

ロゴスキーコイルを検出部に適用した電流形 ACC の設計法

大倉 惇稔* 楠居 琳太郎 山口 正通 渡辺 大貴 伊東 淳一
(長岡技術科学大学)

Design method of current type ACC with Rogowski coil
Atsutoshi Okura*, Rintaro Kusui, Masamichi Yamaguchi, Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh
(Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a current type Active Common-mode noise Canceller (ACC) using Rogowski coils for common-mode noise detection. By using Rogowski coils, the size of the noise filter is expected to be reduced compared to conventional methods. The design is made so that the CM current is detected in the frequency band of the CM current detected by the Rogowski coil, the output detection voltage ratio, and the measurement frequency band of the conducted noise. We also report the measurement results of the noise reduction effect of ACC when the Rogowski coil is applied to the detection section.

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が盛んに研究されている⁽¹⁻³⁾. 高パワー密度化はワイドバンドギャップ半導体により従来の Si 半導体に比べてスイッチング速度が向上し, 高周波駆動が可能となり, 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り実現している. 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⁽⁴⁻⁵⁾. 加えてインバータ機器のノイズ規制周波数が 150kHz から 9kHz への拡大することが検討されており, 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一般的に, コモンモードチョークインダクタ Y 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⁽⁶⁾. パッシブ CM フィルタは構成する素子のインダクタンスとキャパシタンス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し, パワー密度が低下する原因と

なる.

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 (ACC)がさかんに研究されている⁽⁷⁻¹¹⁾. ACC は, CM 電圧または電流を検出し, 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雑音端子電圧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小さく設計できる利点がある.

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 では補償電圧入力部に CM トランスを使用する. 一方, 電流形 ACC では CM ノイズの検出に変流器を使用する. 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. 変流器は高周波成分のみ検出すればよいので, 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変流器は小型化が容易である.

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, CM 電流の検出にロゴスキーコイルを適用する. ロゴスキーコイルの設計指針を明かにし, CISPR に定められている伝導ノイズ測定範囲である 150kHz から 30MHz の周波数帯域で CM 電流を検出し, 所望のノイズ低減を実現する. 最後に設計したロゴスキーコイルを ACC の

検出部に用いたモータ駆動システムを試作し、雑音端子電圧の低減が可能であることを報告する。

2. 回路構成

図1に電流形 ACC の回路図を示す。電流形 ACC は直流電圧源とインバータ間に挿入された CM 電流検出部、非反転増幅回路、カップリングコンデンサ C_0 から構成される。CM 電流はログスキーコイルにより検出し、二次側で電圧に変換する。非反転増幅回路は検出した CM 電流値を増幅し、カップリングコンデンサを介してモータアース間に補償電流を注入する。

図2にコモンモード等価回路における電流形 ACC のブロック図を示す。コモンモード等価回路では、インバータはノイズ源となり、モータは RLC 直列回路で表すことができる。電流形 ACC は電源側へ流入する CM 電流をフィードバック制御系として構成し、指令値 0A として比例制御することで CM 電流を抑制する。ACC のノイズ低減効果は比例ゲイン、すなわち、検出部の検出電流-検出電圧比とアンプゲインによって決定され、ゲインが高くなると雑音端子電圧の低減効果も高くなる。

電流形 ACC はログスキーコイルを用いた電流検出部、オペアンプを用いた増幅回路部、補償電流注入部それぞれの帯域が補償する周波数範囲が補償周波数帯域に対して低い場合、雑音端子電圧の抑制が不十分となる。そこで、それぞれの周波数帯域に大きく影響与えるデバイス等に関して以下に説明する。

(2.1) アンプ部 従来の多くの ACC のアンプ部には 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電圧フォロワ回路が用いられている⁽⁷⁻¹¹⁾。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 の高帯域化は困難である。そこで本稿では、DC バス電圧をコンデンサ分圧し、レギュレータにより 15V まで降圧し、アンプ部分に印加される電圧を低耐圧化することで、高性能な電流帰還形オペアンプを用いて非反転増幅回路を適用する。

図3に本論文で用いた電流帰還形オペアンプを使った非反転増幅回路を示す。ACC のアンプ部も広域で動作する必要があるため理想状態動作時に最大帯域幅が 900MHz で動作可能な高出力電流帰還アンプ(THS3491(Texas Instruments))を採用した。表1に示すとおり本オペアンプは所望のゲインを得るために最適な抵抗の組み合わせがデータシートに記載されている。本検討では、この表に示される抵抗値を用いて、各ゲインの増幅回路を作成した。

図4に電流形 ACC のアンプの周波数-ゲイン特性測定を行った回路構成を示す。ファンクションジェネレータにより 100kHz から 30MHz の正弦波電圧を ACC において検出部が

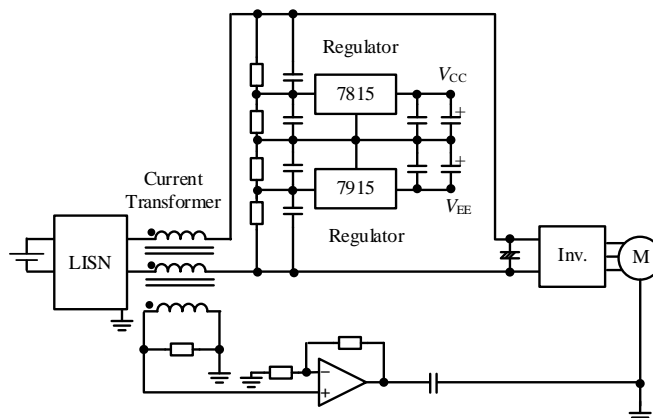


Fig.1. Configuration of current type ACC.

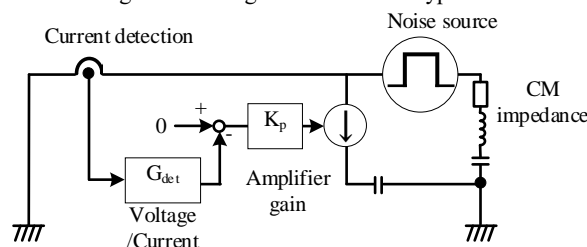


Fig.2. Equivalent block diagram of ACC in common mode circuit.

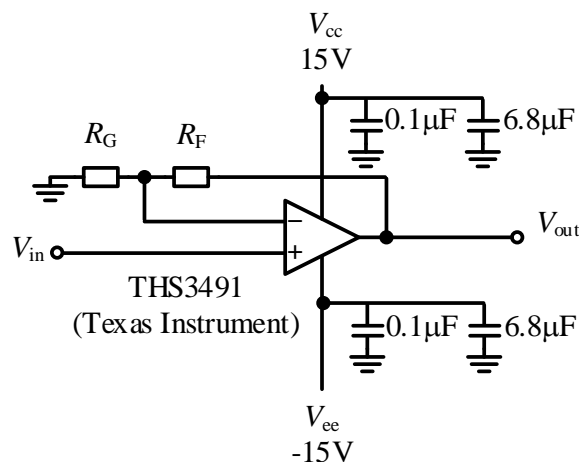


Fig.3. Noninverting amplifier circuit.

Table 1. Operational Amplifier Resistance.

Gain	$R_G(\Omega)$	$R_F(\Omega)$
2	2100	2100
5	200	798
10	76.7	704
20	29.4	564

接続される箇所に印加し、負荷に印加される電圧を測定した。負荷は 50Ω の抵抗と 1µF のコンデンサを直列に接続した。また、ACC として実際に動作する際、アンプのリターン線はモータ、インバータのコモンモード回路となるが、こ

の測定では負荷をコンデンサ分圧とレギュレータにより構成されるオペアンプ電源生成回路の基準点（DC バス中点）に接続する。

図 5 にアンプの周波数-ゲイン特性の測定結果を示す。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、ゲイン 2 倍では 14MHz、5 倍では 20MHz、ゲイン 10 倍では 15MHz、20 倍では 12MHz まで設計通りのゲインで動作していることが確認できる。

〈2・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 を介してアースに注入される。電磁ノイズは CISPR で 150 kHz~30 MHz で決定されている規定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タンスを選定する必要がある。本稿では、150kHz で約 1Ω である $1\mu\text{F}$ と設定し検証を行う。

〈2・3〉 CM 電流検出部 電流形 ACC では CM 電流の検出に変流器(CT: Current transformer)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、一次側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 ACC の雑音端子電圧の低減効果の拡大を行う。ログスキーコイルの詳細な設計は次章にて説明する。

3 ログスキーコイル設計

図 6 にログスキーコイルの原理図を示す。ログスキーコイルを適用する場合、1 次側にあたる CM 電流が流通する巻き線と 2 次側にあたるログスキーコイルの巻き線間の結合は必ずしも高くある必要はない。また、周波数特性の良いコア材の選定を行うことで、検出帯域の広帯域化が見込める。CISPR では 150 kHz~30 MHz の帯域において雑音端子電圧の許容値が定めているため、検出部の検出した電流に対して出力される電圧の特性の評価は 150 kHz~30 MHz の帯域において行う。図 7 にログスキーコイルの設計フローを示す。ログスキーコイルの設計ではすべての伝導ノイズ測定周波数帯域で ACC が十分な低減効果を得るためにカットオフ周波数を 150kHz に対し十分低く設計する必要がある。また、ACC のノイズ低減効果を高めるために検出電流-検出電圧比は高く設計する必要がある。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 、ログスキーコイルの自己インダクタンス L 、コイルの巻き数を N 、被測定対象となる CM 電流を i_1 、CM 電流の周波数を f とするとログスキーコイルのカットオフ周波数 f_L と検出電

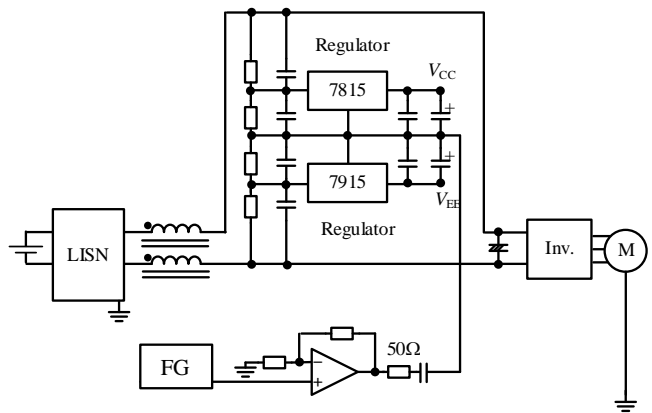


Fig.4. Noninverting amplifier circuit.

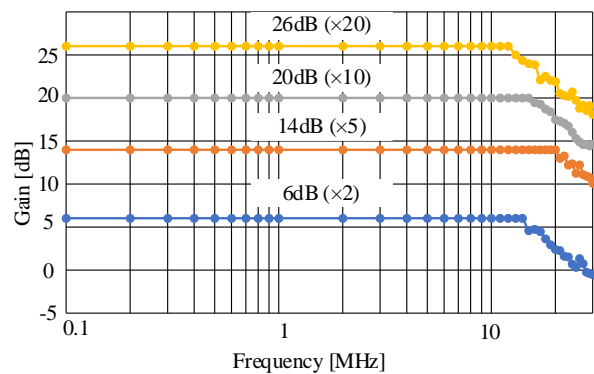


Fig.5. Amplifier gain characteristics.

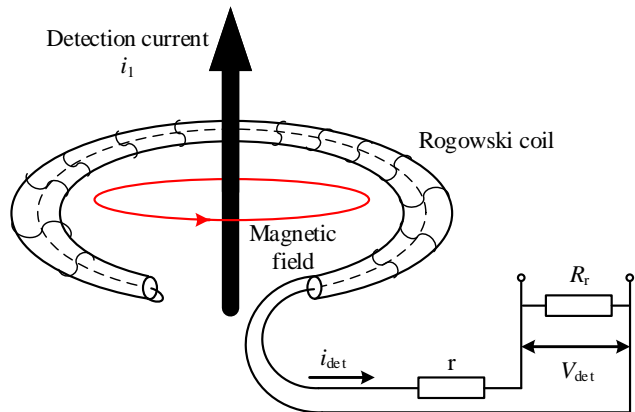


Fig.6. Rogowski coil conceptual diagram.

圧 $|V_{\text{observe}}|$ は次の式で表される。

$$f_L = \frac{R+r}{2\pi L} \dots\dots\dots (1)$$

$$|V_{\text{observe}}| = \frac{\frac{f}{f_L}}{\sqrt{1+\frac{f^2}{f_L^2}}} \frac{R}{N} |i_1| \dots\dots\dots (2)$$

はじめに主回路に流れる電流より、コアの窓面積を決定

する。配線の断面積 A_w は直流電流 i_{dc} 、巻線電流密度 J とすると次の式で表される。

$$A_w = \frac{i_{dc}}{J} \dots\dots\dots (3)$$

負荷モータは 200V、750W であり、定格時の直流側電流は 3.5A と想定し、巻線電流密度を $4[A/mm^2]$ として設計を行った。回路には最大 3.5A の電流が流れるため (3) 式より配線の断面積は $0.875mm^2$ 以上必要となる。CM 電流を検出するため配線が 2 本通ること、配線の被覆等を考慮し、さらに二次側巻き線の巻きやすさやコアの入手性を加味し、余裕を持たせて内径 $33.2mm^2$ のコアを選択した。

次にロゴスキーコイルの巻き数を決定する。低域から CM 電流を検出するにはロゴスキーコイルの帯域を低くする必要があり、式(1)からインダクタンスを増やすためには巻き数を多くしなくてはならない。そこで、今回選択したコアの磁路長は 56mm であり、0.4mm のエナメル線を 120 回巻とした。またコア材料は自己インダクタンスを高く設計する必要があるため透磁率 μ_t が 950kHz において 450 であるフェライトコアを選択した。

最後に検出抵抗 R の設計を行う。検出抵抗は式(1)で計算されるカットオフ周波数を測定範囲の 150kHz に対し十分小さく、式(2) で計算される検出ゲインがより大きくなるように 2400Ω とした。以上により決定したパラメータで設計を行ったところカットオフ周波数が 17kHz、検出電流-検出電圧比が 20 倍となり、カットオフ周波数が 150kHz に対して十分低く設計することが出来たため、設計したロゴスキーコイルは CM 電流検出部として CISPR 規格の 150kHz 以上で使用可能である。

図 8 に作成したロゴスキーコイルを示す。表 2 にロゴスキーコイルのパラメータを示す。ロゴスキーコイルの巻線線を含む外形が 26mm であり、重量は 28.6g である。検出部のロゴスキーコイルは主回路に流れる CM 電流を検出し 2 次側で電流電圧変換を行いアンプへ出力する。

図 9 に作成したロゴスキーコイルの周波数変化による検出電流-検出電圧比の特性を示す。測定結果より作成したロゴスキーコイルは設計値に対して透磁率の変化や配線インピーダンスの相違等により 3.8% の誤差が発生したが 25dB の検出ゲインを取得できた。また、カットオフ周波数が 20kHz であり 150kHz に対し十分に小さくなっていることがわかる。また検出ゲインが 30MHz まで一定となっているためノイズ測定範囲の 150kHz から 30MHz までの帯域で設計した検出ゲインで CM 電流検出部として使用することが出来ることがわかる。

4 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時のレイアウトは CISPR16 により定められてい

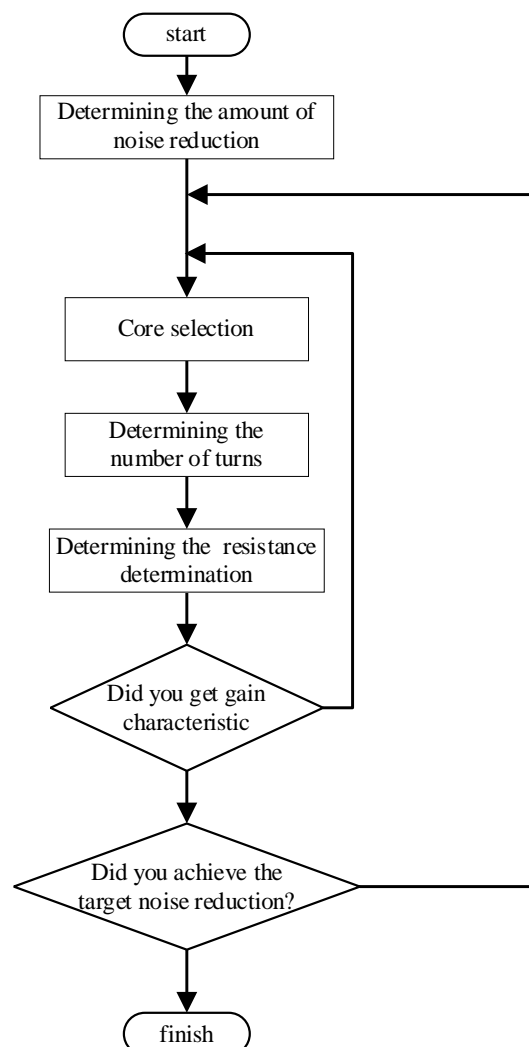


Fig.7. Design flow of Rogowski coil.

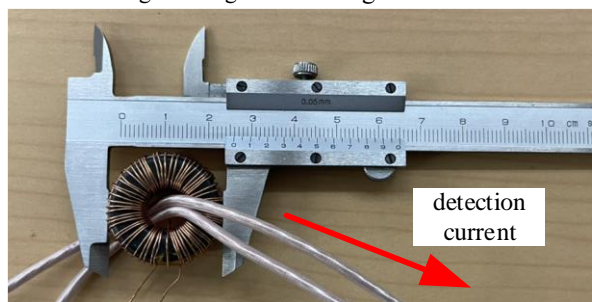
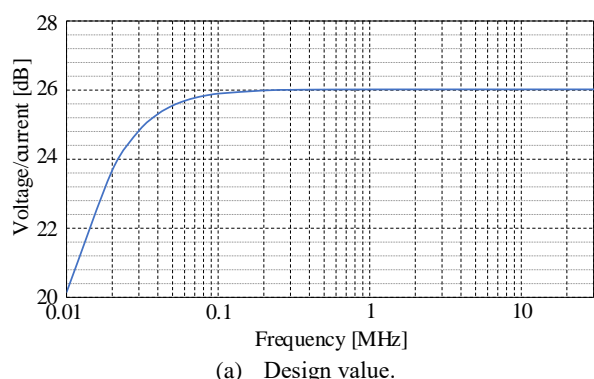
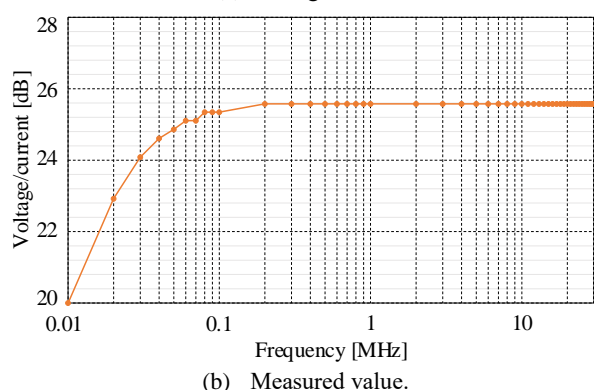


Fig.8. Rogowski coil.

るため、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 40cm 離して設置した。電源系統の影響を除去するため、EUT と電源の間に LISN を接続する。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



(a) Design value.



(b) Measured value.

Fig.9. Rogowski coil frequency characteristics.

Table 2. Parameters of Rogowski coil.

Core size (mm)	25
Number of turns	120
Detection resistance(Ω)	2400
Inductance value (mH)	2.16
Cutoff frequency (kHz)	20
Detection gain (dB)	25

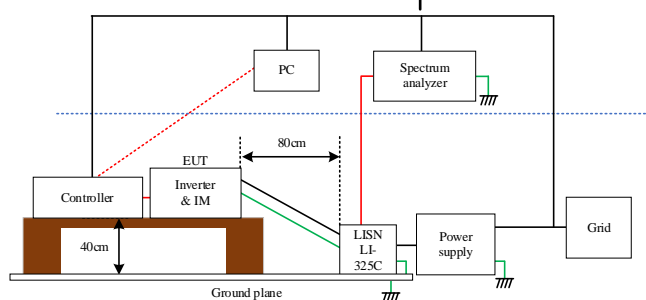
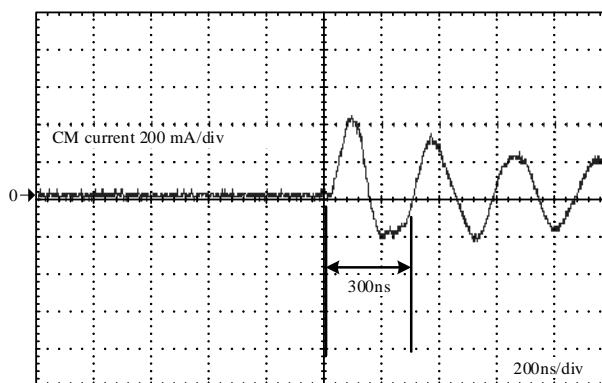


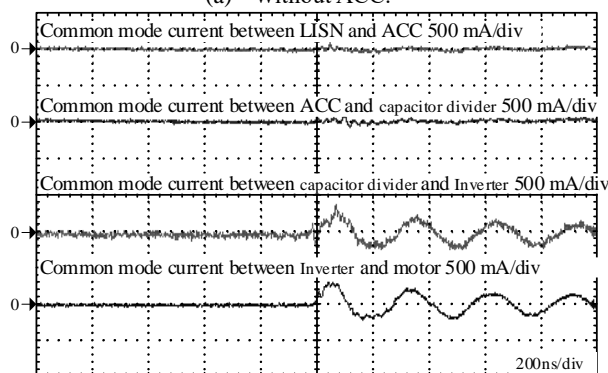
Fig.10. EMI evaluation layout.

ら 80cm 離し接地面と接続している。

図 11(a)に ACC 未接続時の CM 電流を、(b)にアンプゲイン 20 倍時のインバータ-モータ間の CM 電流、ACC-インバータ間の CM 電流と ACC-電源間の CM 電流の測定結果を示す。図 11 より ACC 未接続時にはアースに 3.3MHz で共振する CM 電流が最大 400mA 流通していることが確認できる。一方で、ACC 接続時には、ACC がモータ、アンプ、ア



(a) Without ACC.



(b) With ACC.

Fig.11. CM current waveforms.

ンプ電源、インバータの経路で CM 電流を流すことで LISN 側へ流れる CM 電流を低減していることがわかる。

図 12(a)に雑音端子電圧の測定結果を示す。アンプゲインを 2 倍、5 倍、10 倍、20 倍に変化させた際の 4 条件と ACC 出力線を未接続にし、ACC を動作させない時の雑音端子電圧を測定した。図より ACC が動作していない時は 2.7MHz で 90.7dB 雑音端子電圧が発生していることがわかる。ACC を接続することで 150kHz から 30MHz のすべての範囲で雑音端子電圧が低減している。このことから設計したログスキーコイルを使用した電流形 ACC が測定範囲のすべての周波数帯域でノイズ低減に有効であるといえる。また、ACC を動作させるとアンプゲインが 2 倍時は 2.7MHz で 17.9dB、5 倍は 24.4dB、10 倍は 27.0dB、20 倍は 35.9dB の低減効果が得られたことからアンプゲインを高くし ACC のゲインを高く設計することで、ノイズ低減効果が向上することを確認した。図 12(b)にアンプゲインを 20 倍にした際の雑音端子電圧と CISPR12 に定められている雑音端子電圧の限度値を示す。

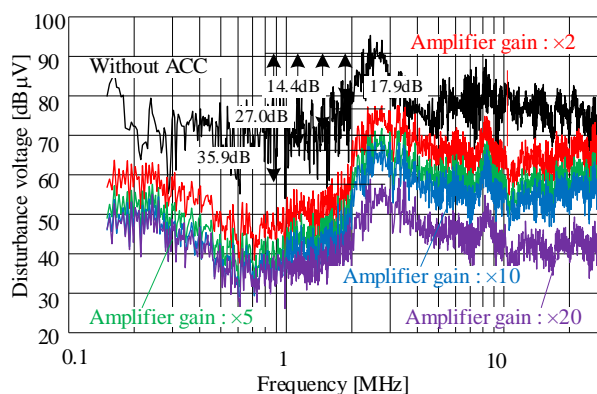
5 まとめ

本論文では、電流形 ACC の検出部に使用するログスキーコイルの設計を行った。カットオフ周波数を 150kHz に対し

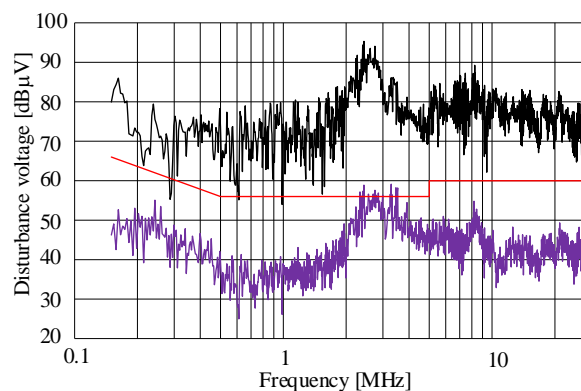
て十分低く設計を行い、周波数帯域を広く設計することで ACC のノイズ低減効果が適応される周波数帯域を拡大することの確認を行った。実験結果より CISPR に定められた周波数帯域である 150kHz から 30MHz のすべての帯域でノイズ低減効果が確認でき、今回設計したロゴスキーコイルが伝導ノイズの低減に十分効果的であることが確認できた。

文 献

- (1) 佐藤 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 EM1 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)



(a) Changing amplifier gain.



(b) Comparison with CISPR standard values.

Fig. 12. Disturbance voltage.