

# 広帯域補償を実現する電流形 ACC の CM 電流検出法の実機検証

大倉 惇稔\* 山口 正通 楠居 琳太郎 渡辺 大貴 伊東 淳一

(長岡技術科学大学)

## Experimental Verification of Common-mode Current Detection for Wide-band Width Compensation of Active Common-mode Canceller

Atsutoshi Okura\*, Masamichi Yamaguchi, Rintaro Kusui, Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a current-based active common-mode noise canceller that detects common-mode noise using Rogowski coils. Current type ACC that use transformers for CM noise detection are limited in noise reduction in the high frequency range due to the frequency response of the magnetic core. Therefore, this paper focuses on the frequency bandwidth of the CM current detection part of the ACC and experimentally compares the compensation characteristics of ACC with common-mode transformers and Rogowski coils applied to the detection part respectively.

**キーワード:** ワイドバンドギャップ半導体, コモンモード電流, パッシブフィルタ, アクティブコモンモードノイズキャンセラ

(wide-band-gap semiconductor, common-mode current, passive filter, Active common-mode noise canceler)

### 1. はじめに

近年, SiC(炭化ケイ素)や GaN(窒化ガリウム)などのワイドバンドギャップ半導体の実用化により, 電力変換回路の高パワー密度化や, ワイヤレス給電用途に代表される MHz での高スイッチング周波数駆動技術がさかんに研究されている<sup>(1-3)</sup>。この目的の多くはワイドバンドギャップ半導体により従来の Si での半導体に比べてスイッチング速度が向上し, 高周波駆動によりインダクタなどの受動素子の小型化と, スwitching素子の低損失化による冷却体の小型化による高パワー密度化にある。

一方で, スwitching速度の向上は急峻な電位変動を引き起こすため, 電磁ノイズの影響が顕著となる<sup>(4,5)</sup>。加えてインバータ機器のノイズ規制周波数が 150kHz から 9kHz への広帯域化も議論されており, 電磁ノイズの抑制技術は今後ますます重要視されている。

電磁ノイズの主要因であるコモンモード(CM)ノイズを抑制するために, 一般的にはインダクタとキャパシタを用いたパッシブ型の CM フィルタが広く用いられている<sup>(6)</sup>。パッシブ CM フィルタは CM チョークと Y キャパシタで構成され, インダクタとキャパシタから得られるカットオフ周波数以上の周波数帯の電磁ノイズを低減する。しかし, 広帯域で高いノイズ低減効果を得るためにはカットオフ周波数

を低く設計する必要がある, そのためにコモンモードフィルタの受動素子が大型化する課題がある。

一方で, 能動素子を使用したアクティブコモンモードキャンセラー(ACC)がさかんに研究されている<sup>(7-11)</sup>。ACC は, 検出した CM 電圧または電流をアンプを介して, 逆位相の CM 電圧を印加または電流を注入することで電源に帰還するも連電流を低減する方式である。ACC は受動素子のみで構成されるパッシブフィルタと比較して, 広帯域化した際に回路体積を低減できる利点がある。

ACC は補償方法によって電圧形と電流形に大別される。電圧形 ACC は補償電圧の印加部に, 補償させる CM 電圧を発生させるトランスを使用する。一方, 電流形 ACC では CM ノイズの検出や補償電圧の注入に変流器を使用する場合, 変流器のコアとして使用する磁性体材料の周波数特性によって検出や補償特性が制限されるため, 広帯域な補償特性の ACC 実現に向けた課題である。

そこで本論文では, 特に電流形 ACC の CM 電流検出部の周波数帯域に着目し, コモンモードトランスとロゴスキーコイルとをそれぞれ検出部に適用した ACC の補償特性について実験的に比較を行う。各 CM 電流検出手法を適用した ACC において, 検出部と後段のアンプとを合わせた全体のゲインが同一になるよう試作を行い, その際の CM 電流補

償帯域について検証する

## 2. アクティブコモンモードノイズキャンセラ

〈2・1〉 電圧形 ACC 図 1 に電圧形 ACC の回路図を示す。電圧形 ACC は 4 巻線 CM トランス, Y キャパシタ  $C_1 - C_3$ , アンプで構成される。Y キャパシタとコモンモードトランスは, インバータとモータ間に挿入される。Y キャパシタにより CM 電圧を検出し, CM トランスを用いて逆位相の CM 電圧を注入することで補償を行う。

CM 電圧の補償に用いるコモンモードトランスはインバータとモータ間に接続されるため, インバータ出力電圧の電圧時間積に基づいて磁気飽和が生じないように設計する必要がある。トランス体積小型化には電圧時間積の低減が必要であるが, これにはインバータスイッチング周波数の高周波化が必要であるため限度がある。そのため, ACC の小型化には不向きな方式である。

〈2・2〉 電流形 ACC 電流形 ACC は直流電圧源とインバータ間に挿入されたカレントトランス(CT), 反転増幅回路, カップリングコンデンサ  $C_0$  から構成される。CM 電流は, CT により検出を行う。検出した CM 電流は CT と増幅回路それぞれのゲインにより増幅され, 電源側へ流入する CM 電流を指令値 0 A としてフィードバック制御系として構成することで CM 電流を抑制する。電流形 ACC の CM 電流検出用の CT は DC リンクに接続される。磁性体コアを使用する場合, 磁気飽和は CM 電流により生じるトランス 1 次側電圧の電圧時間積により決定される。CM 電流に起因する 1 次側電圧の電圧時間積は非常に小さいため, 電圧形 ACC における補償電圧注入用のトランスと比較して検出用トランスは小型化が容易である。そのため, 本稿では電流形 ACC について検討を行う。

しかし, トランスに使用する磁性体コアの特性により ACC 検出部の帯域が制限される場合, 高周波の CM 電流が残存する。このため, 電流形 ACC においても, 広帯域な CM 電流検出手法の適用が必要となる。

## 3. 電流形 ACC の構成

電流形 ACC は, CM 電流検出部, アンプ部, 注入部により構成され, ノイズを低減可能な周波数帯域はそれぞれで使用されるデバイスの周波数特性に依存する。

〈3・1〉 アンプ部 文献(7)-(11)において, ACC のアンプ部として DC バスに直接接続されたコンプリメンタリのトランジスタからなるプッシュプル回路が用いられている。しかし, DC バスに直接接続可能な高耐圧トランジスタは伝達周波数が低いため, ACC の高帯域化を図ることが困難である。そこで本稿では, アンプ部分に印加される電圧を低耐圧化し, 電流帰還形オペアンプを用いた反転増幅回

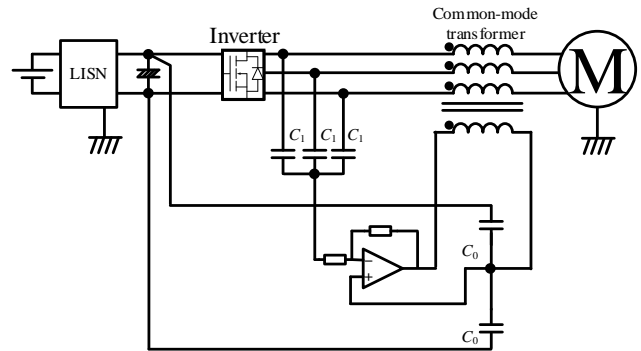


Fig.1. Voltage type ACC

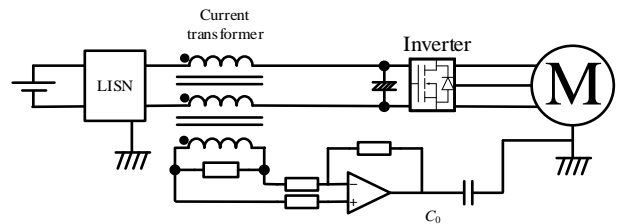


Fig.2. Current type ACC

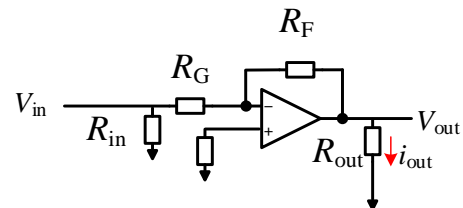


Fig.3. Inverting amplifier circuit

路を適用する。

図 3 に, 検討に使用した増幅回路の回路図を示す。高周波では配線インダクタンスの影響が大きくなりアンプのゲイン特性が低下するが, 図 3 の構成で作製した検証用回路では 4 MHz まで設計ゲインで出力を得られることを確認した。また, オペアンプの電源は DC バスよりコンデンサ分圧, レギュレータを用いて生成し, 外部からの電源を必要としない構成である。

〈3・2〉 補償電流注入部 オペアンプが出力した補償電流はカップリングコンデンサ  $C_0$  を介して GND に注入される。電磁ノイズは CISPR で 150 kHz ~ 30 MHz で決定されている参考値まで低減する必要がある。したがって, カップリングコンデンサは 150 kHz におけるインピーダンスが十分低くなるようにキャパシタンスを選定する必要がある。本稿では, 1  $\mu$ F と設定し検証を行う。

〈3・3〉 CM 電流検出部 電流形 ACC では CM 電流の検出にカレントトランス(CT)が広く用いられている。CT は磁性体コアを使用し 1 次側と 2 次側の巻き数比に応じた CM

電流の検出が可能であることから、検出ゲインを高く設計することが容易である。しかし、巻き数や使用する磁性体コアにより検出可能な周波数帯に制限がある。

そのため本稿では、検出部の広帯域化を目的としてログスキーコイルの適用し、コモンモードトランス適用時との比較を行う。

図 4 にログスキーコイルの概念図を示す。ログスキーコイルを適用する場合、トランスでは 1 次側にあたる CM 電流が通流する巻線と 2 次側にあたるログスキーコイルの巻線間の結合は必ずしも高くある必要はない。コアの透磁率はスニークの限界により周波数を高くすると低下する。透磁率の低いコアほどスニークの限界により透磁率の低下する周波数が高くなっている。そのため、周波数特性の良いコア材の選定が可能であるため、検出帯域の広帯域化が見込める。CISPR では 150 kHz~30 MHz の帯域においてノイズの許容値が定めているため、検出部の差異による特性の評価は 150 kHz~30 MHz の帯域において行う。

#### 4. ログスキーコイル設計

ログスキーコイルの断面での平均磁束密度  $B$  は次のように表される。

$$B = \frac{\mu(i_1 + N i_2)}{2\pi r_R} \dots\dots\dots (1)$$

ここで、 $i_1$  は被測定対象となる CM 電流、 $i_2$  はログスキーコイルに流れる電流、 $N$  はコイルの巻き数、 $r_R$  はログスキーコイルが形成する円の半径である。

ここで、ログスキーコイルの両端に誘起される起電力  $V$  は、次のように表される。

$$V = -N \frac{\partial \Phi}{\partial t} = -\frac{\mu_0 N S_R}{2\pi r_R} \frac{\partial}{\partial t} (i_1 + N i_2) \dots\dots\dots (2)$$

ここで、 $S_R$  はログスキーコイルの断面積である。ここで、二次側に接続される出力抵抗を  $R$ 、ログスキーコイルが持つ寄生抵抗を  $r$  とすると、ログスキーコイルの両端電力  $V$  と二次側電流  $i_2$  との関係は次の式で表される。

$$V = (R+r)i_2 \dots\dots\dots (3)$$

また、ログスキーコイルの自己インダクタンス  $L$  は次の式で表される。

$$L = \mu_0 N^2 S_R / 2\pi r_R \dots\dots\dots (4)$$

ここで、(2)に(3)と(4)を代入すると、電圧に関して次の微分方程式と解が得られる。

$$\frac{dV}{dt} + \frac{R+r}{L} V = -\frac{R+r}{N} \frac{di_1}{dt} \dots\dots\dots (4)$$

$$V = -\frac{j\omega \frac{L}{N} i_1}{\frac{R+r}{L} + j\omega} \dots\dots\dots (6)$$

ここで、 $(R+r)/L$  は角周波数の次元となるため、カットオ

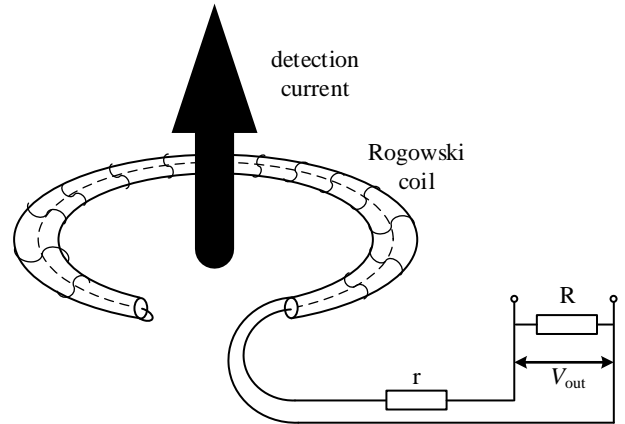


Fig.4. Rogowski coil conceptual diagram.  
Table 1. Parameters of the Rogowski coil

cut-off frequency	120kHz
Turn ratio	1 : 20
Output resistance	50

フ周波数は次の式で表される。

$$f_L = (R+r)/(2\pi L) \dots\dots\dots (7)$$

検出部として使用する際の出力は外部抵抗  $R$  の両端での電圧となる。外部抵抗  $R$  の両端電圧  $V_{observe}$  は  $R$  と  $r$  の分圧となるため次の式で表される。

$$V_{observe} = -\frac{j\frac{\omega}{\omega_L} \frac{R}{N} i_1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_L}} \dots\dots\dots (8)$$

(7)より、ゲインの値は(9)で表される。

$$|V_{observe}| = \frac{\frac{\omega}{\omega_L} \frac{R}{N} |i_1|}{\sqrt{1 + \frac{\omega^2}{\omega_L^2}}} \dots\dots\dots (9)$$

表 1 に、設計したログスキーコイルのパラメータを、図 5(a) にゲインの特性を、(b)に出力端から見たインピーダンスを示す。後段のアンプと合わせて 50 倍となるようゲイン設計を行った。後段アンプのゲインは 20 倍に設計したためログスキーコイルのゲインを 2.5 倍となるよう設計した。これは比較を行う CM トランスとゲイン条件をそろえるためである。

また、今回検討するログスキーコイルに使用したコアの透磁率 $\mu_r$ は 950kHz において 450 である。透磁率 $\mu_r$ が 450 の時、ログスキーコイルのインダクタンス値は 57 $\mu$ H となり、カットオフ周波数が 130kHz となる。透磁率 $\mu_r$ は 450 を下回ることではないため、実機において 150kHz 以上のカットオフ周波数を有するログスキーコイルを実現可能といえる。

図 6 に作成したログスキーコイルを、図 7 に作成したログスキーコイルの周波数特性を示す。ログスキーコイルの周波数特性はネットワークアナライザで測定した。150 kHz

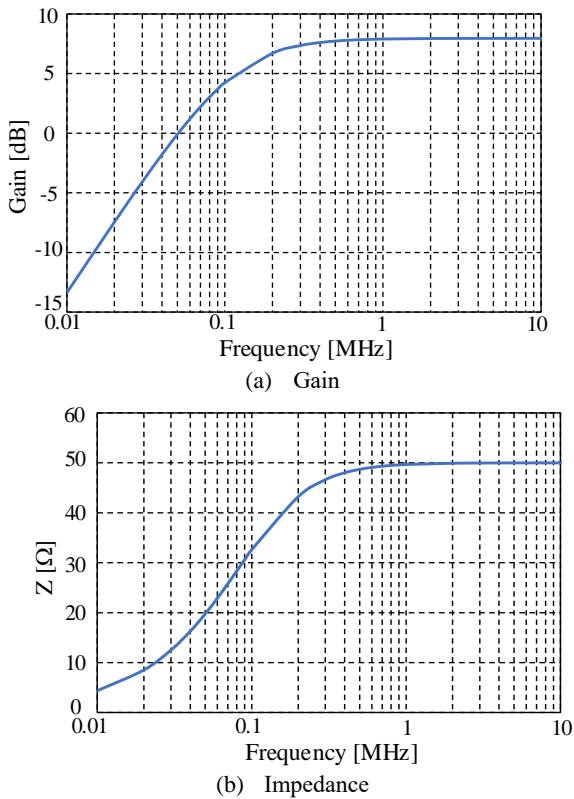


Fig. 5. Rogowski coil design value

で自己インダクタンスは  $63 \mu\text{H}$ 、配線抵抗は  $3 \Omega$ 、 $1 \text{ MHz}$  では自己インダクタンスは  $56 \mu\text{H}$ 、配線抵抗は  $82 \Omega$ 、 $10 \text{ MHz}$  では自己インダクタンスは  $20 \mu\text{H}$ 、配線抵抗は  $2.1 \text{ k}\Omega$  となっている。また、 $16 \text{ MHz}$  付近で自己共振しておりインダクタとしては機能していない。

図 8 にロゴスキーコイルの検出電流と出力電圧のゲインを示す。図よりロゴスキーコイルのゲインは  $1 \text{ MHz}$  から最大測定周波数の  $30 \text{ MHz}$  までほぼ一定となっており、電流検出センサとして利用可能である。図 9 に比較するカレントトランスの検出電流と出力電圧のゲインを示す。図より今回使用したカレントトランスはロゴスキーコイルに対して高周波側で高いゲイン特性になるが測定した周波数範囲内で最大ゲインに収束していない。そのため周波数特性が優れるロゴスキーコイルが広域で動作可能であるため ACC の電流検出センサとして利用した際のノイズ低減効果拡大が見込める。

### 5. 実験結果

図 10 に雑音端子電圧の測定レイアウトを示す。雑音端子電圧の測定は CISPR16 に定められている。今回は定められた測定法に近い条件で比較測定を実施した。測定対象であ

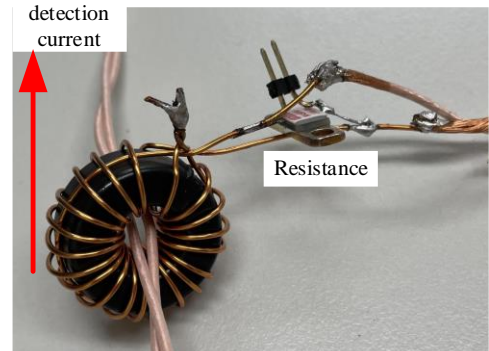
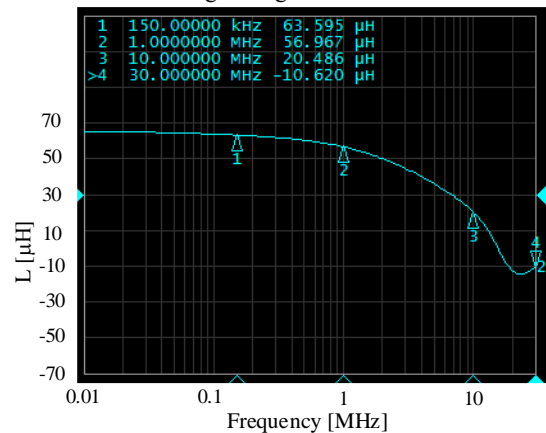
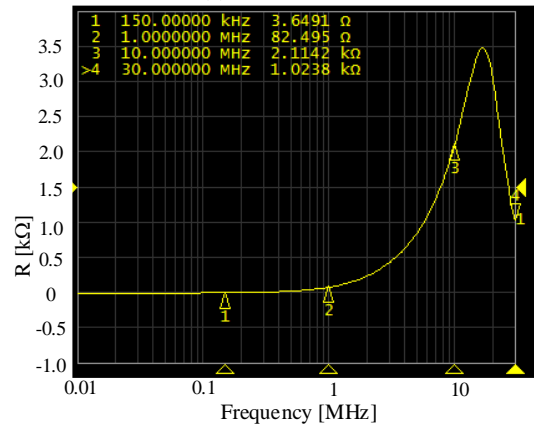


Fig.6. Rogowski coil



(a) Inductance



(b) Resistance

Fig.7. Rogowski coil frequency characteristic

るインバータ回路と誘導電動機は支持台の上に接地面より  $40 \text{ cm}$  離すように設置した。測定においては、LISN を使用する。LISN は測定を安定化させる目的で、EUT と電源の間に接続する。LISN に到達した電磁妨害電圧をスペクトラムアナライザによって雑音端子電圧として測定する。LISN は測定対象から  $80 \text{ cm}$  離し接地面と接続している。

図 11 に ACC を接続したインバータ回路の回路図を示す。今回は CM 電流検出部にカレントトランスを接続したときとロゴスキーコイルを接続したときの 2 パターンで比較実

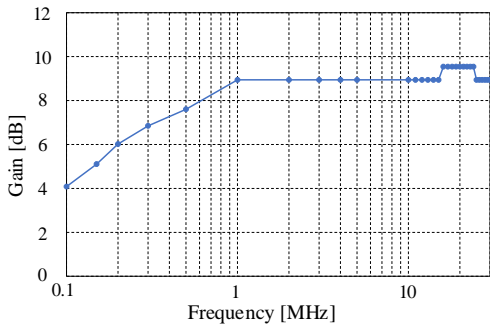


Fig.8. Rogowski coil current-voltage characteristics

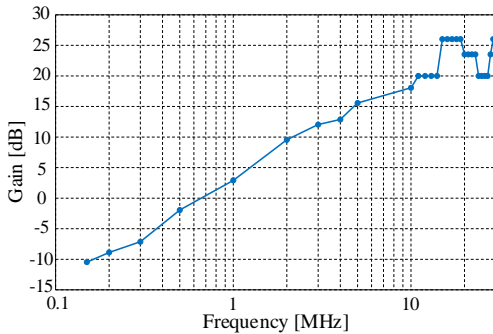


Fig.9. Current trans current-voltage characteristics

験を行った。

図 12 に誘導電動機のフレームに接続された接地線に通流する CM 電流と、ACC により補償された LISN へ流れる CM 電流の測定結果を示す。図 11 よりモータから最大 400mA の CM 電流が発生しているが、ACC により LISN へ流れる CM 電流を低減している。

図 13 に雑音端子電圧の測定結果を示す。図 12 よりカレントトランスを使用した電流形 ACC では 700kHz で 26dB, 16MHz で 63dB の低減効果が得られた。ログスキーコイルを使用した電流形 ACC では 700kHz で 41dB, 16MHz で 28dB の低減効果が得られることを確認した。2MHz 以下ではカレントトランスで CM 電流検出時が最大 15dB 高いノイズ低減効果があるが、カレントトランスは 4MHz で自己共振が発生しているためそれ以上の周波数帯域でノイズ減衰効果が低減している。ログスキーコイルを使用した回路ではカレントトランスを使用した際に比べ高域側の雑音端子電圧も低減しており電流形 ACC のノイズ低減効果の広域化に有効であるといえる。

## 6. まとめ

本論文では、検出部分のゲインとアンプのゲインの条件を合わせた際のログスキーコイルとカレントトランスを CM 電流検出部分に使用した際の ACC のノイズ低減効果を比較することで検出法によるノイズ低減効果拡大の検討を

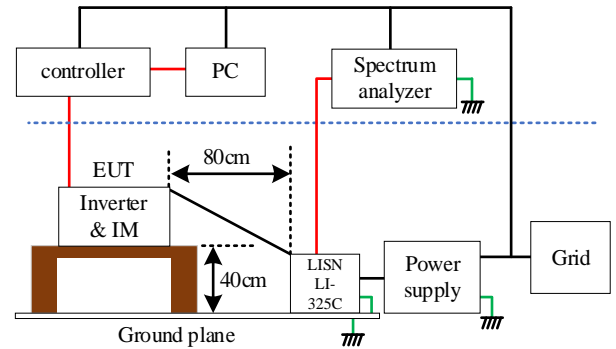


Fig.10. EMI evaluation layout

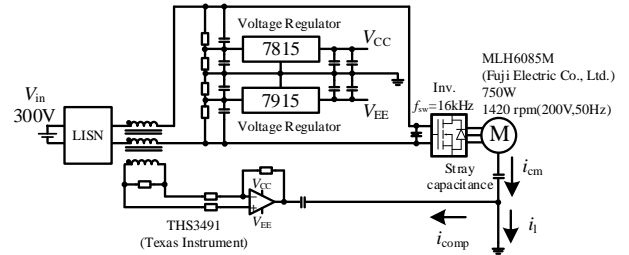
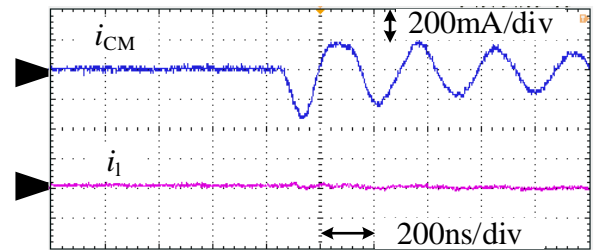
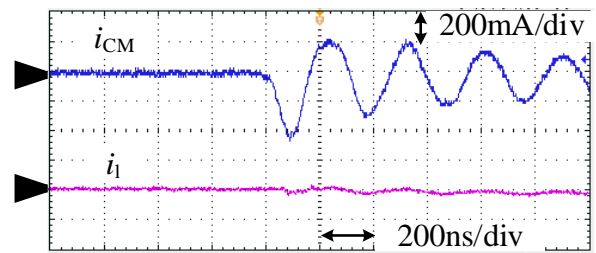


Fig.11. Active common-mode noise canceller.



(a) With current transformer



(b) With Rogowski coil

Fig.12. Common-mode current wave form.

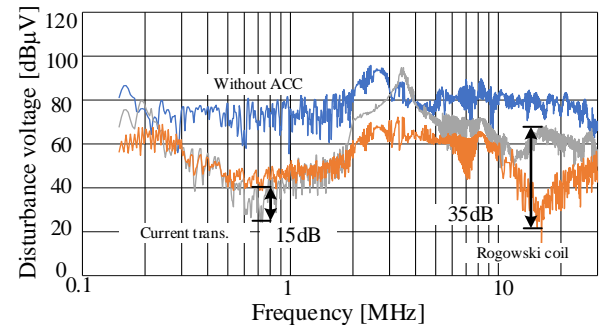


Fig.13. Disturbance voltage spectrum

行った。結果より高周波側でカレントトランス使用時に対して最大35dB高いノイズ低減効果が得られること確認しノイズ低減効果拡大にロゴスキーコイルが有用であることを確認した。

今後はノイズ低減効果向上に有用な、検出部のゲインの設計、アンプゲインの組み合わせの検証を行う予定である。

## 文 献

- (1) 佐藤 以久也,田中 孝明,堀 元人,山田 隆二,鳥羽 章夫,久保田 寿夫,「SiC MOSFET とパワー系 IVH 基板を用いた高密度モータ駆動用インバータ」,電学論 D, Vol. 140, No. 7, pp.526 -533 (2020)
- (2) Junji Kondoh, Tsutomu Yatsuo, Itaru Ishii, Kazuo Arai , “Estimation of Converters with SiC Devices for Distribution Networks,” IEEJ Trans. On Industry Applications, Vol. 126, No. 4, pp. 480 -488 (2006)
- (3) Kenji Sato, Hirokazu Kato, Takafumi Fukushima , “Development of SiC Applied Traction System for Next -Generation Shinkansen High -Speed Trains,” IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 9, No. 4 pp. 453 -459 (2020)
- (4) 林真一郎, 和田圭二 , スイッチング損失とサージ電圧の低減に着目したゲート駆動回路実装 , 電学論 D, Vol. 136, No. 10, pp. 791 -797 (2016)
- (5) S. Takahashi, K. Wada, H. Ayano, S. Ogasawara, T. Shimizu, “Review of Modeling and Suppression Techniques for Electromagnetic Interference in Power Conversion Systems,” IEEJ Trans. On Industry Applications, Vol. 11, No. 1, pp. 7 -19 (2022)
- (6) Kazuhiro Umetani, Takahiro Tera, Kazuhrio Shirakawa , “A Magnetic Structure Integrating Differential -mode and Common -Mode Inductors with Improved Tolerance to DC Saturation,” IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 4, No. 3, pp. 166 -173 (2015)
- (7) 小笠原 悟司・藤田 英明・赤木 泰文 :「電圧形 PWM インバータが発生する高周波漏れ電流のモデリングと理論解析」電学論 D,Vol.115, No.1 号, pp77 -83(1995)
- (8) Isao Takahashi, Akihiro Ogata, Hidetoshi Kanazawa, Atsuyuki Hiruma, "Active EMI Filter for Switching Noise of High Frequency Inverters" IEEE (1997)
- (9) Satoshi Ogasawara, Hideki Ayano, and Hirofumi Akagi,"An Active Circuit for Cancellation of Common -Mode Voltage Generated by a PWM Inverter" IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL.13, NO.5,pp835 -841 (1998)
- (10) 高橋 翔太郎, 「高速スイッチング電力変換器が発生する電磁ノイズの抑制手法に関する研究」, 北海道大学博士論文, 甲第14140号 (2020)
- (11) 小笠原 悟司・綾野 秀樹・赤木 泰文 :「電圧形 pwm インバータが発生するコモンモード電圧のアクティブキャンセレーション」電学論 D,Vol.117, No.5 号, pp565 -571(1997)