electron. Syst., Virginia Tech, Blacksburg, VA, USA ,Lai, J., Li, X., Luo, Y., Fursin, L., Zhao, J.H., Alexandrov, P., Wright, B., Weiner,M., “An IGBT and MOSFET gated SiC Bipolar Junction Transistor,” Industry Applications Coference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the (Volume:4), pp.2609-26131
 - [5] V. Niemela, A. Ravishankar, D. Kinzer, “SiC BJT Minimizes Losses in Alternative Energy Applications”, Energytech, 2013, pp.1-7
 - [6] Barth, H., Dept. of Electr. Machines & Divers, Tech. Univ. Dresden, Germany, Hofmann, W., “Decrease of SiC-BJT driver losses by one-step commutation,” Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE-ASIA), 2014 International, pp.2881-2886
 - [7] GA03IDDT30-FR4 datasheet, GeneSiC Semiconductor, Inc. 43670 Trade Center Place Suite 155, Dulles, VA
 - [8] Driving circuit and switching, TranSiC, Newark, NJ, Appl. Note TSCTR003
 - [9] B, Jayant, Baliga 著；韩郑生等译. 功率半导体器件基础 [M]. 北京:电子工业出版社, 2013. 174-175

作者简介：通讯作者，王俊(1979)，男，主要从事半导体器件设计，研制和应用方面的研究，junwang@hnu.edu.cn