

GaN-FET を用いたモータドライブ用 PWM インバータの EMC フィルタを考慮した総合体積評価

学生員 荒木 隆宏 正員 折川 幸司 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Evaluation of Total Volume for PWM Inverter with GaN-FET in a Motor Drive System considering EMC Filter

Takahiro Araki, Student Member, Koji Orikiawa, Member, Jun-ichi Itoh, Member (Nagaoka University of Technology)

This paper investigates the volume of a PWM inverter for an adjustable speed drive that is constructed by GaN-FET considering EMC filter. At first, the relationships between the number of filter stages and the volume of reactors that are used for EMC filter are mentioned. Second, the relationships between the carrier frequency of GaN-FET inverter and the total volume are clarified according to each the number of filter stages. As a result, the total volume of the inverter system that contains a multi stage EMC filter and a cooling system will be reduced by 5% compared to single stage EMC filter system. In addition, it is confirmed that the carrier frequency of the GaN-FET inverter that achieves a smallest inverter system varies depending on the rated power of the system.

キーワード : EMC フィルタ, モータ駆動システム, 伝導ノイズ, 高周波スイッチング

Keywords : EMC filter, Motor drive system, Conduction noise, High-frequency switching.

1. はじめに

EMC フィルタは受動素子で構成されるため小形化が困難であり、システム全体の中で占める割合が相対的に増加している。EMC フィルタはノイズの減衰率に基づき設計され、そのノイズは PWM インバータのキャリア周波数により変化する。したがってキャリア周波数を増加させ、PWM インバータで発生するノイズを高周波化させることにより EMC フィルタの小形化が可能である。特に LC フィルタは多段化することにより高周波領域での減衰率を大幅に向上させることが可能なため、キャリアを高周波化する場合は多段化された EMC フィルタが非常に有効である。しかし、キャリアの高周波化はスイッチング損失の増加を招くため、冷却装置が大形化する。そのためキャリアの高周波化による EMC フィルタの小形化と冷却装置の大形化を合わせて検討する必要がある。また、電力変換回路の容量によって発生する損失は変化するため、モータ駆動システム全体の小形化には電力変換回路容量と冷却装置体積及び EMC フィルタ体積の関係を検討する必要がある。

PWM インバータの高周波化には高速スイッチング可能なスイッチング素子が求められるが、現在使用されているシリコンデバイスは物性値に由来する性能限界に達しつつあり、性能の大幅な向上は困難であると考えられている⁽¹⁾。一方、近年ではシリコンカーバイド(SiC)やガリウムナイ

トライド(GaN)などの次世代ワイドバンドギャップ半導体を用いたスイッチング素子が盛んに研究されている⁽²⁾。これらは従来のシリコンデバイスと比較し、低損失、高速スイッチングなどの優れた動作特性が確認されており、注目されている。次世代デバイスの優位性は主に、効率や高温動作について報告されているが、モータ駆動システムにおいて小形化の観点から論じられた論文は著者らの知る限りない。

本論文では GaN-FET を用いたモータ駆動システムに使用される EMC フィルタに着目し、フィルタの段数、電力変換回路の容量毎にキャリア周波数と体積の関係について検討を行った。その結果、高い減衰率が要求される条件においてフィルタの多段化は効果的であり、1 段のフィルタを用いた場合と比較し総合体積が 5% 低減される見込みを得た。また、電力変換回路の大容量化に伴いキャリア周波数をより高く設定することで小形化を実現できることを確認した。

2. 冷却装置体積と EMC フィルタ体積

<2.1> 電力変換回路の損失

図 1 に本論文において検討するモータ駆動システムの構成図を示す。まず、PWM インバータの各スイッチング素子で発生するスイッチング損失 P_{SW} は(1)式で求められる⁽³⁾。

$$P_{SW} = \frac{V_{DC} I_m}{4\pi V_{DC} I_{md}} (e_{on} + e_{off}) f_{carrier} \dots \dots \dots (1)$$

ここで、 V_{DC} :直流電圧、 I_m :出力電流最大値、 e_{on} 及び e_{off} :1回のスイッチングで発生するターンオン損失及びターンオフ損失、 V_{DCd} 及び I_{md} :データシート上のスイッチング時間測定条件の電圧、電流、 $f_{carrier}$:キャリア周波数である。

表1に設計に用いたパラメータを示す。

PWMインバータで発生する損失 P_{loss} はスイッチング損失と導通損失 P_{CON} の合計であり、(2)式により求められる。

$$P_{loss} = 6(P_{SW} + P_{CON}) = 6 \left(P_{SW} + \frac{I_m^2}{2} R_{ON} \right) \dots\dots\dots (2)$$

ここで R_{ON} :FETのオン抵抗である。

<2.2> 冷却装置の体積

一般的に冷却性能は熱抵抗で表されるが、冷却装置の熱抵抗は体積に依存する。そこで単位体積あたりの冷却性能を示すCSPI(Cooling System Performance Index)を用いて評価する。CSPIは体積と熱抵抗の積の逆数であり、熱抵抗、上昇温度、損失の関係から冷却装置体積 $vol_{cooling}$ は(3)式で求められる⁽⁴⁾。

$$vol_{cooling} = \frac{1}{R_{th} \times CSPI} = \frac{P_{loss}}{(T_j - T_a) \times CSPI} \dots\dots\dots (3)$$

ここで、 R_{th} :冷却装置の熱抵抗、 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、 P_{loss} :スイッチング素子の損失である。

<2.3> EMCフィルタの設計

図2に多段EMCフィルタの回路図を示す。多段EMCフィルタは1段のフィルタを直列に接続して構成する。

図2において各線間に接続されるXコンデンサ C_{Xn} は軽負荷時に力率の悪化を招くため、軽負荷時に許容される最大電流進み角を用いて(4)式で計算される。

$$C_{Xn} = \frac{\sqrt{3}k I_m \phi}{n \omega V_{in}} \dots\dots\dots (4)$$

ここで、 k :負荷率(出力電力/定格電力)、 I_m :入力電流、 ϕ :最大電流進み角、 n :フィルタ段数、 ω :入力角周波数、 V_{in} :入力電圧である。

次に各相とフレームグランド(FG)間に接続するYコンデンサ C_{Yn} には入力電源周波数に応じた漏れ電流が流れるため、許容される漏れ電流値に基づき(5)式で計算される。

$$C_{Yn} = \frac{\sqrt{3}I_{leak}}{n \omega V_{in}} \dots\dots\dots (5)$$

ここで I_{leak} :漏れ電流である。

以上の(4)式と(5)式により各フィルタに用いるコンデンサの容量が決定できる。一方、リアクトルは減衰させるノイズの大きさと周波数から求められる。なお、ディファレンシャルモードノイズとコモンモードノイズは文献5の分離回路を用いて分離する。一般的にローパスフィルタは周波数が高いほど減衰率が高くなるので、EMCフィルタを接続しない条件においてCISPRの規制値を大きく超えた低い周波数 ω_{Att} とそのゲイン G_0 からフィルタの減衰率を設定する。

ディファレンシャルモード用リアクトル L_{Dn} とコモンモード用リアクトル L_{Cn} は各ノイズの上限値を G_f とすれば、LCフィルタの減衰率から(6)式により求められる。

$$L_n = \left(\frac{1}{\omega_{Att}^{2n} C_n^n (G_0 - G_f)} \right)^{\frac{1}{n}} \dots\dots\dots (6)$$

なお、ノイズは電力変換回路の浮遊容量により発生するため、シミュレーションでは浮遊容量をモデル化して再現する必要がある。本論文では直流リンク部と大地間、負荷中性点と大地間の浮遊容量を考慮する⁽⁶⁾。また、測定にはモデル化したLISNで観測された雑音端子電圧にスペクトルアナライザの設定と同様のデータ処理を行う⁽⁷⁾。

<2.4> EMCフィルタの体積

本論文ではEMCフィルタに使用する全てのコンデンサとリアクトルの合計体積をEMCフィルタの体積として評価する。なお、XコンデンサとYコンデンサはフィルタ段数が変化した場合も合計の容量が等しいため、体積は一定と仮定して市販されている製品のカタログ値から算出する。

一方、リアクトルはコアの窓面積と断面積の積によりコアを選定するArea Product⁽⁸⁾の考え方に基づき設計する。こ

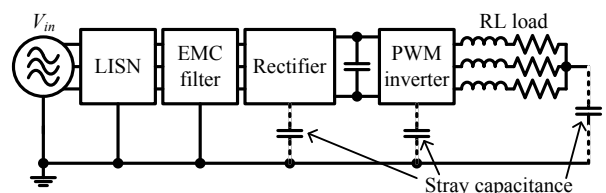


Fig. 1. Conduction noise measurement system.

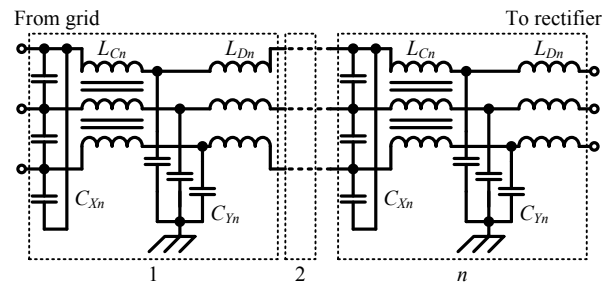


Fig. 2. Circuit schematics of multi stage EMC filter.

Table 1. Simulation Parameters.

Input voltage V_{in}	200V
Input frequency f_{in}	50Hz
Output voltage V_{out}	100V
Output frequency f_{out}	50Hz
Power factor $\cos\phi$	0.85
On-resistance R_{ON}	100mΩ
Turn on time Δt_{on}	50ns
Turn off time Δt_{off}	50ns
Ambient temperature T_a	20°C
Junction temperature T_j	100°C
CSPI	5
Load factor k	0.1
Lead angle ϕ	10π/180rad
Leakage current I_{leak}	1mA

のとき、リアクトルの体積 vol_L は(7)式により求められる。

$$vol_L = K_v \left(\frac{2W}{K_u B_m J} \right)^3 \dots \dots \dots (7)$$

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。

すなわち、Area Product によりコアを設計すると、リアクトルの体積はインダクタンスに蓄積される最大エネルギーの 3/4 乗に比例する。

3. 検討結果

<3.1> フィルタ段数とリアクトル体積

図 3 に定格容量 3.7 kW、キャリア周波数 300 kHz におけるディファレンシャルモードフィルタのフィルタ段数とリアクトル体積の関係を示す。なお、それぞれの減衰率 Att においてフィルタ段数が 1 段の場合のインダクタンス値とリアクトル体積を 100%として比較する。ここで、減衰率 Att は推定した雑音端子電圧から設計したフィルタの減衰率であり、-106 dB=1 p.u.である。また、本論文ではフィルタ段数が増えた場合も X コンデンサと Y コンデンサの合計体積は一定と仮定するため、リアクトル体積が最小となる時点で EMC フィルタ体積が最小となる。図 3(a)より、 $Att=1$ p.u. では、EMC フィルタ体積が最小となるフィルタ段数が 2 段であることを確認できる。一方、 $Att=0.1$ p.u.の減衰率が要求される図 3(b)の場合は 1 段、 $Att=10$ p.u.の減衰率が要求される図 3(c)の場合は 3 段で EMC フィルタ総合体積が最小となる。なお、ディファレンシャルモードフィルタも同様に、要求される減衰率によってリアクトル体積および EMC フィルタ総合体積が最小となるフィルタ段数は変化する。

<3.2> フィルタ段数と総合体積

図 4(a)に定格容量 3.7 kW 時のキャリア周波数と総合体積の関係をフィルタ段数毎に示す。なお、総合体積が最小となるキャリア周波数は 150 kHz 以上のため、本論文では 150 kHz から 750 kHz の範囲で検討を行う⁽⁹⁾。図 4(a)よりフィルタ段数に依らずキャリア周波数が 300 kHz の際に総合体積が最小となる。これはキャリア周波数が 300 kHz よりも低い場合は EMC フィルタが、高い場合は冷却装置が大形化するためである。つまり、キャリア周波数が低い領域ではフィルタ段数が総合体積に大きく影響する。また、図 4(a)の結果よりフィルタ段数が 2 段の時に総合体積が最小となり、1 段フィルタの場合と比較して総合体積が 5%低減される見込みを得た。したがって EMC フィルタの多段化は高い減衰率が求められる場合に効果的だが、要求される減衰率が低い場合は部品点数の増加により総合体積の大形化を招く。

図 4(b)に定格容量 750 W 時のキャリア周波数と総合体積の関係をフィルタ段数毎に示す。図 4(a)の結果と異なり、フィルタ段数が 1 段と 2 段の場合はキャリア周波数が 200 kHz の際に総合体積が最小となる。これは電力変換回路容量の変化に伴い発生するノイズの大きさが異なるため、EMC フ

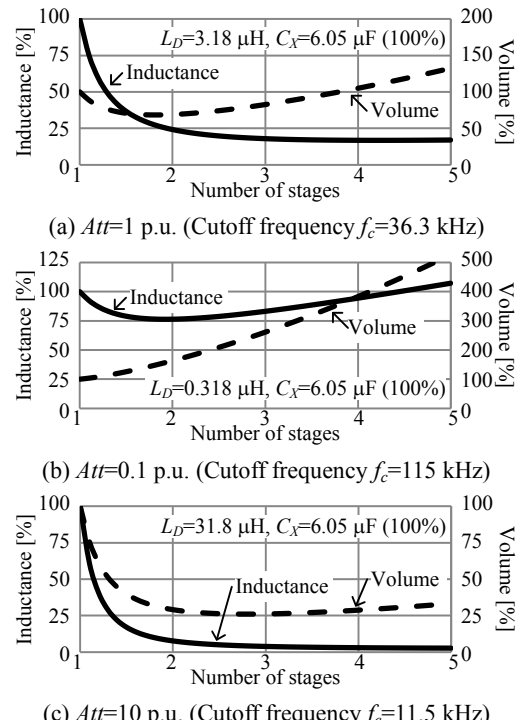


Fig. 3. The relationships between the number of filter stages and total volume of reactor.

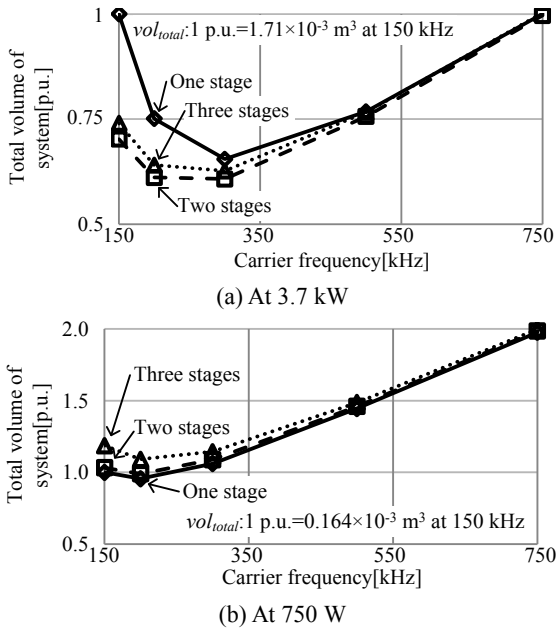


Fig. 4. The relationships between carrier frequency and total volume of each number of stages.

ィルタに求められる減衰率が変化するためである。
 図 5(a)に定格容量 3.7 kW の場合に総合体積が最小となるキャリア周波数でのフィルタ段数と総合体積の関係を示す。なお、総合体積が最小となるフィルタ段数の場合を基準として比較する。図 5(a)より総合体積はフィルタの段数が 2 段の場合に最小となり、定格容量が大きい場合はフィルタの多段化が総合体積の低減に有効であることがわかる。
 図 5(b)に定格容量 750 W の場合に総合体積が最小となるキャリア周波数でのフィルタ段数と総合体積の関係を示す。まず、フィルタの段数を 2 段に設計した場合、多段化

の効果により EMC フィルタに用いられる各素子のパラメータは減少するが、部品点数の増加により EMC フィルタの体積は増加する。また、3 段に多段化した場合は高周波領域での減衰率が向上するため、より高いキャリア周波数を用いることで EMC フィルタの小形化が達成される。その反面、キャリアの高周波化によりスイッチング損失が増加するため冷却装置の大形化を招き、総合体積は増加する。

図 6 に総合体積が最小となる点における体積の割合を示す。結果より小容量の場合はキャリア周波数を低く設定し、冷却装置の大形化を抑制することが有効である。これは小容量の場合、導通損失の占める割合が小さく、キャリアの高周波化によるスイッチング損失の増加が冷却装置体積に及ぼす影響が大きいためである。

図 7 に試作インバータの雑音端子電圧の測定結果を示す。なお、CISPR の規制値を赤線で示す。本フィルタの設計手法の妥当性を確認するために、GaN-FET を用いた三相インバータとフィルタを設計製作し雑音端子電圧を測定した。なお、キャリア周波数は 300 kHz である。その結果、測定結果はシミュレーション結果とよく一致し、図 7 に示すようにフィルタを適用した際には雑音端子電圧を規制値以下に抑制できている。したがって、本手法は実機においても妥当であると言える。

4. まとめ

本論文では GaN-FET を用いたモータ駆動システムに使用される EMC フィルタに着目し、フィルタの段数、電力変換回路の容量毎に冷却装置と EMC フィルタを含むシステムの体積とキャリア周波数の関係について検討を行った。その結果、高い減衰率が要求される条件においてフィルタの多段化は効果的であり、1 段のフィルタを用いた場合と比較し、総合体積が 5% 低減される見込みを得た。一方、EMC フィルタに要求される減衰率が低い場合は 1 段のフィルタを用いることにより総合体積が最小となり、多段化により大形化することを確認した。また、電力変換回路の容量により総合体積が最小となるキャリア周波数が変化し、大容量化に伴ってキャリア周波数をより高く設定することで総合体積を最小にできることを確認した。

文 献

- (1) 荒井和雄, 吉田貞史, 共編: 「SiC 素子の基礎と応用」, オーム社(2003)
- (2) 松井康平, 佐々木健介, 谷本智, 村上善則, 谷澤秀和, 佐藤伸二: 「70kW/L All-SiC インバータの開発」, 平成 25 年電気学会全国大会, Vol.4, p.252 (2013)
- (3) 櫻原有吾, 伊東淳一: 「PV 用マルチレベル変換器の効率と体積に注目したパラメータ設計法に関する一考察」, 平成 24 年電気学会産業応用部門大会, Vol.1, 1-23 (2012)
- (4) Uwe DROFENIK, Gerold LAIMER, Johann W. KOLAR: "Theoretical Converter Power Density Limits for Forced Convection Cooling", Proceedings of the International PCIM Europe Conference, pp.608-619 (2005)
- (5) J. Kolar, H. Ertl: "Vorrichtung zur trennung der funktionsspannungen dreiphasiger stromrichtersysteme in eine gleich- und eine gegentaktkomponente " (in german), Patent Swiss Patent Application,

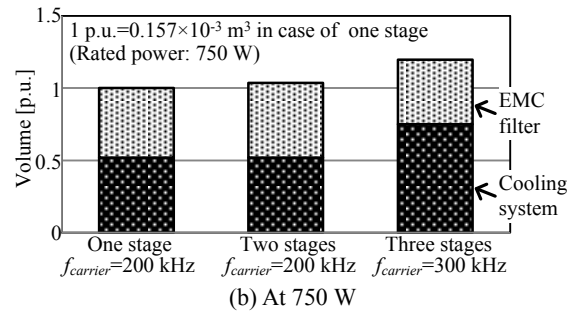
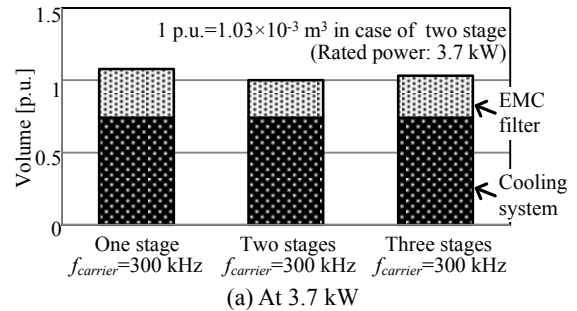


Fig. 5. The relationship between filter stages and volume of EMC filter and cooling system.

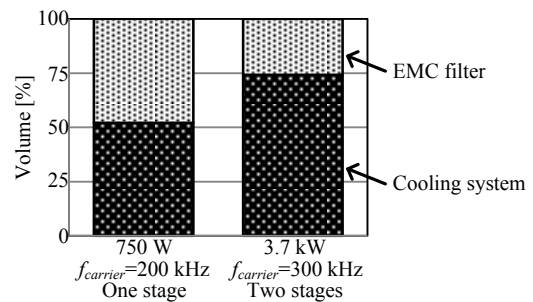


Fig. 6. Percentage of each volume in case of 750 W and 3.7 kW.

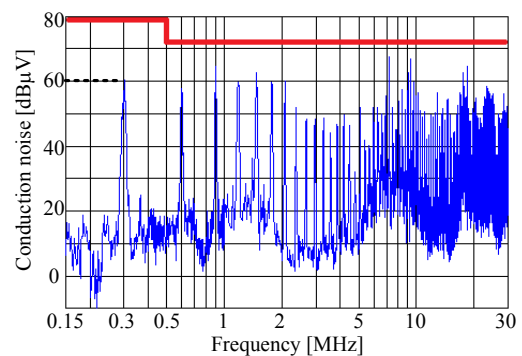


Fig. 7. Conduction noise of the GaN-FET inverter using 300 kHz carrier with designed EMC filter.

- (2004)
- (6) M. Hartman, H. Ertl, J. W. Kolar: "EMI filter design for high switching frequency three-phase/level PWM rectifier systems" Applied Power Electronics Conference and Exposition 2010, pp.986-993 (2010)
- (7) M. L. Heldwein, T. Nussbaumer, J.W.Kolar: "Differential Mode EMC Input Filter Design for Three-Phase AC-DC-AC Sparse Matrix PWM Converters" Power Electronics Specialists Conference, pp.284-291 (2004)
- (8) Wm T Melyman: "Transformer and inductor design handbook", Marcel Dekker Inc. (2004)
- (9) 荒木隆宏, 伊東淳一: 「ワイドバンドギャップデバイスを用いたモータドライブ用 PWM インバータの基礎検討」, SPC-12-123, EDD-12-53 (2012)