ノーマルモードとコモンモードの 伝導ノイズを低減するアクティブノイズフィルタ

正 員 東 聖* 正 員 木全 政弘*

Reduction of Normal and Common Mode Conducted EMI Noise with Active Noise Filter

Satoshi Azuma*, Member, Masahiro Kimata*, Member

A newly proposed “Active Noise Filter” is implemented to reduce both normal and common mode conducted EMI noise generated by inverter system. The Active Noise Filter detects the conducted noise through high pass filter, controls the EMI noise voltage by feedback loop with operational amplifiers and low-voltage-rated transistors. It does not have any common mode transformers, therefore there is no problem of the iron core saturation. The EMI noise with an inverter system is measured using a line impedance stabilization network (LISN), and it is shown that both normal and common mode noise currents are significantly reduced. Moreover, conducted EMI noise measured at the LISN is reduced by 20 dB in the hundreds kHz of the frequency range. The results explain that the conducted EMI noise can be attenuated without any filter reactors using iron cores which predominantly decide the size of EMI noise filters.

キーワード：ノーマルモードノイズ，コモンモードノイズ，伝導ノイズ，ノイズフィルタ，EMI，能動素子

Keywords: normal mode noise, common mode noise, conducted noise, noise filters, EMI, active components

1. まえがき

近年の電力用半導体素子の高速化に伴いスイッチング周波数の高周波化が進み，インバータが発生する EMI ノイズは大きな問題となっている。EMI ノイズは電線を伝わる伝導ノイズや空中を伝わる放射ノイズに代表され，これらの発生量に対して国際的な法規制が発効されている⁽¹⁾。

EMI ノイズを低減する手法としては，一般的に受動フィルタを接続することが挙げられるが，インバータシステム全体の体積及びコストのアップは避けられない。また受動フィルタを構成するリアクトルとコンデンサの共振や，リアクトルの鉄芯における磁気飽和の問題があり，多様なインバータの運転モードを考慮した設計が求められる⁽²⁾。

ところで受動フィルタ以外による対策として，能動素子を適用した「アクティブコモンノイズキャンセラ⁽³⁾」や「アクティブ EMI フィルタ⁽⁴⁾」が提案されている。アクティブコモンノイズキャンセラはインバータが発生するコモンモード電圧をトランジスタとコモンモードトランスにより除去し，モータ等の負荷を介して流れるコモンモード電流（漏れ電流）を抑制する。しかしながらコモンモードトランス

によりコモンモード電圧を注入する必要があり，インバータの定格が比較的大きな機種に適用する場合，コモンモードトランスの体積・重量が問題となりうる。一方アクティブ EMI フィルタはインバータの入力となる系統側のコモンモード電流を検出して該電流をゼロとするようにトランジスタが動作する。コモンモード電流検出用のトランスも比較的小さなものでよいが，トランジスタは少なくともインバータの母線電圧以上の耐圧を必要とし，トランジスタにおける損失が問題となりうる。

ところで欧州 EN 規格⁽⁵⁾ が低減を要求する伝導ノイズは擬似電源回路網（LISN）により測定される。図 1 は三相 LISN の等価回路を示しており，LCR からなる回路網にて，抵抗 50 Ω に発生する電圧を伝導ノイズとして測定する。R，S，T は系統電源，L1，L2，L3 はインバータ等の供試器が接続される端子である。また PE はアース，FG は供試器のアース接続点である。（a）ではノイズ源となるノーマルモード電流 i_n が伝導ノイズ v_{noise} となり，（b）ではコモンモード電流 i_c が伝導ノイズ v_{noise} となる。すなわちノーマルモードとコモンモードの両者のノイズを測定する。従来提案されている方式ではコモンモード電流のみの低減を目的とするため，ノーマルモードによる伝導ノイズが残留し，対策が不十分となりうるという問題がある。

そこで本論文では，ノーマルモード及びコモンモードいずれも低減可能なこと，コモンモードトランスを必要とし

* 三菱電機（株）先端技術総合研究所
〒661-8661 尼崎市塚口本町 8-1-1
Mitsubishi Electric Co. Advanced Technology R&D Center
8-1-1, Tsukaguchi-Honmachi, Amagasaki 661-8661

ないこと、及び能動素子であるトランジスタの耐圧を低減することを特長とする、「アクティブノイズフィルタ」を提案する。これは伝導ノイズを直接検出し、上記伝導ノイズがゼロとなるようにトランジスタで出力される電流を、各相において個別にフィードバック制御するものである。始めに動作原理を述べ、具体的回路構成と制御設計手法を示す。次にこれを誘導電動機を駆動するインバータに接続したときの、LISN に流れ込むコモンモード電流、及びノーマルモード電流の抑制効果、並びに伝導ノイズの抑制効果を実験により示し、その有効性について述べる。

2. 動作原理

提案するアクティブノイズフィルタの1相分の機能ブロック

図1 LISNによる伝導ノイズ測定

Fig. 1. Conducted noise measurement with LISN.

図2に示す。図においてCNVは整流器、INVはインバータ、IMは誘導電動機である。ここで系統ケーブル等に存在する浮遊容量 C_y に現れる高周波電圧 v_{Cy} がLISNで観測される伝導ノイズに相当する。従って高周波電圧 v_{Cy} を抑制するために、アクティブノイズフィルタは以下の機能を持つ。

- C_y の電圧 v_{Cy} を検出
- ハイパスフィルタ (HPF) により伝導ノイズ抑制対象の高周波電圧成分 (例: 150 kHz 以上の成分) を抽出
- 上記高周波電圧成分がゼロとなるように比例ゲイン K による電流指令 i_{com}^* を作成
- 電圧信号 i_{com}^* を ± 15 V 系の電圧-電流変換回路 (V-I 変換, V-to-I Conv.) により電流 i_{com} に変換し、コンデンサ C_{in} を介して i_{com} を C_y に注入

本構成により、図1に示したコモンモード及びノーマルモードノイズいずれも低減可能なこと、コモンモードトランスを必要としないこと、及び能動素子であるトランジスタの耐圧を低減することが可能となる。

3. 回路構成と制御設計

3-1 回路構成概略 図2に示したアクティブノイズフィルタの機能ブロックを回路で実現した例を図3に示

図2 アクティブノイズフィルタの1相分機能ブロック

Fig. 2. Block diagram of active noise filter for one phase.

図3 アクティブノイズフィルタの実現回路例

Fig. 3. Circuit realization of active noise filter.

す。HPF はCR 回路 2 段で構成し、その出力をオペアンプ (OP1) によるバッファで受ける。検出した高周波電圧成分をゼロとするために、オペアンプ (OP2) により反転ゲイン回路を通し、OP2 が出力する i_{com}^* としての電圧信号がそのまま出力電流となるように、オペアンプ (OP4) によるバッファと共に、V-I 変換におけるオペアンプ (OP3) により差動増幅を行う。なお OP3 の差動増幅出力段ではトランジスタ (TR1, TR2) によるプッシュプルエミッタフォロウ回路を接続して電流増幅を行い、 C_{in} を介して i_{com} を出力する。

3・2 ハイパスフィルタ HPF 系統側のアース電位 (PE) の接続方法によっては、 C_y には商用周波数成分の電圧が印加されるが (例: AC200 V), 規格に基づく伝導ノイズの規制対象帯域を鑑み、浮遊容量 C_y の電圧 v_{Cy} を直接検出した後 150 kHz 以上の成分のみを抽出する。ここでは 1000 pF のセラミックコンデンサ (C) と 10 kΩ の抵抗 (R_1) による 1 段ハイパスフィルタを 2 段カスケード接続とし、150 kHz 以上の伝導ノイズを検出できるよう折点周波数を 15.9 kHz とした。なお HPF のうち後段にあるフィルタでは 1 kΩ の抵抗 (R_2) を 10 kΩ の抵抗 (R_1) と直列に接続し、ゲインを 1/11 にして後段の OP1 によるバッファへ入力している。これは浮遊容量 C_y における高周波電圧の振幅に対して OP1 の入力限界 (± 15 V) を超えないようにするためである。ここではインバータを駆動させたときの電圧波形を実測した上でゲインを設定した。HPF の伝達関数を (1) 式に、その伝達特性を図 4 に示す。

$$v_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{s^2 C^2 R_1 (R_1 + R_2)}{s^2 C^2 R_1 (R_1 + R_2) + sC(3R_1 + R_2) + 1} v_{Cy} \quad \dots\dots\dots (1)$$

v_{Cy} : HPF 入力信号, v_1 : HPF 出力信号
 R_1 : 10 kΩ, R_2 : 1 kΩ, C: 1000 pF

3・3 注入点フィルタ $C_{in} \cdot R_{in}$ FG から見た系統電圧 R 相に存在する低周波成分 (主に直流や商用周波数成分) の電圧を C_{in} でもたせるように 220 nF のコンデンサ (C_{in})

と 50 Ω の抵抗 (R_{in}) を接続し、 i_{com} を注入するための V-I 変換を低耐圧化する。また同時に 150 kHz 以上の高周波成分からなる i_{com} は高周波で低インピーダンスとなる C_{in} に流れるようにする。系統電源から見た R_{in} に発生する電圧の伝達関数を (2) 式に、図 5 にその伝達特性を示す。60 Hz で約 48 dB の減衰となる。

$$v_3 = \frac{sC_{in}R_{in}}{1 + sC_{in}R_{in}} v_2 \quad \dots\dots\dots (2)$$

v_2 : 系統電源電圧, v_3 : R_{in} の両端電圧
 C_{in} : 220 nF, R_{in} : 50 Ω

またこのとき V-I 変換から出力された電流 i_{com} が C_y へ流れる電流の伝達関数を (3) 式に、図 6 にその伝達特性を示す。実測による浮遊容量 C_y の値は 1100 pF でありこれを (3) 式に適用した。ここで L は実測で得られた i_{com} 注入経路の浮遊インダクタンス及びコンデンサ C_{in} のリード線インダクタンスの和である。

$$i_{cy} = \frac{C'R_{in}s}{C'Ls^2 + C'R_{in}s + 1} i_{com} \quad \dots\dots\dots (3)$$

i_{cy} : C_y に流れる電流, C' : C_{in} と C_y の直列容量

図 5 系統電源が R_{in} に発生する電圧の伝達特性
 Fig. 5. Transfer characteristic of voltage across R_{in} versus mains voltage.

図 4 HPF の伝達特性
 Fig. 4. Transfer characteristic of HPF.

図 6 i_{com} が C_y に流れる電流の伝達特性
 Fig. 6. Transfer characteristic of the current through C_y versus i_{com} .

$$i_{com} = \frac{s^3 \frac{C'LC_{fil}R_{fil}}{2} + s^2 \left(C'L + \frac{1}{2}C'R_{in}C_{fil}R_{fil} \right) + s \left(C'R_{in} + \frac{1}{2}C_{fil}R_{fil} \right) + 1}{s^3 \left(C_{fil}C'R_{fil}L + \frac{1}{2}C_{fil}R_{fil}C'LR_{in} \right) + s^2 \left(C'L + C_{fil}R_{fil}C'R_{in} \right) + s \left(C'R_{in} + C_{fil}R_{fil} + \frac{1}{2}C_{fil}R_{fil}R_{in} \right) + 1} i_{com}^* \dots (4)$$

L: i_{com} 注入経路の浮遊インダクタンス+コンデンサ C_{in} のリード線インダクタンス (計 130 nH)

3・4 V-I 変換 OP2 が出力する i_{com}^* を電流指令とし、これに追従するよう OP3 を差動増幅動作させる。V-I 変換の出力インピーダンス ($R_5: 1 \Omega$) に発生する電圧値 (すなわち電流値) をオペアンプ OP4 によるバッファを用いてフィードバックし、 i_{com}^* と R_5 に発生する電圧が等しくなるよう制御する。また OP3 の出力側ではトランジスタ TR1, TR2 によるプッシュプルエミッタフォロワにより電流増幅を行い、OP3 の出力電流負担を軽減している。

トランジスタを駆動する電圧はオペアンプと同様に $\pm 15 V$ の低圧電源である。V-I 変換では電圧と電流が高周波領域まで 1:1 に変換されるのが望ましいが、実装状態での配線インダクタンスや、オペアンプ・トランジスタの高周波応答の限界から、エミッタフォロワ出力のフィードバックを $3.9 k\Omega$ の抵抗 (R_{fil}), $47 pF$ のコンデンサ (C_{fil}) からなる 1 次遅れフィルタを介することにより、高周波領域でのアクティブノイズフィルタの制御安定化を図る。V-I 変換の伝達関数を (4) 式に示す。また (4) 式の伝達特性は図 7

図 7 i_{com}^* が i_{com} に変換される伝達特性

Fig. 7. Transfer characteristic of i_{com} versus i_{com}^* .

ようになる。 R_{fil} , C_{fil} からなる 1 次遅れ要素により高周波での伝達特性を制限する。また 10 MHz 帯に浮遊容量 C_y と L からなる共振点が現れる。

3・5 開ループボード線図と実測結果 以上の伝達関数 (1), (3), (4) 式、及び比例制御ゲイン K を反映させたアクティブノイズフィルタのブロック線図を図 8 に示す。 C_y に発生する電圧 v_{Cy} が制御対象であり、インバータにより発生するノイズ電流 i_{dis} が外乱として印加される。開ループボード線図を図 9 に示す。これより 200 kHz で約 20 dB のゲインがあるため、伝導ノイズも約 20 dB の減衰となることが設計値として得られる。

次に試作したアクティブノイズフィルタのボード線図を測定した。図 10 に測定結果を示す。図 9 と比較して高周波では実装上の意図しない浮遊容量やオペアンプ・トランジスタの応答限界により特性に差異があるものの、低周波領域では概ね同様の特性が得られることがわかる。

以上の制御設計における回路定数を表 1 にまとめる。

表 1 回路定数

Table 1. Circuit constants.

Leakage capacitance C_y [F]	1100p
Input filter C_{in} [F]	220n
Input filter R_{in} [Ω]	50
High pass filter C [F]	1000p
High pass filter R_1 [Ω]	10k
High pass filter R_2 [Ω]	1k
Gain K R_3 [Ω]	1k
Gain K R_4 [Ω]	15k
V-to-I conv. R_{fil} , R_6 [Ω]	3.9k
V-to-I conv. C_{fil} [F]	47p
V-to-I conv. R_5 [Ω]	1
Leakage inductance in active noise filter L [H]	130n

図 8 アクティブノイズフィルタのブロック線図

Fig. 8. Block diagram of active noise filter.

Fig.10. Open loop Bode diagram of experimentally tested active noise filter.

Fig.12. Equivalent circuit of the impedance between LISN and active noise filter.

電学論 D, 124 卷 9 号, 2004 年

(a) Without active noise filter

(b) With active noise filter

(c) With active noise filter (i_{com} expanded)

図 13 伝導ノイズタイムドメイン波形

Fig. 13. Waveforms of conducted EMI noise.

メイン波形を図 13 に示す。(a) がアクティブノイズフィルタ無しの場合、(b) がアクティブノイズフィルタ有りの場合、(c) がその拡大波形である。(a) で見られる約 172 kHz の低周波振動のノイズ電圧 v_{noise} が (b) では抑制されていることがわかる。また上記低周波振動電圧をゼロとするために、(c) に示すようにアクティブノイズフィルタはピークで 85 mA 程度の電流を発生させている。なお 3 MHz の高周波振動が完全に消えずに残留しているが、これはモータ

図 14 アクティブノイズフィルタの i_{com} と v_{ANF}

Fig. 14. i_{com} and v_{ANF} of active noise filter.

図 15 アクティブノイズフィルタがない場合のノイズ電流経路

Fig. 15. Noise current pass without active noise filter.

における浮遊容量及びケーブル配線のインダクタンスとの共振により発生する⁽⁶⁾。

ところで図 14 に示すように、伝導ノイズ v_{noise} をゼロにするには、コモンモードに着目するとインバータのコモンモード電位変動によりモータ浮遊容量 C_m を介して LISN に流れ込む高周波電流 i_2 をゼロとすればよく、電流源動作となるアクティブノイズフィルタは理想的には i_2 と逆位相の電流 i_{com} を流す。このときアクティブノイズフィルタの出力電圧 v_{ANF} は電流 i_{com} により C_{in} (220 nF) に発生する電圧降下となる。図 13 よりアクティブノイズフィルタは約 172 kHz の周波数成分で 85 mA のピーク電流を出力するため、このときの v_{ANF} は (5) 式のように計算できる。従って電源電圧 ± 15 V でアクティブノイズフィルタを駆動すれば上記成分に対して設計通りの抑制効果が得られる。

$$v_{ANF} = \frac{1}{2\pi \cdot 172k \cdot 220n} \times 85m = 0.36 [V] \dots\dots (5)$$

また図 15 にアクティブノイズフィルタが無い場合のコモンモードにおけるノイズ電流経路を示す。伝導ノイズに起因するコモンモードのノイズ電流は、インバータが発生するコモンモード電圧によりモータの接地容量 C_m (実測値で 1000 pF) を介して流れる。また LISN で 50 Ω 終端されているため C_y (1100 pF) のインピーダンスは無視できる。従ってモータの接地容量 C_m によりコモンモードの電流値が決まる。例えばアクティブノイズフィルタを ± 10 V まで出力させる設計とし、低周波伝導ノイズの主要成分である 172 kHz 成分に着目すると、(5) 式の結果より $10 [V]/0.36 [V]=28$ 倍のピーク電流を発生させることができるため、対応可能な最大容量 C_m の値は 28 nF と類推される。

4.3 周波数ドメイン測定結果 インバータを運転したときの LISN に流入するノーマルモード電流 (LISN の L1 端子電流から L2 端子電流を差し引いた電流) 及びコモ

図 16 ノイズ電流測定結果

Fig. 16. Measured noise current.

図 17 LISN による伝導ノイズ測定結果

Fig. 17. Measured conducted noise at LISN.

ンモード電流 (LISN の L1 ~ L3 の端子電流を足し合わせた電流) の測定結果を図 16 に示す。アクティブノイズフィルタにより数 MHz の帯域まで抑制できていることがわかる。

次に LISN による伝導ノイズ測定結果を図 17 に示す。ピーク検波かつ MaxHold モードでの測定結果である。ア

図 18 アクティブノイズフィルタ及び線間コンデンサ接続による伝導ノイズ測定結果

Fig. 18. Measured conducted noise with active noise filter and across-the-line capacitors.

クティブノイズフィルタにより設計通りに 150 kHz 近傍にて約 20 dB の減衰が得られる。図 16(a) よりノーマルモード電流の数 MHz 帯での減衰が少ないため、LISN とアクティブノイズフィルタとの間の系統ケーブルに、線間コンデンサ (各線間 2.2 μF, 合計 3 個) を接続した。測定結果を図 18 に示す。アクティブノイズフィルタ単体による結果と比較して、数 MHz 帯のノイズが抑制される。アクティブノイズフィルタでは、FG と L1, L2, L3 間の浮遊容量 C_y の電圧のみを検出対象として電流 i_{com} を流すため、容量の大きい線間コンデンサを接続してもアクティブノイズフィルタの出力電流は増加せず安定に動作できる。なおアクティブノイズフィルタの動作を止めて注入点フィルタ C_{in} , R_{in} を接続したのみでは 150 kHz 帯の伝導ノイズは抑制されない。アクティブノイズフィルタにより能動的に電流 i_{com} を注入することにより伝導ノイズの低減効果が得られる。

5. まとめ

本論文では、伝導ノイズの原因となるコモンモード及びノーマルモードいずれも低減可能で、コモンモードトランスを必要とせず、トランジスタの耐圧を低減することを特長とするアクティブノイズフィルタを示した。始めに動作原理を述べ、具体的な回路構成と制御設計手法を示した。次に試作回路をインバータに接続して誘導電動機を運転したときの、LISN に流れ込むノーマルモード電流及びコモンモード電流の抑制効果、並びに LISN で測定される伝導ノイズの抑制効果を実験により示し、1 MHz 以下の帯域にて最大 20 dB の抑制効果が得られることを確認した。よって EMI 抑制用リアクトル無しでノーマルモードとコモンモードを抑制するノイズフィルタを構成することが可能となり、リアクトルの共振や鉄芯における磁気飽和の問題を本質的に解決すると共に、ノイズフィルタの小型化が期待できるものとする。

(平成 15 年 9 月 24 日受付, 平成 16 年 2 月 27 日再受付)

文 献

- (1) C. Osawa: "EMC in Power Drive Systems", 2001 Japan Industry Applications Society Conference Record, IEE Japan, S8-3, pp.191-194 (2001-8) (in Japanese)
大澤千春:「パワードライブシステムにおける EMC」, 平 13 電気学会産業応用部門全大, S8-3, pp.191-194 (2001-8)
- (2) H. Hasegawa, T. Doumoto, and H. Akagi: "A Three-phase Voltage-Source PWM Inverter System Characterized by Sinusoidal Output Voltage with Neither Common-mode Voltage nor Normal-mode Voltage - Design and Performance of a Passive EMI Filter -", *T. IEE Japan*, Vol.122-D, No.8, pp.845-852 (2002-8) (in Japanese)
長谷川博司・堂元貴史・赤木泰文:「コモンモード電圧を発生しない三相正弦波出力電圧 PWM インバータシステム - パッシブ EMI フィルタの設計と特性 -」, 電学論 D, 122, 8, pp.845-852 (2002-8)
- (3) S. Ogasawara, H. Ayano, and H. Akagi: "Active Cancellation of the Common-Mode Voltage Produced by a Voltage-Source PWM Inverter", *T. IEE Japan*, Vol.117-D, No.5, pp.565-571 (1997-5) (in Japanese)
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, 117, 5, pp.565-571 (1997-5)
- (4) A. Ogata, I. Takahashi, H. Kanazawa, and A. Hiruma: "Application Active EMI Filter to Air Conditioner", 1997 Japan Industry Applications Society Conference Record, IEE Japan, No.80, pp.181-182 (1997-8) (in Japanese)
小形秋弘・高橋 勲・金澤秀俊・蛭間淳之:「アクティブ EMI フィルタのエアコンへの応用」, 平 9 電気学会産業応用部門全大, No.80, pp.181-182 (1997-8)
- (5) "Adjustable speed electrical power drive systems—Part3: EMC product standard including specific test methods", EN61800-3:1997 (1997)
- (6) S. Ogasawara, H. Fujita, and H. Akagi: "Modeling and Analysis of High-Frequency Leakage Currents Caused by Voltage-Source PWM Inverters", *T.*

IEE Japan, Vol.115-D, No.1, pp.77-83 (1995-1) (in Japanese)

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, 115, 1, pp.77-83 (1995-1)

東

聖 (正員) 1970 年 3 月 5 日生。1992 年 3 月神戸大学工学部電気工学科卒業。同年 4 月三菱電機(株)入社。電力変換主回路方式と制御方式, 並びに電力変換装置が発生する EMI ノイズ抑制技術の研究・開発に従事。財団法人発明協会平成 15 年度近畿地方発明奨励賞受賞。

木 全 政 弘

(正員) 1961 年 1 月 20 日生。1983 年 3 月名古屋工業大学工学部電気工学科卒業。1985 年 3 月同大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程修了。同年 4 月三菱電機(株)入社。パワーエレクトロニクス機器の開発に従事。