

電流形ゲート駆動回路を用いた高周波電力変換回路の実機検証

提橋 郁人* 日下 佳祐 折川 幸司 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Experimental Verifications of High Frequency Power Converter Using the Current Source Gate Drive Circuit
Ayato Sagehashi*, Keisuke Kusaka, Koji Orikiawa, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

In this paper, three types of the gate drive circuits; voltage source, current source with continuous current and current source with discontinuous current gate drive circuits are compared from the view point of power loss and the switching loss of the FET. It is confirmed that the power consumption of the gate drive circuit is reduced by 19.2% using the current source gate drive circuit with discontinuous current source compared with the voltage source gate drive circuit by switching test at 1 MHz. Secondary, the switching loss is evaluated experimental results. The turn on loss and the turn off loss are reduced by 18.2% and 14.6% respectively by using the current source gate drive circuit with discontinuous current source compared with the voltage source gate drive circuit by switching test at 1MHz. As a result, the current source gate drive circuit with discontinuous current is effective in a high-frequency switching operation.

キーワード：電圧形，電流形，高周波スイッチング，ゲート駆動回路
(Voltage source, Current source, High frequency switching, Gate drive circuit)

1. はじめに

近年、SiC や GaN を用いた次世代半導体素子の登場により、高周波スイッチングによる大容量電力変換器の小型化が盛んに研究されている⁽¹⁻⁶⁾。特に、SiC-MOSFET は従来の Si-MOSFET と比較して、デバイスの特性上高速スイッチングが可能であり、さらに低損失であることから、電力変換器の小型化に有効な半導体素子として注目されている。しかしながら、SiC-MOSFET は構造上 Si-MOSFET と比較してゲート・ソース間容量が大きくなる問題がある⁽⁷⁾。そのため、従来の電圧形ゲート駆動回路を適用した場合、ゲート抵抗を接続した駆動により、ゲート・ソース間容量の充電に用いられた電力は全て損失となる。その結果、回路の高周波化に伴い、ゲート駆動回路の損失が増大する。

そこで、MOSFET のゲート・ソース間容量を高速かつ低損失に充放電可能なゲート駆動回路の研究が盛んに行われている⁽⁸⁻¹¹⁾。文献(8)では、ゲート・ソース間容量に対して直列に共振用インダクタを挿入することで、共振を用いたスイッチングを実現している。この手法により、ゲート・ソース間容量に充電された電力は回生され、損失を低減することができる。しかしながら、共振を用いて駆動を行うことで、デューティが 50%に制限される。

一方、文献(9)では、インダクタを用いることで高速スイッチングを実現している。この手法は、プッシュプル形ゲート駆動回路において、充放電に寄与しない駆動用

MOSFET を用いてインダクタにエネルギーを蓄積する。その後、スイッチング時にインダクタへの電流が遮断されることで、インダクタに生じるサージ電圧をゲート電圧に重畳し高速スイッチングを実現する。しかし、本手法は駆動回路に用いる追加素子が多いため、回路が複雑化する。文献(10)(11)では主回路側に補助スイッチを挿入することで高速スイッチングを実現している。しかしながら、主回路構成を変更する必要があり、コスト増加などの課題がある。

本論文では、上記の問題を解決するため、MOSFET が容量性負荷であることに着目し、ゲート抵抗を接続せずに電流形ゲート駆動回路によりゲート・ソース間容量を高速にかつ低損失で充放電する手法を提案する。まず、従来の電圧形ゲート駆動回路、電流形ゲート駆動回路の動作原理および設計方法を説明する。その後、電圧形、電流形ゲート駆動回路において、駆動電力とスイッチング性能の観点から比較を行う。加えて、駆動電力の低減、高速スイッチングの両者を同時に実現するため、電源から MOSFET へ入力する電流を不連続とすることで導通損失を低減する電流形ゲート駆動回路を示す。次に、従来の電圧形ゲート駆動回路および入力電流を不連続とする電流不連続型ゲート駆動回路を用いてスイッチング試験を行い、それぞれのゲート駆動を実機検証する。最後に、100kHz から 1MHz までの駆動時におけるゲート駆動回路の駆動電力およびスイッチング試験から得られる FET のスイッチング損失をそれぞれ比較検討したので報告する。

2. ゲート駆動回路

(2-1) 電圧形ゲート駆動回路 図 1(a)に従来の電圧形ゲート駆動回路の回路図を示す。本回路は、ゲート抵抗とゲート・ソース間容量が構成する RC 直列回路の充放電と等価である。ゲート抵抗 R_g により時定数を調整することで駆動速度を変化させることが可能であるが、ゲート・ソース間容量 C_{gs} に蓄積された電力は全て損失となる。さらに、高周波スイッチングにおいて高い dv/dt を持つゲート電圧を実現するにはゲート抵抗 R_g を小さくすればよいが、それに伴ってゲート電流が増加するため駆動用 MOSFET の電流容量が増加する。

(2-2) 電流形ゲート駆動回路(電流連続型)

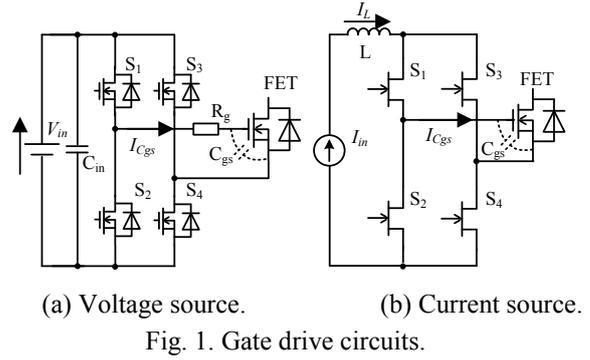
図 1(b)に電流形ゲート駆動回路を示す。ここで、入力電流 I_{in} は入力側に接続されるチョップ回路等により一定に制御されているものとし、その後段に小容量の入力リアクトルを挿入する。なお、ゲート駆動は低電圧であるため、逆耐圧特性を持つトランジスタの使用により、逆導通を阻止するダイオードを接続する必要がない。そのため、図 1(b)の構成で電流形ゲート駆動回路を実現可能である。

図 2 に電流形ゲート駆動回路のスイッチングパターンを示す。実際にはモードの切り替わり時にオーバーラップ時間が必要となるが、表記の簡単のため省略する。動作モード I ではゲート・ソース間容量 C_{gs} の充放電を伴わないため、 S_1 と S_2 をターンオンすることで入力電流を循環電流として流す。 S_2 をターンオフ、 S_4 をターンオンし、動作モード II へ移行する。この期間中、入力電流によりゲート・ソース間容量 C_{gs} を充電する。モード III ではモード I と同様にゲート・ソース容量の充放電をしないため、 S_3 と S_4 をターンオンして入力電流を循環させる。モード IV では S_2 と S_3 をオンすることで、ゲート・ソース間容量 C_{gs} を放電する。以降、モード I~IV を繰り返すことで主素子の高周波スイッチングを実現する。

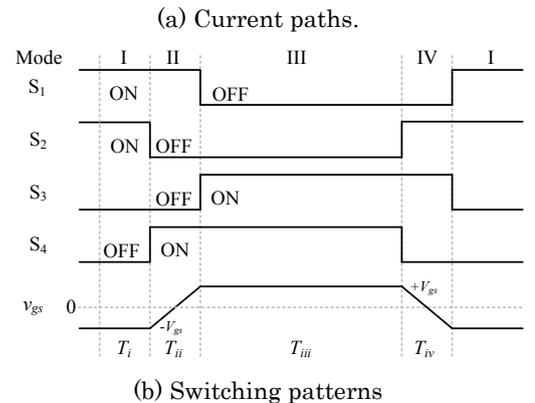
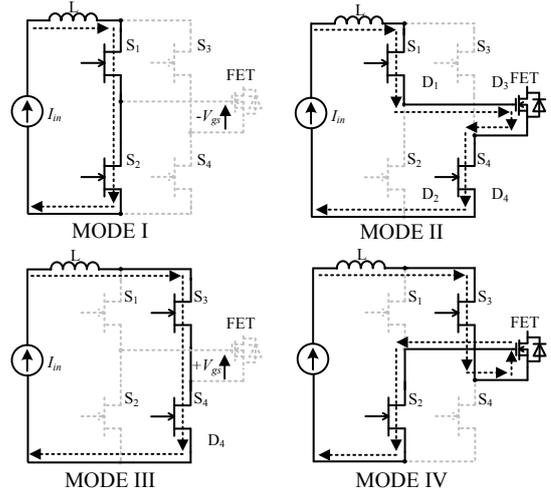
図 3 に設計フローチャートを示す。主回路で要求される MOSFET のスイッチング特性より、所望のゲート電圧変化率 dV_{gs}/dt を決定する。次に、(1)式より回路の入力電流 I_{in} を計算する。なお、ここで T_{ii} は動作モード II の継続時間である。このとき、ゲート・ソース間容量に流れる電流が一定であるため、ゲート電圧の上昇が線形であることから、 $dV_{gs}/dt = 2V_{gs}/T_{ii}$ である。

$$I_{in} = C_{gs} \frac{2V_{gs}}{T_{ii}} = C_{gs} \frac{dV_{gs}}{dt} \dots\dots\dots(1)$$

次に、(1)式で計算した電流を許容可能な駆動用 MOSFET を選定する。同様に(1)式を用いてゲート・ソース間容量 C_{gs} の充電に必要な充電時間 T_{ii} と T_{iv} を計算する。ここで、 T_{ii} はゲート電圧に正電圧を印加するためのゲート・ソース間容量 C_{gs} を充電する時間、 T_{iv} はゲート電圧に負電圧を印加するための充電時間である。ただし、これらの充放電時間が主回路 MOSFET のスイッチング周期 T_{sw} に対して充分短い



(a) Voltage source. (b) Current source.
Fig. 1. Gate drive circuits.



(a) Current paths. (b) Switching patterns
Fig. 2. Switching patterns and operation modes of the current source gate drive circuit. (Continuous current mode)

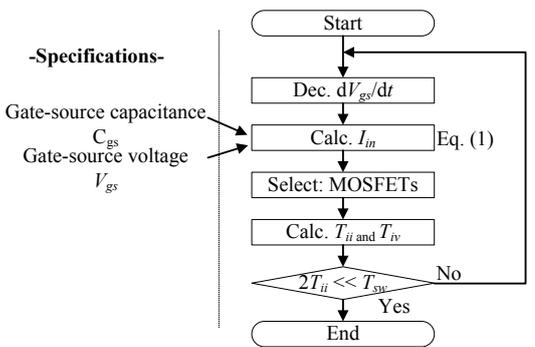


Fig. 3. Flowchart for design of the current source gate drive circuit.

必要がある。この条件を満たさない場合、 dV_{gs}/dt から再度設計を行う。

〈2・3〉 電流型ゲート駆動回路(電流不連続型)

図 1(b)に示した電流形ゲート駆動回路は、ゲート・ソース容量の充放電時以外、常に上下アームを短絡し循環電流を流すこととなる。これにより、MOSFET とダイオードの導通損失の増加を招く。そこで、本論文では平滑リアクトルの電流を不連続とすることで損失の低減を図る。

図 4 に電流不連続で動作する電流形ゲート駆動回路の動作モードを示す。本回路は図 1(b)の電流源を電圧源と平滑リアクトル L に置き換えた回路であるが、ゲート・ソース間容量 C_{gs} に対して平滑リアクトル L と駆動用 MOSFET のオン時間比率を適切に設計することで、リアクトル電流 I_L を不連続で動作させることができる。これにより平滑リアクトル L の充電時間(Mode I, IV)およびゲート・ソース間容量の充放電時間(Mode II, V)を除いて平滑リアクトル L に電流は流れない。したがって、電流連続で動作する電流形ゲート駆動回路を用いた場合と比較してゲート駆動回路の損失の低減が可能である。

動作モード I では S_1 と S_2 をターンオンすることにより、インダクタにエネルギーを蓄積する。次の動作モード II では S_2 をターンオフ、 S_4 をターンオンすることでインダクタのエネルギーを直流電源に重畳してゲート・ソース間容量 C_{gs} を正電圧に充電する。このモードでは電流が正弦波状に流れるため電流がゼロクロスした時点で D_1 がオフし、モード III に移行する。その後、全ての MOSFET をターンオフ時、ゲート電圧を維持する。モード IV からモード VI の動作は、ゲート・ソース間容量の電圧極性を除いてモード I から III までの動作と同様である。

3. 実機検証

電流形ゲート駆動回路の有用性を確認するため、従来の電圧形ゲート駆動回路、電流不連続型ゲート駆動回路を用いてスイッチング試験を行なった。なお、電流連続型のゲート駆動回路については、他のゲート駆動回路と比較して電流を還流させる時間が長く、導通損失の増加により駆動電力が大きくなるため、本論文では取り扱わない⁽¹²⁾。

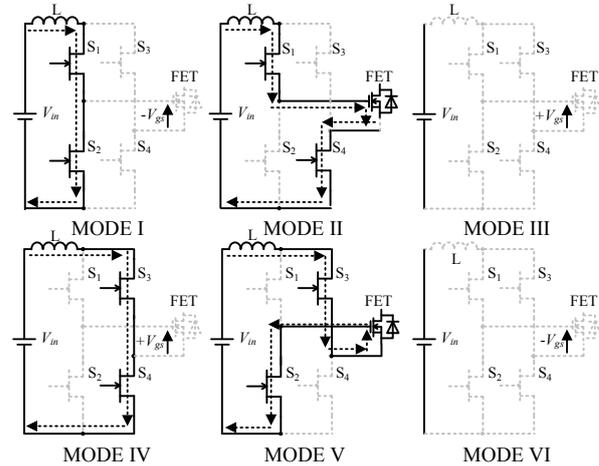
図 5 に実際のスイッチング試験の回路構成を示し、表 1 に各素子のパラメータを示す。本実験では、スイッチング

Table 1. Condition for switching test.

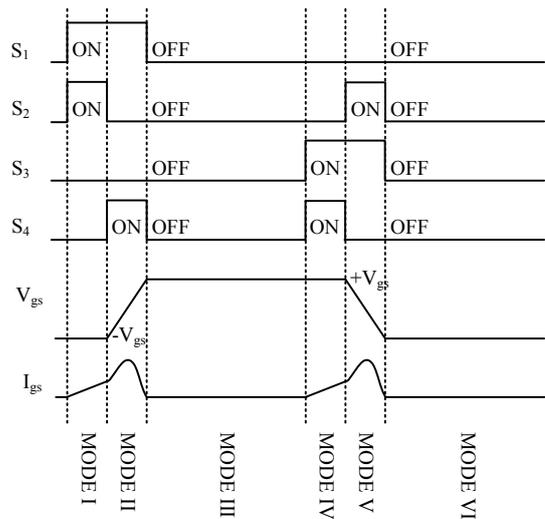
Input voltage V_{in}	48 V	
Gate source voltage V_{gs}	± 12 V	
Input capacitance C	4500 μ F	
Lode reactor L	45 μ H	
Lode resistance	2.5 Ω	
Gate resistance for voltage source gate drive circuit	1 Ω	
Switching device for gate drive	MOSFET: IRLML2060PbF(IR)	
	On resistance R_{ds}	0.48 Ω
	Gate and source capacitance C_{gs}	1180 pF
Diode device for gate drive	MUR420(ON Semiconductor)	
	Forward voltage V_F	0.88 V
Switching device	MOSFET: IRFB4020PbF(IR)	
Diode	SCS220KG (Rohm)	

試験を行う MOSFET を駆動するため、従来の電圧形ゲート駆動回路および電流不連続型のゲート駆動回路を使用する。また、スイッチング周波数を 100 kHz から 1 MHz まで変化させた場合にゲート駆動電力を測定した。

図 6 に、スイッチング周波数 100 kHz における、従来の電圧形ゲート駆動回路を適用した場合のスイッチング試験測定結果、図 7 に電流不連続型ゲート駆動回路を用いた場合



(a) Current paths.



(b) Switching patterns.

Fig. 4. Operation modes of the current source gate drive circuit with discontinuous current.

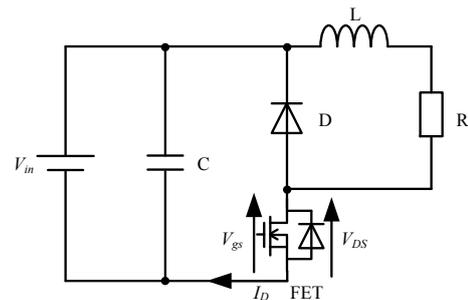


Fig. 5. The circuit diagram of the switching test.

のスイッチング試験結果を示す。図 6, 7 どちらのスイッチング試験においても, MOSFET のスイッチングが行われていることが確認できる。しかしながら, どちらのゲート駆動を用いた場合もスイッチング波形のゲート電圧が振動する。これは, ゲート・ソース間容量の充電完了後のタイミングにおいて, ゲート・ソース間容量および駆動回路と MOSFET 間の配線インダクタンスが共振しているためである。この振動は, FET のゲート電圧における閾値より高い電圧, あるいは 0V 以下で振動しているため, スwitchング時の問題にはならない。

図 8, 9 にスイッチング周波数 1 MHz 駆動時の各ゲート駆動回路を適用した場合のスイッチング試験の結果を示す。図 8, 9 の測定波形から, 100 kHz と同様に MOSFET のスイッチングが行われていることが分かる。しかしながら, スwitchング周波数 100 kHz 駆動時と同様に, スwitchング波形測定時のゲート電圧が振動している。また, 電流不連続型のゲート駆動回路では, ゲート電圧が正から負の電圧に切り替わる期間において, 電圧が降下中に一度上昇している。これは, 駆動回路内のスイッチングパターンにおいて, オーバーラップ時間を設定しており, その間にゲート電圧が変動してしまうためである。なお, オーバーラップ時間が短いほど一時的な電圧降下および上昇は小さく, 今回の実験においても 0V 以下でゲート電圧に変動が起きていることから, 駆動上は問題ないことが分かる。

4. ゲート駆動回路性能比較

〈4.1〉 ゲート駆動電力比較 図 10 に測定した従来の電圧形と電流不連続型のゲート駆動時に発生するゲート駆動回路の駆動電力を示す。なお, 実機実験による測定は, スwitchング周波数 $f_{sw}=100$ kHz から 1 MHz の間で行なった。また, 駆動回路のゲート・ソース間容量に inputsするピーク電流を 1.5 A に統一し, スwitchング試験と同時に測定を行なった。図 10 より, スwitchング周波数 100 kHz 時の電流不連続型のゲート駆動電力は 0.077 W, 従来の電圧形のゲート駆動電力は 0.084 W となり, 電流不連続型のゲート駆動回路の適用により, 駆動電力を 8.2%低減可能であることが確認できる。また, スwitchング周波数を 1 MHz とした場合, 電流不連続型では駆動電力が 1.2 W, 従来の電圧形では 1.5 W となり, 駆動電力を 19.2%低減することができる。このことから, 電流不連続型のゲート駆動回路はスitchング周波数が高いほど損失低減効果が大きいことが分かる。これは, 電流形ゲート駆動回路のモード II, V において, 逆極性の電圧を印加する際に, ゲート・ソース間容量に充電されたエネルギーが電源へ回生されるためである。以上の結果より, ゲート駆動に電流形を採用することで, 高周波スitchング時でも低損失なゲート駆動回路を実現できる。

〈4.2〉 スwitchング損失比較

電流不連続型ゲート駆動回路の適用により dV_{DS}/dt の改善を確認するため, 3 章のスイッチング試験から得られるドレ

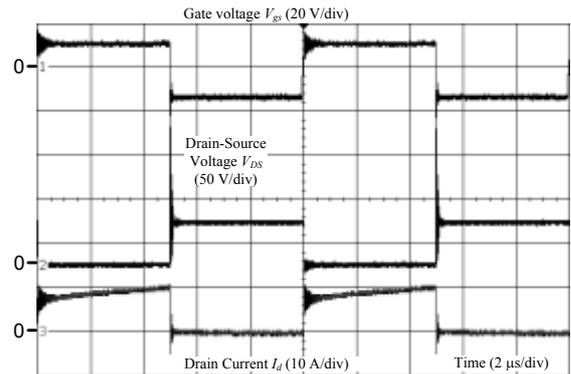


Fig. 6. Measurement waveform of switching test using the voltage source gate drive circuit. ($f_{sw} = 100$ kHz)

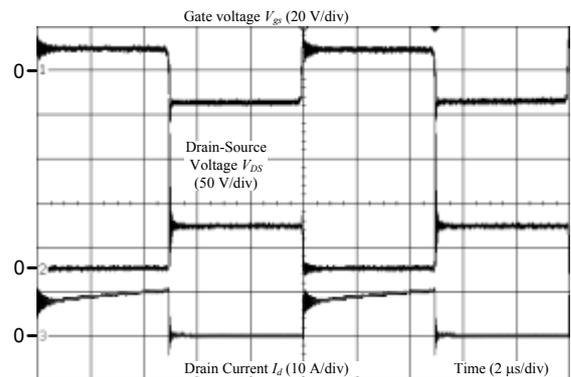


Fig. 7. Measurement waveform of the gate voltage rise using the current source gate drive circuit. ($f_{sw} = 100$ kHz)

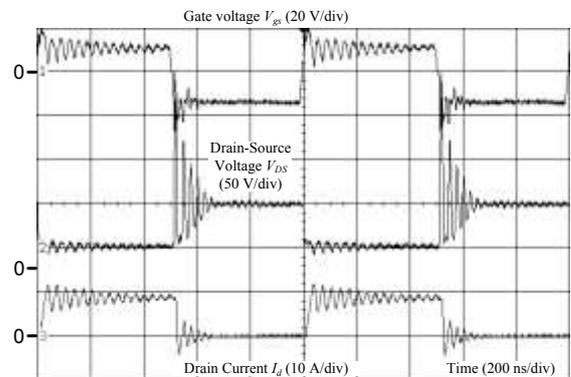


Fig. 8. Measurement waveform of the gate voltage rise using the voltage source gate drive circuit. ($f_{sw} = 1$ MHz)

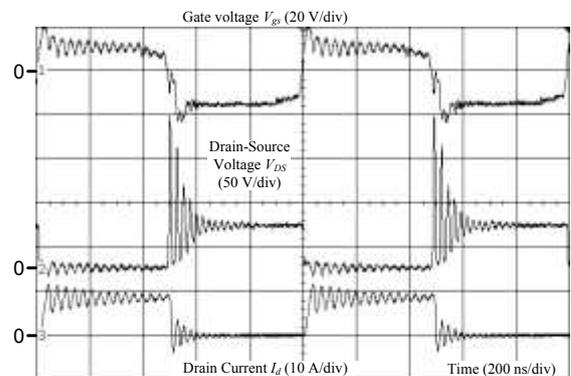


Fig. 9. Measurement waveform of the gate voltage rise using the current source gate drive circuit. ($f_{sw} = 1$ MHz)

イン・ソース間電圧 V_{DS} 、ドレイン電流 I_D を用いて、スイッチング損失を計算する。

図 11, 12 にスイッチング周波数が 100 kHz における、各ゲート駆動回路を適用した際のドレイン・ソース間電圧 V_{DS} 、ドレイン電流 I_D の測定波形を示す。図 11, 12 より、スイッチング周波数 100 kHz においては、従来の電圧形および電流不連続型ゲート駆動回路どちらの駆動においても同様のスイッチングが可能であることが分かる。さらに、ドレイン・ソース間電圧 V_{DS} を見ると、サージ電圧のピークが従来の電圧形の場合は 195 V、電流不連続型の場合は 193 V と同等の動作ができてることが分かる。

図 13, 14 にスイッチング周波数 1 MHz における各ゲート駆動回路を適用したドレイン・ソース間電圧 V_{ds} 、ドレイン電流 I_d の測定波形を示す。図 13, 14 より 100 kHz と同様に、どちらも 1 MHz で同様の駆動が可能であることが分かる。しかしながら、ドレイン・ソース間電圧 V_{ds} を見ると、従来の電圧形ゲート駆動を適用した場合は 196 V であるのに対し、電流不連続型では 169 V と 14%低いことが分かる。これは電流不連続型ゲート駆動回路を用いた場合、従来の電圧形ゲート駆動回路と比較して、ゲート電圧の立ち下がり波形に差があるためである。

図 15 に各ゲート駆動回路を適用した場合における、スイッチング時のターンオン、ターンオフ損失を示す。図 15 より、従来の電圧形ゲート駆動回路、電流不連続型ゲート駆動回路のどちらを使用した場合においてもターンオン、ターンオフ損失がドレイン電流の増加に伴い、増加傾向にあることが分かる。

ターンオン損失については、ドレイン電流 8.5 A 時に、従来の電圧形ゲート駆動回路使用時は 0.62 W、電流不連続型ゲート駆動回路の場合は 0.51 W と 18.2%低減されていることが確認できる。また、測定した全ての電流値に対して電流不連続型ゲート駆動回路がターンオン損失を低減できていることが分かる。

一方、ターンオフ損失については、軽負荷を除くその他の領域において、従来の電圧形ゲート駆動回路と比較して小さくなる事が分かる。なお、ドレイン電流 8.5 A 時のターンオフ損失は、従来の電圧形ゲート駆動回路では 1.4 W、電流不連続型では 1.2 W と 14.6%低減できている。

今回の測定において、ターンオン損失およびターンオフ損失に大きな差が生じた要因として、ドレイン・ソース間電圧のサージ電圧、ターンオン時の電流の立ち上がり速度があげられる。これらはスイッチング試験回路内に含まれる配線インダクタンスの影響によって生じており、高速スイッチング時に大きなサージ電圧が発生するためターンオフ損失が大きくなったと考えられる。また、ターンオン損失については、配線インダクタンスの影響により電流の立ち上がり速度が遅くなったため、損失が低い値となったことが考えられる。

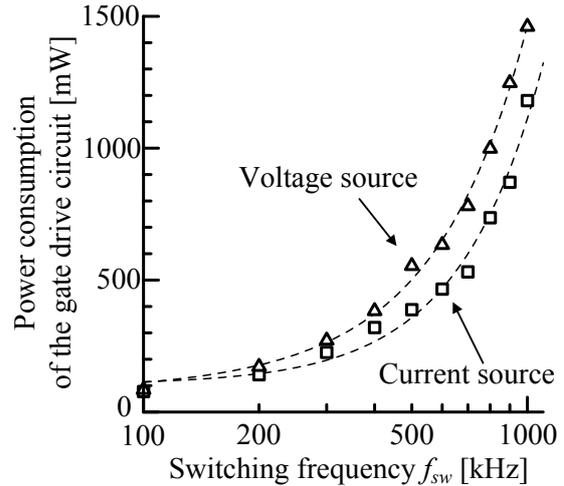


Fig. 10. Comparison of power consumption between two gate drive circuits.

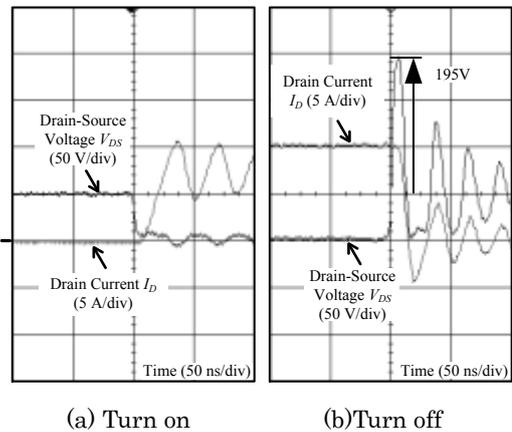


Fig. 11. Measurement waveform of switching test using the voltage source gate drive circuit. ($f_{sw} = 100$ kHz)

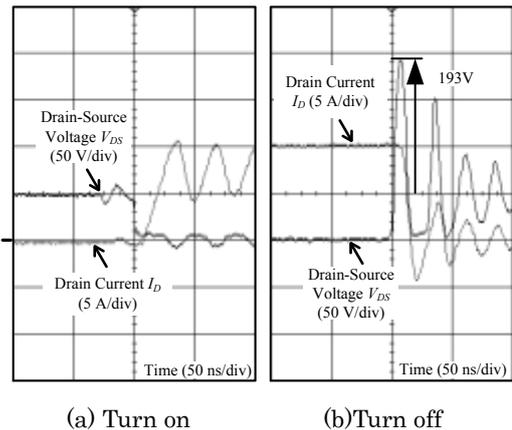


Fig. 12. Measurement wave form of the switching test using the current source gate drive circuit. ($f_{sw} = 100$ kHz)

5. 結論

本論文では半導体スイッチの更なる高速スイッチング化、低電力駆動を目的として、ゲート・ソース間容量を高速に充放電可能な電流形ゲート駆動回路を検討した。はじ

めに、従来の電圧形ゲート駆動回路、入力電流を連続動作させる電流連続型ゲート駆動回路、入力電流を不連続動作させた電流形ゲート駆動回路を示した。次に、従来の電圧形ゲート駆動回路、電流不連続型ゲート駆動回路を用いたスイッチング試験を行い、スイッチング周波数 100 kHz から 1 MHz における各動作波形を示した。

さらに、FET の駆動を行なった際における従来の電圧形ゲート駆動回路と電流不連続型ゲート駆動回路の駆動電力を測定した。その結果、スイッチング周波数 1 MHz とした場合、従来の電圧形ゲート駆動回路は 1.5 W であるのに対し、電流不連続型は 1.2 W とおよそ 20% 低減できることを確認し、高周波駆動時に電力を低減可能であることを確認した。

最後に、スイッチング試験時のターンオン、ターンオフ損失を測定し比較検討を行なった。その結果、ドレイン電流 8.5 A の場合、ターンオン損失は 18.2%、ターンオフ損失は 14.6% 低減できることを確認し、高速スイッチング時において、駆動する FET のターンオン、ターンオフ損失を低減できることを検証した。

以上のことより、高周波スイッチングを行う場合には、電流不連続で動作する電流形ゲート駆動回路を適用することにより、従来の電圧形ゲート駆動回路と比較して低電力駆動が可能であり、スイッチング損失低減が可能であることを実験より明らかにした。

今後は、今回提案した電流不連続で動作する電流形ゲートドライブ回路の設計法の明確化と、電力変換器への適用による検証を行う予定である。

文 献

- (1) 山岸 達也・赤木 泰文・木ノ内 伸一・宮崎 裕二・小山 正人：「SiC-MOSFET/SBD モジュールを用いた 750V, 100kW, 20kHz 双方向絶縁形 DC/DC コンバータ」, 電気学会論文誌 D, Vol. 134, No. 5, pp. 544-553 (2014)
- (2) 菊間 俊明・石川 忠夫・高崎 昌洋・餅川 宏・葛巻 淳彦・小谷 和也・村尾 武：「SiC デバイスを適用した柱上設置 STATCOM の回路方式比較」, 電学論 D, Vol. 132, No. 9, pp. 865-874(2012)
- (3) 豊田 基・林 祐輔・三浦友史・伊瀬敏史：「LLC 共振コンバータを応用した直流給電用コンセント・プラグの実験による特性検証」, 平成 26 年電気学会全国大会, Vol. 4, No. 007, pp. 17-18 (2014)
- (4) S. Safari, A. Castellazzi, P. Wheeler: "Experimental and Analytical Performance Evaluation of SiC Power Devices in the Matrix Converter", *IEEE Trans. On Power Electronics*, Vol. 29, No. 5, pp. 2584-2596(2014)
- (5) R. Mitova, R. Ghosh, U. Mhaskar, D. Klikic, W. Miao-Xin, A. Dentella: "Investigations of 600-V GaN HEMT and GaN Diode for Power Converter Applications", *IEEE Trans. On Power Electronics*, Vol. 29, No. 5, pp. 2441-2452(2014)
- (6) Di Han, J. Noppakunkajorn, B. Sarlioglu: "Comprehensive Efficiency, Weight, and Volume Comparison of SiC- and Si-Based Bidirectional DC-DC Converters for Hybrid Electric Vehicles", *IEEE Trans. On Vehicular Technology*, Vol. 63, No. 7, pp. 3001-3010(2014)
- (7) J. Jordan, V. Esteve, E. Sanchis-Kilders, E.J. Dede, E. Maset, J.B. Ejea, A. Ferreres: "A Comparative Performance Study of a 1200 V Si and SiC MOSFET Intrinsic Diode on an Induction Heating Inverter", *IEEE Trans. On Power Electronics*, Vol. 29, No. 5, pp. 2550-2562 (2014)
- (8) 石垣 将紀・藤田 英明：「低損失・高周波動作が可能な MOSFET 用共振形ゲートドライブ回路」, 電気学会論文誌 D, Vol. 127, No. 10, pp. 1090-1096 (2007)

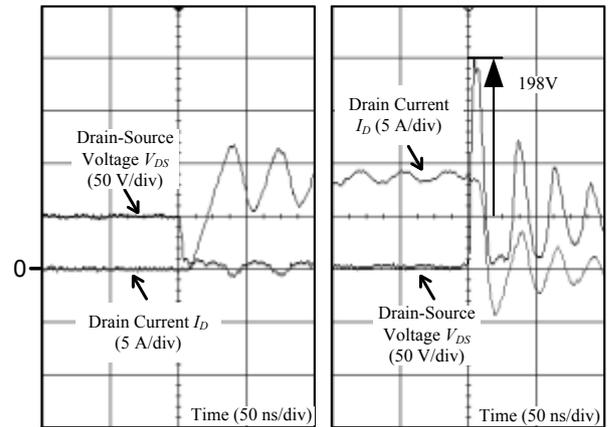


Fig. 13. Measurement waveform of switching test using the voltage source gate drive circuit. ($f_{sw} = 1$ MHz)

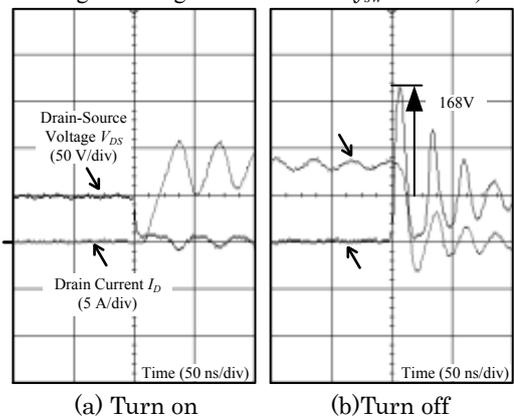


Fig. 14. Measurement wave form of the switching test using the current source gate drive circuit. ($f_{sw} = 1$ MHz)

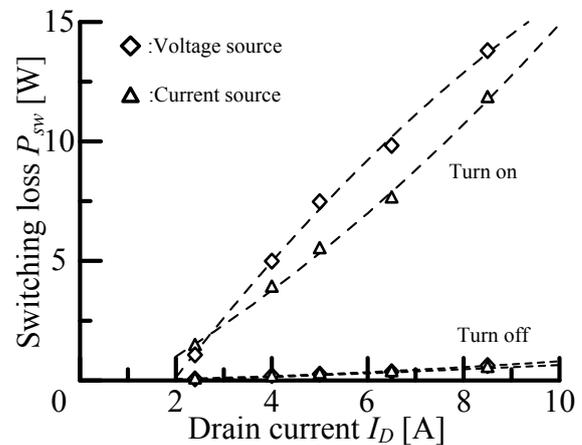


Fig. 15. Comparison of each switching loss between two gate drive circuits.

- (9) 野口 季彦・矢島 哲志・小松 宏禎：「次世代超高速スイッチング素子ゲート駆動回路の開発」, 電気学会論文誌 D, Vol. 129, No. 1, pp. 46-52 (2009)
- (10) 村田 宗洋・野口季彦：「ゲートドライブ電源を利用した MOSFET スwitchングアシスト回路の設計法」, SPC 鹿児島, SPC-14-77, pp. 79-84 (2014)
- (11) 野口 季彦・水野 知博：「負荷短絡補助回路を用いた MOSFET の高速スイッチング法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 132, No. 5, pp. 598-599 (2012)
- (12) 提橋 郁人, 日下 佳祐, 折川 幸司, 伊東 淳一：「高周波インバータ向け電流形ゲート駆動回路に関する基礎検討」, 平成 26 年電気学会電子・情報・システム部門大会, MC6-4, pp. 1368-1371 (2014)