

# ゲートドライブ電源昇圧補助回路を用いた MOSFET の高速スイッチング法

村田 宗洋\*      水野 知博      野口 季彦      (静岡大学)

## High-Speed Switching Method of MOSFET Using Voltage Boost Auxiliary Circuit Fed by Gate Drive Power Supply

Munehiro Murata, Tomohiro Mizuno, Toshihiko Noguchi (Shizuoka University)

This paper describes a high-speed switching method of a MOSFET. By using a voltage boost auxiliary circuit fed by a gate drive power supply, the turn-off time of the MOSFET can be reduced and becomes almost constant regardless of the load. It was confirmed through experimental tests that the turn-off time was effectively shortened by the proposed method, especially at a low-load range.

キーワード：MOSFET, 高速スイッチング, ターンオン, ターンオフ, 補助回路, チョップパ

Keywords : MOSFET, high-speed switching, turn-on, turn-off, auxiliary circuit, chopper

### 1. はじめに

MOSFET を高速スイッチングするには、ターンオン時間とターンオフ時間の両方を短縮することが求められる。ターンオン時間は、ゲート入力容量を高速に充電することにより短縮することができる<sup>(1)</sup>。筆者らはこれまで主回路の負荷に並列接続した補助回路を用いることでターンオフ時間の短縮を試みてきたが、本稿ではゲートドライブ回路に補助回路を設けることによりターンオフ時間を短縮する手法を提案する<sup>(2)</sup>。チョップパを適用例として実機検証を行ったので報告する。

### 2. 回路構成と動作原理

#### (2-1) 回路構成

図 1 にゲートドライブ電源昇圧補助回路を、図 2 にチョップパ主回路を示す。電源電圧  $E$  を 140 V、ゲートドライブ電源  $E_d$  を 12 V とし、主素子  $S_1$  には ST 製 Y60NM60、補助素子  $S_2$  には ST 製 P12NM60、補助ダイオード  $D_1$  および  $D_2$  には infineon 製 D06S60、還流ダイオード  $D_h$  には infineon 製 D12S60、ツェナーダイオード ZD には ON Semiconductor 製 1N5349BG、インダクタ  $L$  には 12  $\mu$ H のものを用いた。

#### (2-2) 動作原理

従来回路ではターンオフ時間は負荷と  $S_1$  の出力容量  $C_o$  の時定数で決定される。このため軽負荷時にはターンオフに時間がかかる。提案回路では  $S_1$  がオフした直後に  $S_2$  をオフすることによって  $E_d \rightarrow D_1 \rightarrow L \rightarrow S_2$  の経路で  $L$  に貯めたエネルギーを  $E_d \rightarrow D_1 \rightarrow L \rightarrow D_2 \rightarrow ZD \rightarrow S_1$  の経路で放出し、イン

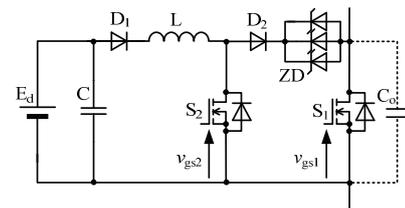


図 1 提案する補助回路

Fig.1. Proposed auxiliary circuit.

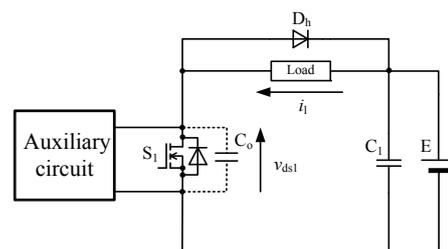


図 2 チョップパ主回路

Fig.2. Main circuit of chopper.

パルス状の電流を流す。これにより  $S_1$  の出力容量  $C_o$  を急速に充電し、ターンオフ時間を大幅に短縮することができる。

### 3. 実機検証

提案した補助回路の有効性を確認するために、チョップパに補助回路を適用して実機検証を行った。負荷を 800  $\Omega$  - 0.8 mH としたとき従来回路と提案回路で実機試験を行い、動作周波数 100 kHz, デューティサイクル 50% の動作波形を図 3

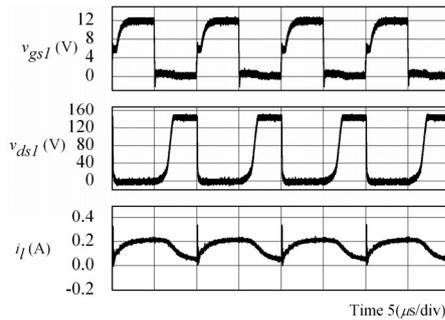


図 3 従来回路の実験波形

Fig.3. Experimental waveforms of conventional circuit.

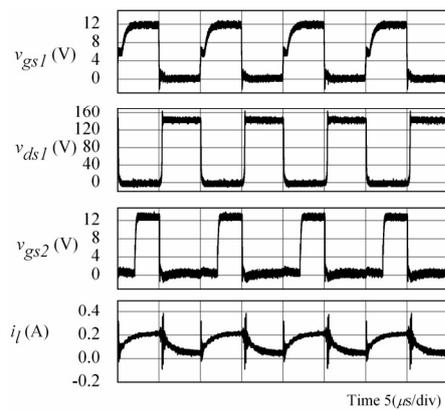
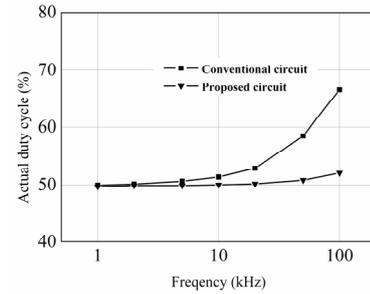
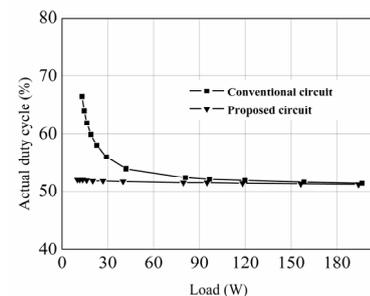
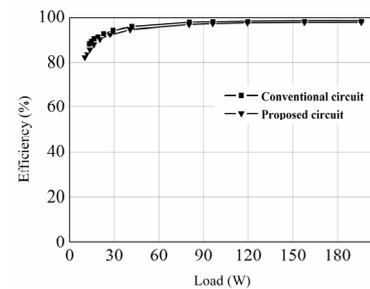


図 4 提案回路の実験波形

Fig.4. Experimental waveforms of proposed circuit.

および図 4 に示す。これらの図から従来回路に比べて提案回路では主素子のゲートソース電圧  $v_{gs1}$  がオフした後、主素子のドレインソース電圧  $v_{ds1}$  が急速に立ち上がっており、ターンオフ時間を短縮できることが確認できる。 $dv/dt$  はそれぞれ  $0.16 \text{ kV}/\mu\text{s}$ ,  $1.49 \text{ kV}/\mu\text{s}$  となった。また、負荷を  $800 \Omega - 0.8 \text{ mH}$  とし周波数を変更したときの周波数と実際のオンデューティサイクルの関係を図 5 に示す。この図より、高周波になるほど従来回路は 50% から乖離するが、提案回路では 50% に近い運転を行えることが確認できる。動作周波数 100 kHz のとき、実際のオンデューティサイクルはそれぞれ 66.4%, 52.0% となった。次に、動作周波数 100 kHz における負荷と実際のオンデューティサイクルの関係を図 6、負荷と効率の関係を図 7 に示す。図 6 からわかるように、従来回路に比べ提案回路では軽負荷時にデューティサイクルが 50% に近い運転を行える。これは、軽負荷時には負荷電流が小さく従来回路では  $S_1$  の出力容量  $C_o$  を充電するのに時間がかかるが、重負荷時には負荷電流が大きいので従来回路でも  $S_1$  の出力容量  $C_o$  を急速に充電できるためである。また、50% から 1.5 ポイント程度乖離しているがこれは主素子と補助素子のデッドタイムと LC 共振による  $C_o$  の充電時間によるものである。図 7 からわかるように提案回路では従来回路に比べ効率が下がる。これは  $S_2$  のスイッチング損および導通損が付加されるためである。13 W 出力時に効率が 2.3 ポイント悪化することを確認した。

図 5 周波数-実際のオンデューティサイクル特性  
Fig.5. Frequency-actual duty cycle characteristic.図 6 負荷-実際のオンデューティサイクル特性  
Fig.6. Load-actual duty cycle characteristic.図 7 負荷-効率特性  
Fig.7. Load-efficiency characteristic.

#### 4. まとめ

本稿ではゲートドライブ電源昇圧補助回路を用いた MOSFET の高速スイッチング法をチョッパに適用し、実機検証を行った。その結果動作周波数 100 kHz、負荷を  $800 \Omega - 0.8 \text{ mH}$  としたとき実際のオンデューティサイクルを 14.4 ポイント改善できることを確認した。また今後は、このゲートドライブ電源昇圧補助回路をインバータにも適用し、その効果を検証していく所存である。

#### 文 献

- (1) 矢島・野口:「インダクティブパルス重畳方式による超高速スイッチング素子の駆動回路」電気学会全国大会, Vol.4, pp.270-271 (平 20)
- (2) 水野・野口:「スイッチングアシスト補助回路を用いた MOSFET の高速スイッチング法」電力技術/電力系統技術/半導体電力変換合同研究会, PE-13-030, PSE-13-046, SPC-13-066 (平 25)
- (3) 餅川・小山:「小型・低損失インバータを実現する新回路技術」東芝レビュー 2006 vol. 61, No. 11, pp. 32-35 (2006)