

SiC パワー MOSFET の MHz スイッチング向け ゲートドライバの検討

稲森 奨* 古田 潤 小林 和淑 (京都工芸繊維大学)

A Study of MHz-Switching Gate Driver for SiC Power MOSFETs

Sho Inamori*, Jun Furuta, Kazutoshi Kobayashi (Kyoto Institute of Technology)

Abstract

In this paper a MHz-switching gate driver for SiC power MOSFETs is proposed. The proposed gate driver can drive SiC power MOSFET cancelling out the influence of the internal gate resistance of SiC power MOSFET because an inductor operates as a current source during switching transient. Compared with a conventional gate driver, the proposed gate driver reduces switching time t_{off} and t_{on} by 17 % and 35 % respectively.

キーワード : SiC , MOSFET , ゲートドライバ , 車載用途
(Silicon Carbide, MOSFET, Gate driver, Automotive application)

1. はじめに

近年、電力変換回路のパワーデバイスとして、SiC (炭化ケイ素) や GaN (窒化ガリウム) などのワイドギャップ半導体材料が注目されている。ワイドギャップ半導体は、従来の Si (シリコン) と比較して絶縁破壊強度、飽和電子速度、熱伝導率などの物性値が優れている。そのため、ワイドギャップ半導体を用いたパワーデバイスは高耐圧、低オン抵抗、高温差、高速動作を実現できる⁽¹⁾。図 1 に、パワーデバイスの適用範囲を示す。SiC パワーデバイスを用いた電力変換回路は、電力損失の大幅な削減が可能であることから、自動車、鉄道、産業などの幅広い分野での利用が検討されている⁽²⁾。

車載用途では、電力変換器の小型軽量化が要求されており、スイッチング周波数の高周波化がその方法のひとつである⁽³⁾。同じ電力を扱う上でスイッチング周波数を高くすると、出力フィルタに用いられるインダクタとキャパシタでのエネルギーの一時貯蔵量が減るため、それらを小容量、すなわち小型なものに置き換えることが可能となる。パワー MOSFET は、ゲート入力容量を充放電することでゲート電圧が変化し駆動される。SiC パワー MOSFET の有する高速動作性能を十分に発揮するためには、高い駆動力をもつゲートドライバが必要である。高周波スイッチングは大きな電磁放射ノイズを生じさせるため、周囲の電子機器の動作が阻害される恐れがあることも考慮する必要がある。

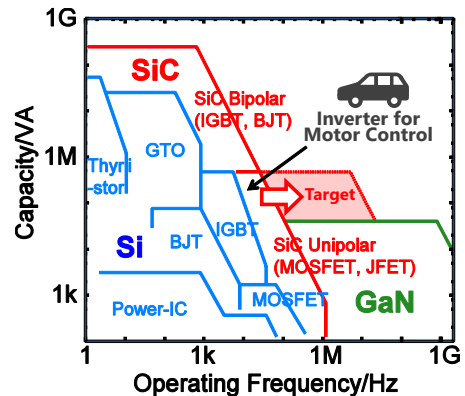


図 1 パワーデバイスの適用範囲⁽²⁾。

Fig. 1. The application map of power devices.

本研究は、最大放射限度値に制限のない ISM バンド (産業科学医療用バンド、ISM :Industry-Science-Medical) のひとつである 13.56MHz における SiC パワー MOSFET のスイッチング動作を目標とする。パワー MOSFET を駆動するゲートドライバに着目し、高速駆動性能をもつゲートドライバについて検討する。本稿では、提案型ゲートドライバの性能評価の結果について報告する。第 2. 章では、高速駆動の要件と、提案型ゲートドライバの構造、動作原理について述べる。第 3. 章では、測定による、提案型ゲートドライバの性能評価について述べる。第 4. 章では本稿のまとめを述べる。

2. ゲートドライバ

本章では、高速スイッチングの要件と従来型ゲートドライバの課題、提案型ゲートドライバの回路構造と動作原理について説明する。

<2.1> 高速スイッチングの要件と従来型ゲートドライバ

高速スイッチングが可能なゲートドライバの要件は、パワー MOSFET の駆動時にピーク値の高いゲート電流を供給することである⁽⁴⁾。このピークゲート電流を高くするため様々なゲートドライバが提案されている^{(5) (6) (7) (8)}。

図 2 に、ゲートドライバ IC により構成される従来型ゲートドライバを示す。 V_{GS} のリンギングを低減するため、ドライバ IC の出力とゲートの間に外付けのゲート抵抗を挿入する場合もあるが、リンギングの大きさとスイッチング速度はトレードオフの関係にあるため、ゲート抵抗を高くするほどスイッチングが遅くなる⁽⁹⁾。従来型ゲートドライバは、ドライバ IC の出力抵抗 r_{out} を 1Ω 程度まで抑えることで高速駆動を図る。しかし、パワー MOSFET には、ドライバ IC の出力抵抗の 5 ~ 20 倍程度大きさを持つ内部ゲート抵抗 r_G が存在する。例えば、Silicon Labs 社製のゲートドライバ IC の Si8235 の出力抵抗が 1Ω であるのに対して、ローム社製の SiC パワー MOSFET の SCT2450KE と SCT2080KE の内部ゲート抵抗は、それぞれ 25Ω 、 6Ω である。この内部ゲート抵抗により、ゲート電流、すなわちスイッチング速度が制限される。

<2.2> 提案型ゲートドライバ

図 3 に、提案型ゲートドライバを示す。提案型ゲートドライバは、2 つのドライバ IC のほかに、インダクタと p/nMOSFET、2 つのダイオードにより構成される。

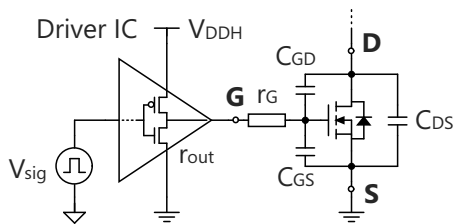


図 2 ドライバ IC を用いた従来型のゲートドライバ。
Fig. 2. The conventional gate driver using driver IC.

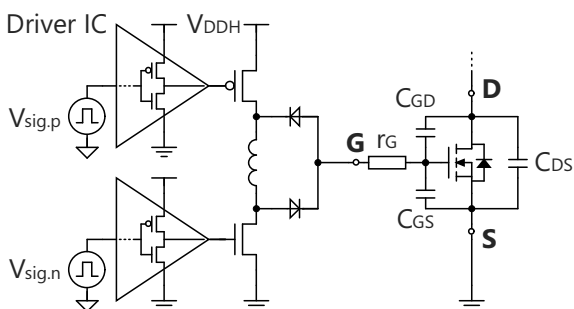


図 3 インダクタを用いた提案型のゲートドライバ。
Fig. 3. The conventional gate driver using an inductor.

図 4 に、ターンオンにおける動作と各部の波形を示す。図 4 の各ステップにおける動作は以下の通りである。

1. 初期状態。nMOSFET はオン、pMOSFET がオフ、パワー MOSFET はオフ状態で、 $V_{GS} = 0V$ である。
2. pMOSFET がオンになる。矢印に沿って電流が流れ、インダクタに磁気エネルギーが蓄積される。このとき、電流値は線形に増大する。
電源電圧を $V_{DD} = 18V$ 、インダクタンスを $L = 100nH$ 、エネルギー蓄積時間を $T_{store} = 10ns$ とした場合、電流のピーク値は $V_{DD}T_{store}/L = 1.8A$ 程度になる。
3. nMOSFET がオンになり、下側のダイオード D_2 がオン

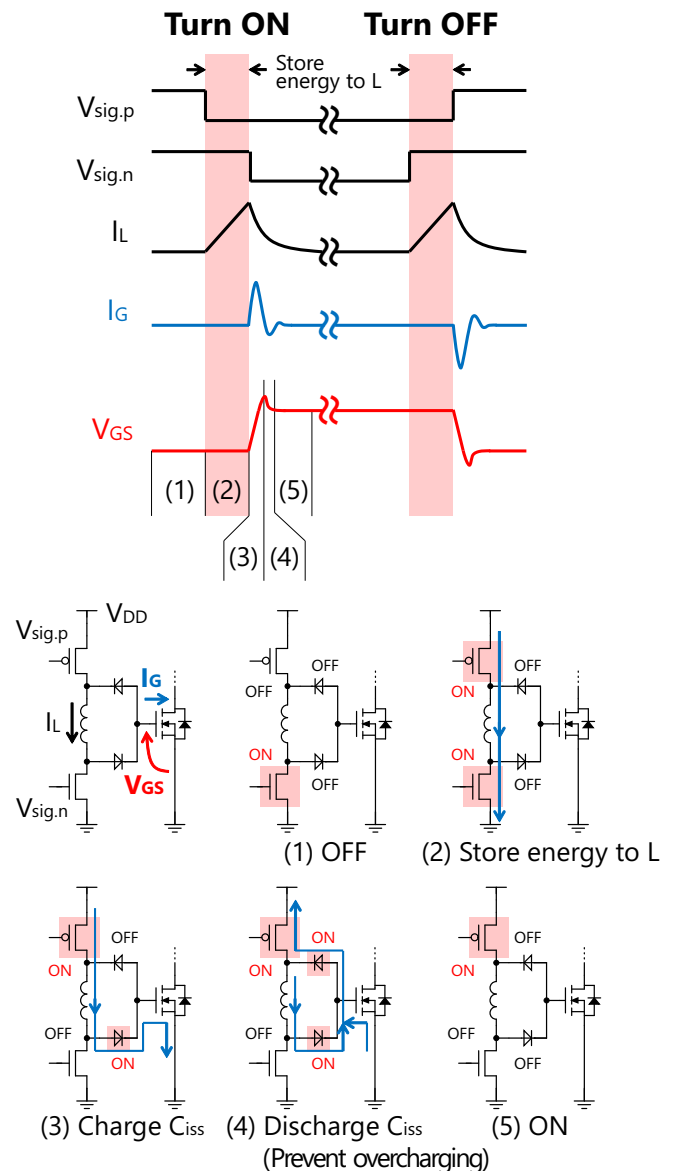


図 4 提案型ゲートドライバのターンオン動作。
Fig. 4. Operation of the proposed gate driver at turn on transient.

になる。インダクタに蓄積されていたエネルギーが電流としてゲートに放出される。入力ゲート容量 C_{iss} が充電され、ゲート-ソース間電圧 V_{GS} が上昇する。

4. V_{GS} が電源電圧 V_{DD} を上回ると、上側のダイオード D_1 がオンになり、 C_{iss} の過充電を防止するため放電を行う。
5. V_{GS} が V_{DD} に落ち着き、 D_1 と D_2 がオフになる。パワー MOSFET はオン状態となる。

ターンオフの動作原理も上記のターンオンと同様である。

提案型ゲートドライバは、(3) のスイッチング時に電流源として動作するため、内部ゲート抵抗の影響をほとんど受けずに高速なスイッチングが可能である。また、(4) では過充電を防止するために放電を行う（ターンオフでは過放電防止のために充電を行う）ため、ゲートの保護が可能である。また、提案型ゲートドライバのスイッチング速度は蓄積されるエネルギーの量に依存するので、p/nMOSFET を駆動するドライバ IC に高い駆動力が要求されないというメリットももつ。

3. スイッチング特性の評価

本章では、ダブルパルス試験による、従来型ゲートドライバと提案型ゲートドライバのスイッチング特性の評価について述べる。

<3.1> 測定回路

図 5 に、ダブルパルス試験による測定回路を示す。ダブルパルス試験では、非周期のパルスを入力することにより、任意の供給電流における過渡特性を測定できる。

図 6 に測定回路の PCB の写真を示す。従来型ゲートドライバ、提案型ゲートドライバ、ダブルパルス試験の主回路を同一基板上に実装しており、ゲート部分のノードを 0Ω 抵抗で接続することにより、使用するゲートドライバを選択する。ゲートドライバの入力信号を生成するファンクションジェネレータとして、Keysight 社製の 81160A、オシロ

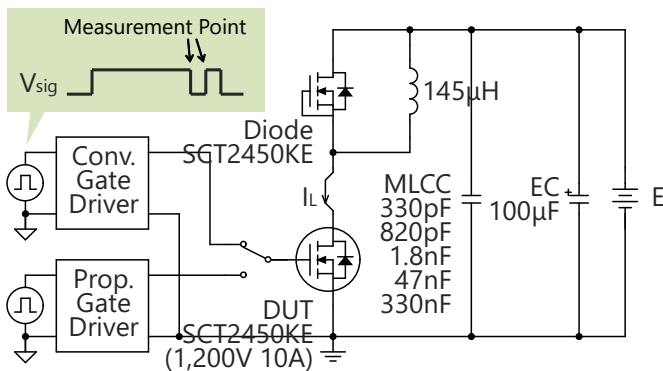


図 5 ダブルパルス試験によるスイッチング特性測定回路。

Fig. 5. Circuit to measure switching characteristics by the Double Pulse Test.

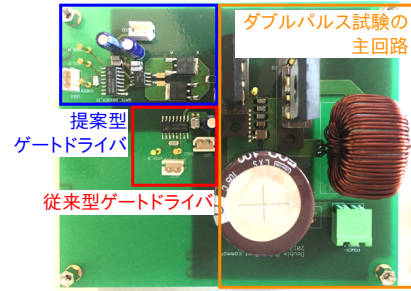


図 6 測定回路の PCB の写真。

Fig. 6. Photograph of the PCB of the measurement circuit.

スコープとして Tektronix 社製の DPO7054C を使用した。DUT はローム社製の SiC パワー MOSFET SCT2450KE (耐圧 1,200V、定格電流 10A) である。ゲートドライバ IC として、Silicon Labs 社製の Si8235 を使用した。提案型ゲートドライバのインダクタとして、79nH の手巻きコイルを使用した。

ダブルパルス試験により V_{GS} 、 V_{DS} 、 I_D の波形を測定し、スイッチング時間を求める。図 7 に、スイッチング時間の定義を示す。ターンオフ時間 t_{off} は、 V_{GS} の 90% への立ち下がりから V_{DS} の 90% への立ち上がりまでの時間である。ターンオン時間 t_{on} は、 V_{DS} の 10% への立ち下がりから V_{GS} の 10% への立ち上がりまでの時間である。主回路の電源電圧は 100V とし、パワー MOSFET のドレインに供給する電流は 1、2、5、8A の 4 通りとした。

<3.2> 測定結果

図 8~13 に、電源電圧 100V、供給電流 5A の場合の測定結果を示す。提案型ゲートドライバのインダクタへのエネルギー蓄積時間は 10ns である。従来型ゲートドライバを用いた場合のスイッチング時間 t_{off} 、 t_{on} はそれぞれ 18ns、31ns となった。提案型ゲートドライバを用いた場合、 t_{off} 、 t_{on} はそれぞれ 15ns、20ns と従来型の 83%、65% となった。従来型ゲートドライバを用いた場合のスイッチング損失 E_{off} 、 E_{on} がそれぞれ 3.0µJ、9.4µJ であるのに対して、提案型ゲートドライバを用いた場合、 E_{off} 、 E_{on} はそれぞれ 2.6µJ、5.9µJ と従来型の 87%、63% となった。提案型ゲートドライバを用いた場合の方がスイッチングが速く、 V_{DS} と I_D のオー

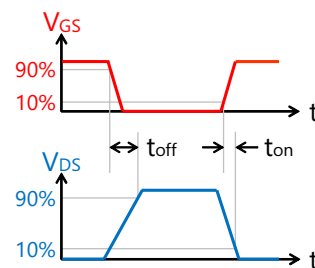


図 7 スイッチング時間の定義。

Fig. 7. Definition of switching time.

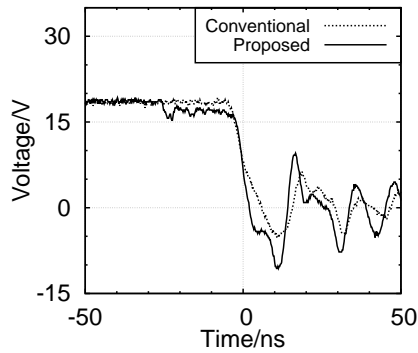


図 8 ターンオフ時の V_{GS} 波形。

Fig. 8. V_{GS} waveform at turn off transient.

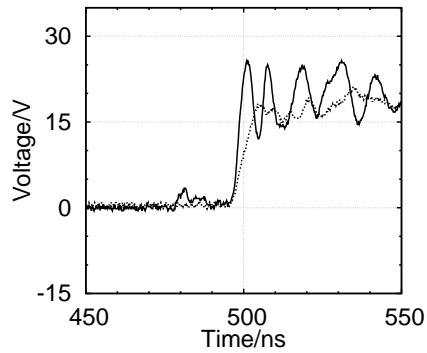


図 9 ターンオン時の V_{GS} 波形。

Fig. 9. V_{GS} waveform at turn on transient.

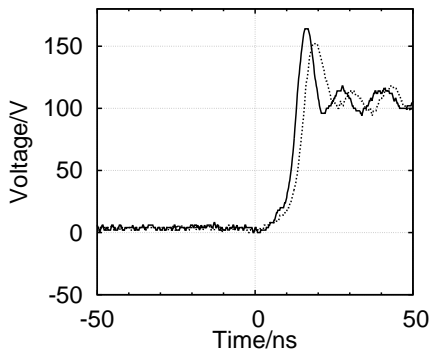


図 10 ターンオフ時の V_{DS} 波形。

Fig. 10. V_{DS} waveform at turn off transient.

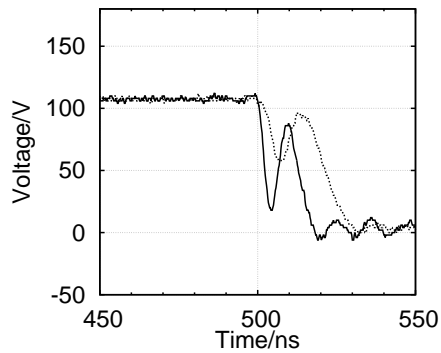


図 11 ターンオン時の V_{DS} 波形。

Fig. 11. V_{DS} waveform at turn on transient.

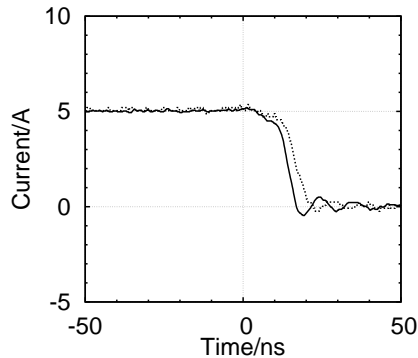


図 12 ターンオフ時の I_D 波形。

Fig. 12. I_D waveform at turn off transient.

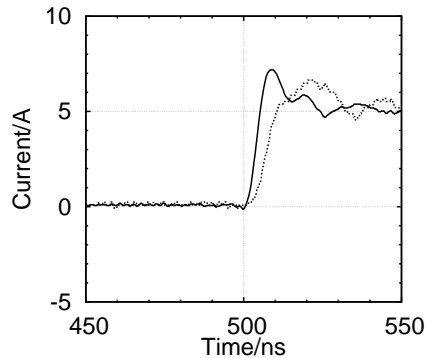


図 13 ターンオン時の I_D 波形。

Fig. 13. I_D waveform at turn on transient.

バーラップが少ないためスイッチング損失も低い。

図 14 に、電源電圧 100V の場合のスイッチングスイッチング時間の電流依存性を示す。1、2、5、8A の 4 条件で提案型ゲートドライバが高速に駆動しており、従来型と比較して、 t_{off} 、 t_{on} の平均値はそれぞれ 94%、71% となった。図 15 に、電源電圧 100V の場合のスイッチング損失の電流依存性を示す。スイッチング損失も、4 条件において、提案型ゲートドライバを用いた場合が低くなった。従来型と比較して、 E_{off} 、 E_{on} の平均値はそれぞれ 85%、72% となった。

図 16 に、スイッチング周波数を 10MHz としたときの V_{DS} 、

I_D の波形を示す。 V_{DS} の立ち上がり時間 $t_{r,VDS}$ 、立ち下がり時間 $t_{f,VDS}$ はそれぞれ 4.8ns、10ns となった。 $t_{f,VDS}$ は、13.56MHz の半周期 37ns の 27% である。この結果から、電力容量 500VA でスイッチング周波数 13.56MHz で動作させる場合、実現できるデューティー比の範囲は 27% ~ 73% である。

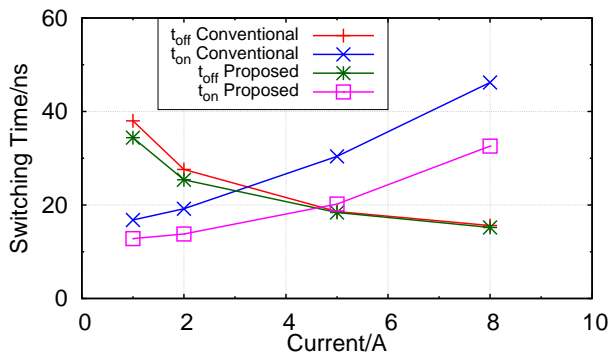


図 14 スイッチング時間の供給電流依存性。

Fig. 14. Current dependence of switching time.

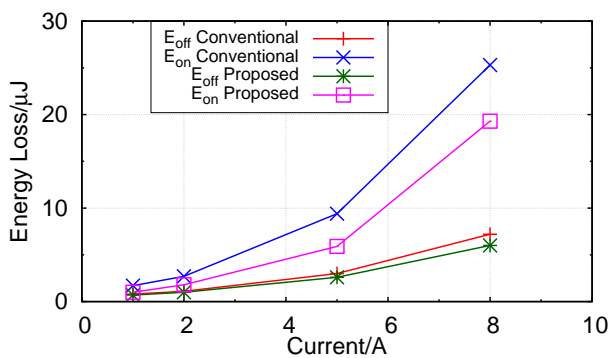


図 15 スイッチング損失の供給電流依存性。

Fig. 15. Current dependence of switching loss.

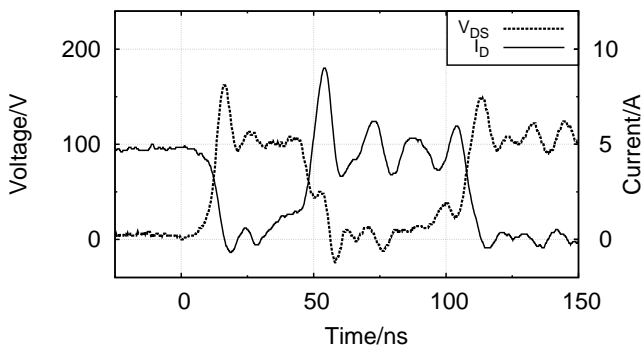


図 16 スイッチング周波数 10MHz での V_{DS} 、 I_D 波形。

Fig. 16. V_{DS} and I_D waveforms at 13.56MHz of switching frequency.

4. 結論

本稿では、インダクタを用いたゲートドライバを提案し、ゲートドライバの性能を評価した。提案型ゲートドライバは、インダクタがスイッチング時に電流源として動作するため、パワー MOSFET の内部ゲート抵抗の影響を無視して高速駆動できる。ダブルパルス試験により V_{GS} 、 V_{DS} 、 I_D の波形を測定した。

電源電圧 100V、供給電流 5A のとき、提案型ゲートドライバのスイッチング時間 t_{off} 、 t_{on} はそれぞれ従来型ゲート

ドライバの 83%、65% となった。また、10MHz でスイッチング動作を行ったところ、 V_{DS} の立ち上がり時間 $t_{r,VDS}$ 、立ち下がり時間 $t_{f,VDS}$ は、それぞれ 13.56MHz の半周期の 13%、27% となった。この条件で 13.56MHz でスイッチング動作させる場合、実現できるデューティ比は 27% ~ 73% である。今後は、DC/DC コンバータに従来型ゲートドライバと提案型ゲートドライバを実装した場合の変換効率の比較を行う。

謝辞

本研究は独立行政法人科学技術振興機構、京都地域スーパークラスタープログラムによる。

文 献

- (1) 日経エレクトロニクス: 飛躍する SiC と GaN (日経 BP 社, 2013) pp. 8-28.
- (2) 松波弘之教授のご厚意による。
- (3) S. Kimura, Y. Itoh, W. Martinez, M. Yamamoto and J. Imaoka: "Downsizing Effects of Integrated Magnetic Components in High Power Density DC-DC Converters for EV and HEV Applications": IEEE Transactions on Industry Applications **52** No. 4 (2016) 3294.
- (4) P. Anthony, N. McNeill and D. Holliday: "High-Speed Resonant Gate Driver With Controlled Peak Gate Voltage for Silicon Carbide MOSFETs": IEEE Transactions on Industry Applications **50** No. 1 (2014) 573.
- (5) F. Mo, J. Furuta and K. Kobayashi: "A low surge voltage and fast speed gate driver for SiC MOSFET with switched capacitor circuit", 2016 IEEE 4th Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA), pp. 282-285 (Nov 2016).
- (6) K. Yamaguchi, Y. Sasaki and T. Imakubo: "Low loss and low noise gate driver for SiC-MOSFET with gate boost circuit", IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp. 1594-1598 (Oct 2014).
- (7) A. Soldati, D. Barater, C. Concari, M. Galea and C. Gerada: "A voltage controlled power resistor circuit for active gate driving of wide-bandgap power devices", Industrial Electronics Society, IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE, pp. 002445-002450 (Nov 2015).

- (8) S. Inamori, J. Furuta and K. Kobayashi: “MHz-Switching-Speed Current-Source Gate Driver for SiC Power MOSFETs”, European Conference on Power Electronics and Application, pp. DS1a.2.1–2.7 (2017).
- (9) S. Yin, K. J. Tseng, C. F. Tong, R. Simanjorang, C. J. Gajanayake, A. Nawawi, Y. Liu, Y. Liu, K. Y. See, A. Sakanova, K. Men and A. K. Gupta: “Gate driver optimization to mitigate shoot-through in high-speed switching SiC half bridge module”, 2015 IEEE 11th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, pp. 484–491 (June 2015).