

# GaN-FET を用いた高周波スイッチング PWM インバータシステムの総合効率評価

荒木 隆宏\*, 折川 幸司, 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Evaluation of an Efficiency of High-frequency Switching PWM Inverter System using GaN-FET  
Takahiro Araki, Koji Orikiwa, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

## 1. はじめに

近年、モータ駆動システムにおいてインバータの小形化が進められ、EMC フィルタ体積の割合が相対的に増加している。また、SiC-MOSFET や GaN-FET などのワイドバンドギャップデバイスの普及により高周波スイッチングへの期待が高まっている<sup>(1)</sup>。そこで著者らはこれまでにスイッチングの高周波化による EMC フィルタの小形化を検討した。一方、インバータの高効率化に伴い EMC フィルタで発生する損失の割合が相対的に増加することが懸念される。

本論文では試作したモータ駆動システムの効率を実験において評価した。その結果、EMC フィルタで発生する損失は PWM インバータで発生する損失の 2% 以下であり、システム全体の効率に影響を及ぼさないことを確認した。

## 2. 実験条件

### <2.1> EMC フィルタと PWM インバータの試作

図 1 に EMC フィルタの回路図を示す。X コンデンサ  $C_X$  は入力率、Y コンデンサ  $C_Y$  は漏れ電流、コモンモード用リアクトル  $L_C$  はフィルタ減衰率に基づき設計する<sup>(2)</sup>。なお、ディファレンシャルモード用リアクトルはコモンモード用リアクトルの漏れインダクタンスと仮定する。

図 2 に試験回路構成を示す。表 1 に試験条件を示す。PWM インバータは GaN-FET ( $V_{DSmax}=600V$ ,  $I_{Dmax}=10A$ ) により構成し、V/f 制御により誘導機を無負荷運転する。なお、PWM 信号は三相変調を用いて生成し、デッドタイム誤差補償は行わない。システム全体の効率は EMC フィルタ、整流器、PWM インバータ、それぞれの入出力電力をパワーメータで測定し評価する。なお、図 2 のシステムでは整流器にダイオード整流器を用いているが、これはキャリア周波数が 150kHz 以上の場合はダイオード整流器を使用しても PWM 整流器を用いてもほぼ同じ体積となるためである。

### <2.2> 体積の推定

EMC フィルタのリアクトル体積  $vol_L$  は Area Product<sup>(3)</sup> の考え方に基づくと(1)式で求められる。

$$vol_L = K_v \left( \frac{2W}{K_u B_m J} \right)^{\frac{3}{4}} \dots \dots \dots (1)$$

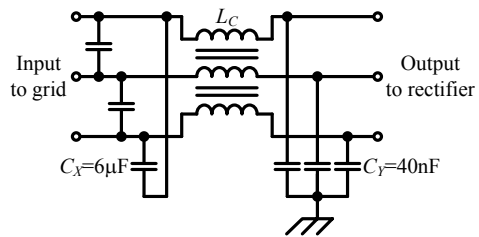


Fig. 1. Circuit diagram of an EMC filter.

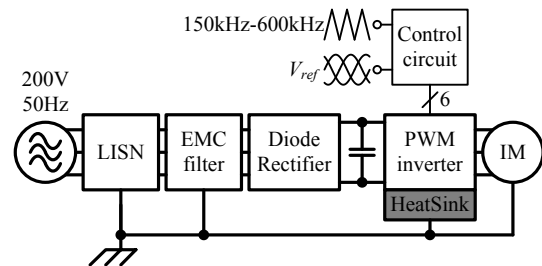


Fig. 2. Conduction noise measurement system.

Table 1. Experimental condition.

Output voltage	173V
Output frequency	43Hz
Modulation factor	1
Dead time	100ns
Common mode reactor	700uH

Table 2. Parameters of cooling system.

CSPI	2
Ambient temperature	20°C
Junction temperature	100°C

ここで、 $K_v$ :コア形状定数、 $W$ :リアクトルの最大蓄積エネルギー、 $K_u$ :窓の占積率、 $B_m$ :コアの最大磁束密度、 $J$ :巻線の電流密度である。なお、フィルタコンデンサ体積はキャリア周波数に依存しないため考慮しない。

インバータ冷却用の冷却装置体積  $vol_{cooling}$  は単位体積あたりの冷却性能を示す CSPI を用いて(2)式で求められる<sup>(4)</sup>。

$$vol_{cooling} = \frac{P_{loss}}{(T_j - T_a) \times CSPI} \dots \dots \dots (2)$$

ここで、 $P_{loss}$ :インバータで発生する損失、 $T_j$ :スイッチング素子のジャンクション温度、 $T_a$ :冷却装置の周囲温度である。表 2 に冷却装置の設計条件を示す。CSPI は自然空冷を想定し、2 とする。

### 3. 実験結果

#### <3.1>効率評価結果

図3に損失測定結果を示す。なお、PWMインバータで発生する損失のうち、キャリア周波数に依存しない損失を導通損失、比例する損失をスイッチング損失とする。効率測定時は誘導機をV/f制御で無負荷運転しているため、PWMインバータの効率は低い。一方、EMCフィルタで発生する損失は非常に小さく、PWMインバータで発生する損失の2%以下である。したがってEMCフィルタでの発熱は小さく、その体積は損失よりも素子パラメータに依存する。

#### <3.2>体積推定結果

図4に各キャリア周波数におけるEMCフィルタリアクトル体積とPWMインバータ用冷却装置体積の計算結果を示す。キャリア周波数150kHzでの体積を基準として比較した結果、キャリア周波数を300kHzに高周波化することによって合計体積は53%低減される。一方、300kHzよりも高いキャリア周波数ではスイッチング損失の増加に伴う冷却装置の大形化により合計体積は増加する。

図5にキャリア周波数の変化に対する体積と効率の関係を示す。なお、キャリア周波数150kHzでの体積と効率を基準とし、左上に近づくほど高効率かつ小形なパワー密度の高いシステムであることを表している。結果より要求される効率により合計体積が最小となるキャリア周波数は150kHzから300kHzの範囲で一意に決定する。

#### <3.3>雑音端子電圧測定結果

図6に試作したモータ駆動システムをキャリア周波数300kHzで動作させた際の雑音端子電圧測定結果を示す。なお、PWMインバータで発生する雑音端子電圧のみを評価するため、システム全体で発生する雑音端子電圧からインバータ停止時に発生する雑音端子電圧を差し引き評価する。その結果、キャリア周波数である300kHzとその整数倍にピークが存在するものの、測定した雑音端子電圧はCISPRの規制値以下であり、設計したEMCフィルタの妥当性を確認した。

### 4. まとめ

本論文では試作したモータ駆動システムの効率と雑音端子電圧を実験において評価した。その結果、EMCフィルタで発生する損失は非常に小さく、システム全体の効率に影響を及ぼさないことを確認した。また、EMCフィルタ体積は素子パラメータに依存し、冷却装置との合計体積はキャリア周波数300kHzで最小となることを確認した。

#### 文献

- (1) 荒井, 吉田: 「SiC素子の基礎と応用」
- (2) 荒木, 伊東: SPC-13-117 (2013)
- (3) Wm T Mclyman: “Transformer and inductor design handbook”
- (4) U. DROFENIK et al.: PCIM Europe, pp.608-619 (2005)

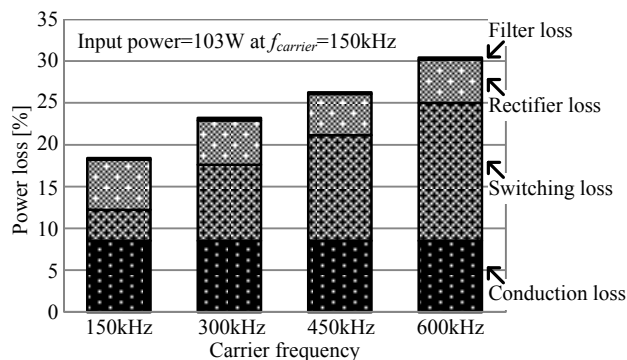


Fig. 3. Experimental results of power loss of the system.

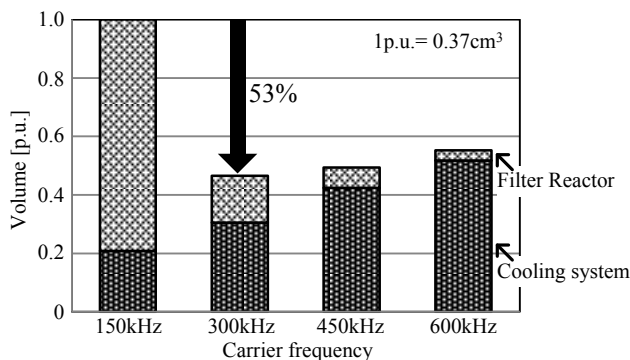


Fig. 4. Calculation result of volume.

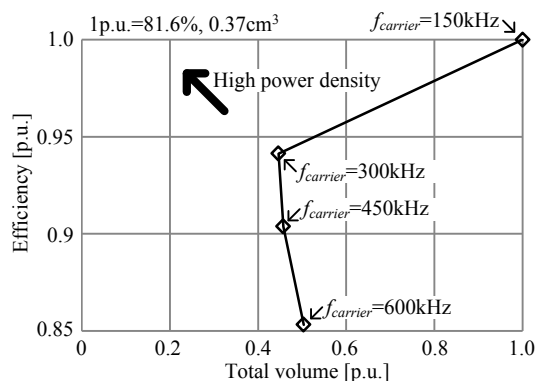


Fig. 5. Relationship between total volume and efficiency.

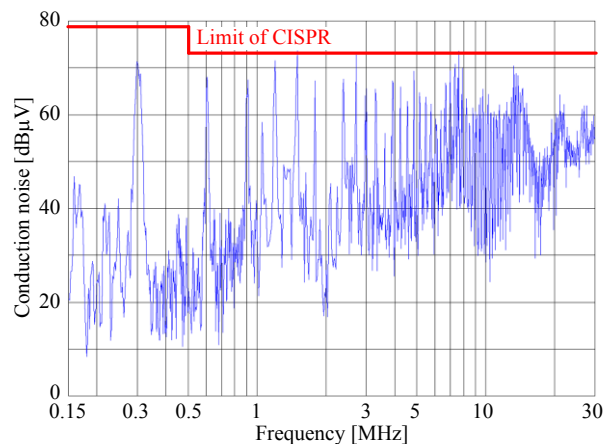


Fig. 6. Conduction noise of the prototype inverter system with the designed EMC filter.