

# 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

提橋 郁人\* 日下 佳祐 折川 幸司 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

## Fundamental Investigation of Current Source Gate Drive Circuits for a High Frequency Inverter

Ayato Sagehashi\*, Keisuke Kusaka, Koji Oriki, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

In this paper, three types of 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 rate of change of gate voltage. It is confirmed that the rate of change of gate voltage is improved to 2.3 times by using the current source inverter with discontinuous current source compared with the voltage source gate driver circuit. Additionally, the power loss of the current source gate drive circuit is reduced by 63% compared to the conventional voltage source gate drive circuit at a switching frequency of 1 MHz. The current source gate drive circuit with discontinuous current is effective in a high-frequency operation.

キーワード：高周波スイッチング，電圧形，電流形，ゲート駆動回路

(Keywords, high frequency switching, voltage source, current source, 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が登場したことで，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<sup>(1-3)</sup>。特に，SiC-MOSFET は従来の Si-MOSFET に比べて，高速スイッチング，低損失などの利点を有しており，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 Si-MOSFET に比べてゲート・ソース間容量が大きい。これにより，従来の電圧形駆動回路では高速にスイッチングすることができず，SiC-MOSFET の高速スイッチング特性を十分に生かしきれないという問題がある。また，電圧形ゲート駆動回路ではゲート・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ため，高周波で回路を駆動する場合には損失が増大する。

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<sup>(4-7)</sup>。文献(4)ではゲート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てスイッチングを実現している。これにより，ゲート・ソース間容量に充電された電力は再生されることとなり，損失の低減に効果がある<sup>(4)</sup>。しかしながら，共振を用いているためデューティが 50% に制限される。

一方，文献(5)ではインダクタを用いて高速スイッチングを実現している。この手法では，プッシュプル形ゲート駆

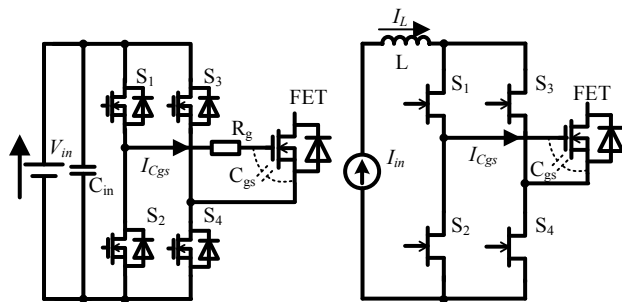
動回路において充放電に寄与していない形の駆動用 MOSFET を用いてインダクタにエネルギーを蓄積する。その後，スイッチング時にインダクタへの電流が遮断されることでインダクタに生じるサージ電圧をゲート電圧に重畳することで高速スイッチングを実現する。しかし，本手法は追加部品が多く，回路が複雑化する。また，文献(6)(7)では主回路側に補助スイッチを挿入することで高速スイッチングを図っているが，主回路構成の変更が必要となる。

本論文では，上記の問題を解決するため電流形ゲート駆動回路に着目し，その動作解析と従来の電圧形ゲート駆動回路との比較を行う。電流形ゲート駆動回路では，電圧形の従来のゲート駆動回路と比較して，ゲート抵抗による電流制限が不要となるため，高速なスイッチングが可能となる。まず，電流形ゲート駆動回路の動作原理と設計方法を説明する。その後，電圧形と電流形ゲート駆動回路において，電力損失とスイッチング性能の観点から比較を行う。加えて，電力損失の低減と高速スイッチングの両者を実現するため，入力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し，その動作をシミュレーションにて検証したので報告する。

### 2. ゲート駆動回路

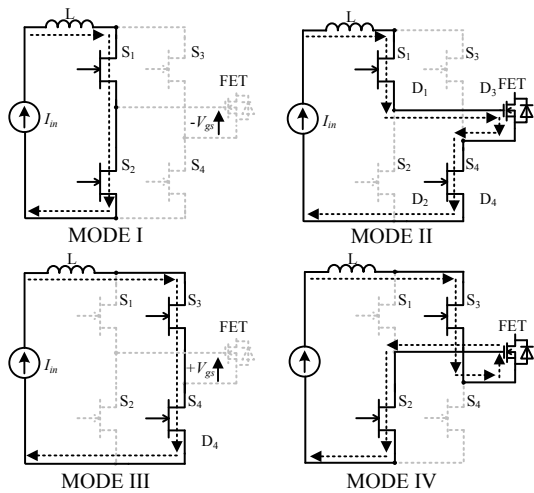
〈2・1〉 電圧形ゲート駆動回路 図 1(a)に従来の電圧形ゲート駆動回路の回路図を示す。本回路は，ゲート抵抗とゲート・ソース間容量が構成する RC 直列回路の充放電と

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スイッチングスピードを変化させることが可能であるが、ゲート・ソース容量  $C_{gs}$  に蓄積された電力は全て損失となる。さらに、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、それとともに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。これにより、SiC-MOSFET のようにゲート・ソース間容量が大きい場合にはスイッチング速度が制限される。



(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 current source gate drive circuit (Continuous current).

## (2.2) 電流形ゲート駆動回路(電流連続形)

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、スイッチング周波数ごとにモード 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。また、ゲート・ソース間容量に流れる電流が一定である、つまり、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。

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

(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。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。

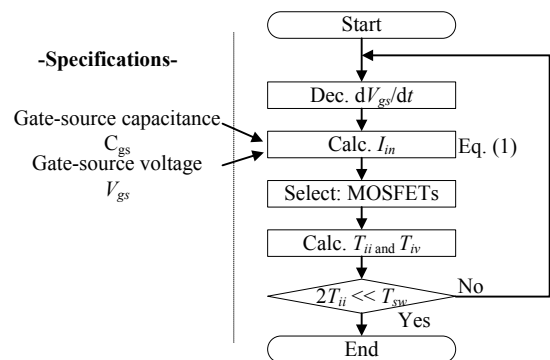


Fig. 3. Flowchart for design of current source gate drive circuit.

### (2・3) 電流形ゲート駆動回路(電流不連続形)

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  $C_{gs}$  を正方向に充電する。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. シミュレーション

図 5(a)に電流連続型、図 5(b)に電流不連続型の動作波形を示す。動作条件は周波数  $f_{sw}=100$  kHz で  $\pm 12$  V の振幅となるゲート電圧を出力する。なお、電流連続形における入力電流  $I_{in}$ 、電流不連続形におけるリアクトル電流  $I_L$  の最大電流値は 4.8 A とし、ゲート・ソース間容量  $C_{gs}$  は 5000 pF、平滑リアクトル  $L$  は 35 nH とする。

動作条件下でゲート駆動を行う場合、図 5(a)の電流連続形では、ゲート・ソース間容量  $C_{gs}$  の充電に掛かる時間は 26.7 nsec である。また、図 5(b)の電流不連続形については、ゲート・ソース間容量  $C_{gs}$  の充電時間は 43.3 nsec である。電流連続型に対し、電流不連続型で充電時間が掛かる原因は、電流連続型では電流源を接続しているが、電流不連続型は電圧源と平滑リアクトル  $L$  を接続している。そのため、最大電流一定で充電することが出来ないため、充電時間に差が生じている。

### 4. 損失の比較

表 1 に損失の比較条件、図 6 に各ゲート駆動回路の損失比較結果を示す。本比較は、同定格の駆動用 MOSFET を用いて行う。なお、電流形ゲート駆動回路の場合、(1)式より明らかのように入力電流  $I_{in}$  とゲート電圧変化率  $dV_{gs}/dt$  が比

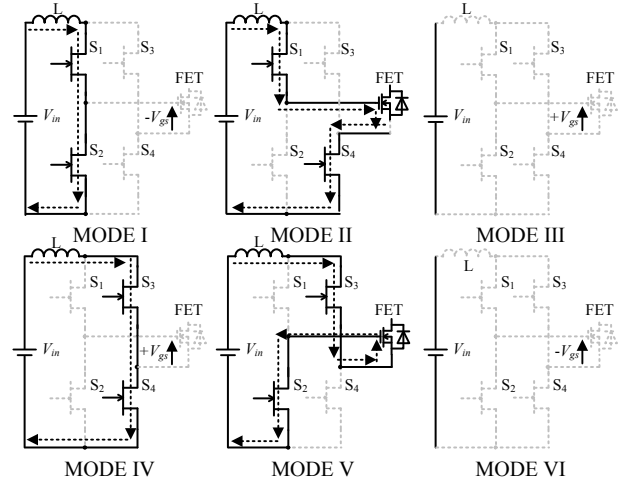
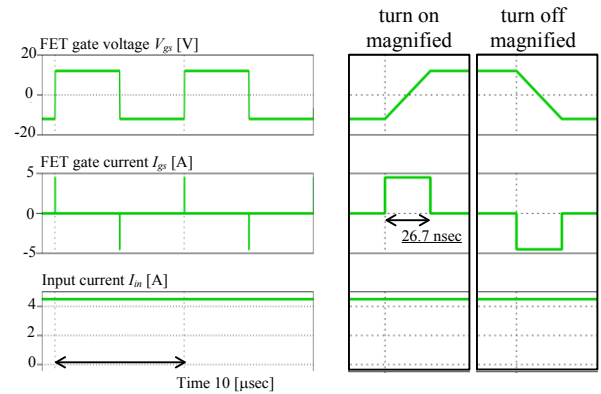
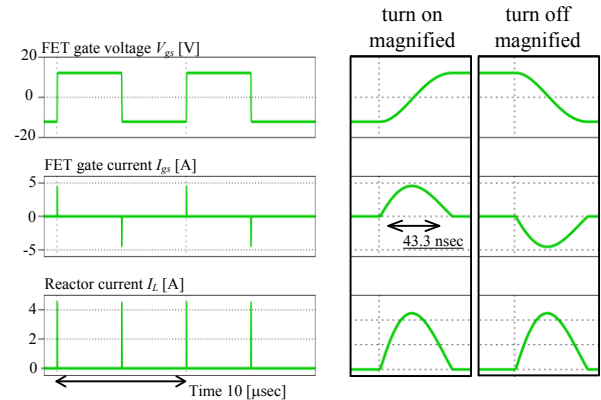


Fig. 4. Operation modes of current source gate drive circuit with discontinuous current.



(a) Continuous current mode



(b) Discontinuous current mode

Fig. 5. Simulation waveforms.

Table. 1. Conditions for loss comparison.

Gate source voltage $V_{gs}$	$\pm 12$ V
Switching frequency $f_{sw}$	100 kHz
Input reactor $L$	35 $\mu$ H
FET Gate capacitance $C_{gs}$	5000 pF
Switching device	MOSFET:IRLML2060PbF(IR)
	On resistance $R_{DS}$
Diode device	MUR420(ON Semiconductor)
	Forward voltage $V_F$

例の関係にあり、入力電流値により大きく損失が変化する。そこで、電流形ゲート駆動回路を評価する場合には、スイッチング周期  $T_{sw}$  に対してゲート・ソース間容量の充放電時間  $T_{ii}$ ,  $T_{iv}$  を  $1/10$  とすることとし、直流電流値をスイッチング周期毎に変更している。なお、本解析ではインダクタで生じる損失は無視しているため、実際には電流形の損失は今回の解析結果より大きくなる。

比較結果より、電流形ゲート駆動回路(電流連続)を用いた場合、電圧形と比較して 2 MHz までの周波数では損失の低減効果がある。しかしながら、4 MHz 以上でスイッチングする場合、駆動用 MOSFET の定格電流を超える入力電流が必要となるため、これ以上高周波での駆動は不可能である。

さらに、実際には定電流源として動作するチョッパ回路等を回路の前段に挿入する必要があることから、さらなる損失の増加が懸念される。したがって、電流連続で動作するゲート駆動回路の使用は適切でない。

一方、電流不連続で動作する電流形ゲート駆動回路に着目すると、スイッチング周波数が 100 kHz までの領域では、電圧形による損失との差は小さい。これは素子数が増加したことでスイッチング損失及び導通損失が増加しているためである。しかしながら、スイッチング周波数が 1 MHz 以上の領域では損失の低減効果が顕著に表れており、例えば 1 MHz では電圧形と比較して損失を 63%低減可能である。これはゲート抵抗が不要であるためである。したがって、今回提案した電流形ゲート駆動回路を用いる場合、1 MHz 以上の周波数帯で用いることでゲート駆動回路の損失低減に大きく貢献可能である。

## 5. ゲート電圧変化率 $dV_{gs}/dt$ の比較

従来の電圧形ゲート駆動回路では、ゲート電圧の電圧変化率  $dV_{gs}/dt$  はゲート抵抗と MOSFET のゲート・ソース間容量により制限される。一方、電流形ゲート駆動回路ではゲート抵抗が不要であり、電圧変化率を改善可能である。

図 7 にゲート電圧変化率を示す。なお、ここでスイッチング周波数は 100 kHz とした。電流形ゲート駆動回路を用いることで、ゲート電圧変化率は電圧形の場合と比較して平均 2.3 倍改善可能である。このことから、電流形ゲート駆動回路は高速スイッチングに適する。

## 6. 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を目的として、ゲート・ソース間容量を高速に充電可能な電流形ゲート駆動回路を検討した。電流連続で動作する電流形ゲート駆動回路の損失を解析した結果、入力電流とゲート電圧変化率  $dV_{gs}/dt$  は比例関係にあり、駆動用 MOSFET の電流定格によりスイッチング速度は制限を受ける本問題を解決するため、本論文では新たに電流不連続で動作する電流形ゲート駆動回路を評価した。この回路を用いることで、従来の電圧形ゲート駆動回路に対して損失を 63%低減可能(スイッチング周波数 1 MHz 時)であることを明らかに

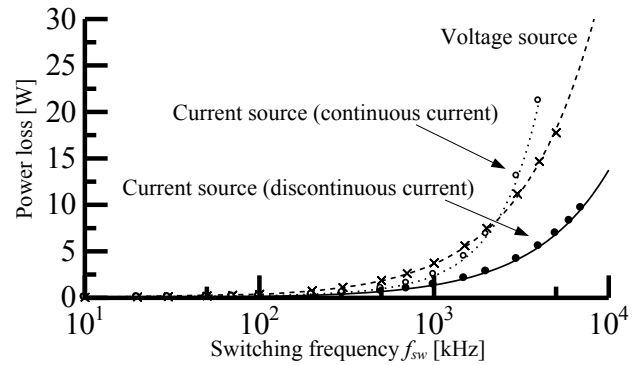


Fig. 6. Comparison of power loss among the gate drive circuits.

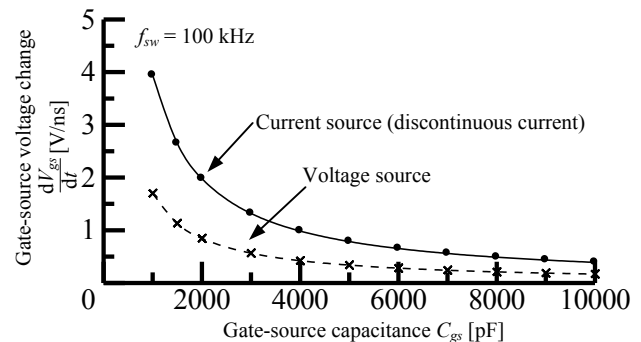


Fig. 7. Comparison of  $dV_{gs}/dt$  between the gate drive circuits.

した。また、電流形ゲート駆動回路を用いることで、ゲート電圧変化率  $dV_{gs}/dt$  を電圧形駆動回路に対して、平均 2.3 倍に向上できる。

以上のことより、高周波スイッチングを行う場合には、電流連続で動作する電流形ゲート駆動回路が有効である事が明らかになった。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、実機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) 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)
- (5) 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)
- (6) 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)
- (7) 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)