電圧形PWMインバータ駆動交流電動機の 軸電圧・漏れ電流の一抑制法 —モータ中性線を利用したパッシブEMIフィルタ—

学生員 堂元 貴史* 正員 赤木 泰文*

An Approach to Suppressing Both Shaft Voltage and Leakage Current
in an AC Motor Driven by a Voltage-Source PWM Inverter
—A Passive EMI Filter Making Use of the Motor Neutral Line—

Takafumi Doumoto*, Student Member, and Hirofumi Akagi*, Member

This paper proposes a practical approach to suppressing both shaft voltage and leakage current in an ac motor driven by a voltage-source PWM inverter. This approach is characterized by using a neutral line of the ac motor. A common-mode inductor is connected between the inverter and the motor. Moreover, a resistor and a capacitor are connected in series between the motor neutral point and the inverter negative dc bus. This unique circuit configuration makes the common-mode inductor effective in reducing the common-mode voltage appearing at the motor terminals. As a result, both shaft voltage and ground current are significantly suppressed with low cost. Over-voltages at the end of a cable can be suppressed by a normal-mode inductor and a resistor which are connected in parallel. The validity and effectiveness of the new approach are verified by experimental results from a 5-kVA laboratory system.

キーワード：モータ中性線, コモンモード電圧, パッシブEMIフィルタ, 電圧形PWMインバータ

Keywords: Motor neutral line, common-mode voltage, passive EMI filters, voltage-source PWM inverters

1. まえがき

近年, IGBT などのパワー半導体デバイスの発展に伴って, インバータのスイッチング周波数 (= キャリア周波数) が高周波化している。これによりモータの騒音や振動が低減され, 電圧・電流・トルクなどの制御能力が向上した。しかし, 高速なスイッチングによって dv/dt が $3,000 \text{ V}/\mu\text{s}$ に達し, 巻線の絶縁劣化やノイズを引き起こす伝導性 EMI (Electro-Magnetic Interference), 信号線や通信機器に放射的 EMI を誘発する恐れがある。

三相電圧形インバータは出力相電圧の総和が零にならないため, コモンモード電圧を発生する。このコモンモード電圧が, モータの軸・フレーム間のモータ軸電圧や高周波漏れ電流の原因となり, 軸電圧に起因するベアリング電流はベアリングの寿命を低下させる。高周波漏れ電流は漏電

遮断器の誤動作を引き起こす。これらの問題は, スwitchング周波数が高速化するにつれてより顕著になる^{(1)~(3)}。

従来, パワーエレクトロニクス機器の EMI 対策として, リアクトルやコンデンサを用いて急峻な電圧・電流の変化を抑制するためのパッシブ EMI フィルタが用いられてきた^{(4)~(6)}。一方, 能動素子を用いてコモンモード電圧を相殺したり⁽⁷⁾, 漏れ電流をバイパスさせるアクティブ EMI フィルタ⁽⁸⁾も提案されている。筆者らは先に, 相電圧と線間電圧を同時に正弦波化するパッシブ EMI フィルタを提案した⁽⁹⁾。これは軸電圧と漏れ電流をほぼ完全に抑制できる。しかし, ノーマルモードチョークはコモンモードチョークに比べて数倍も大きく, 相電圧を正弦波化する必要のない用途では単に軸電圧と漏れ電流を抑制できる, より実用的な対策が望まれていた。

本論文では, モータ中性線を利用したパッシブ EMI フィルタを提案する。モータ中性線を利用することによって, コモンモードに対して閉ループを構成することができる。その結果, インバータの出力に接続したコモンモードチョークが有効に作用し, モータの軸電圧や高周波漏れ電流を大幅に抑制することができる。さらに小容量ノーマルモードフィ

* 東京工業大学 大学院理工学研究科 電気電子工学専攻
〒152-8552 東京都目黒区大岡山 2-12-1
Dept. of Electrical and Electronic Engineering,
Tokyo Institute of Technology
2-12-1, O-okayama, Meguro-ku, Tokyo 152-8552

図1 モータ中性線を利用したパッシブ EMI フィルタと実験システム構成

Fig. 1. The proposed passive EMI filter characterized by using the motor neutral line, and its experimental system configuration.

表1 図1と図5のフィルタ定数の比較

Table 1. Comparisons in filter constants between Fig. 1 and Fig. 5.

	Common mode					Normal mode				
	L_C [mH]	C_C [μ F]	R_C [Ω]	f_R [kHz]	Q	L [μ H]	C [μ F]	R [Ω]	f_R [kHz]	Q
Fig. 1	28	0.47	30	1.39	8	70(0.27%)	—	200	—	—
Fig. 5	28	0.47	30	1.39	8	500(2%)	10(2.5%)	1	2.25	7

on a 3 ϕ , 200 V, 50 Hz, 5 kVA base

図2 供試誘導電動機のコモンモードに対するインピーダンス特性の測定値

Fig. 2. Measured impedance characteristics of the tested induction motor for common mode.

図3 図1のコモンモードに対するキャリア周波数領域での等価回路

Fig. 3. Equivalent circuit of Fig. 1 for common mode in a carrier-frequency range.

ルタ (4) (10) を接続することによって、コモンモードチョークの漏れインダクタンスとモータの浮遊静電容量との共振現象に起因する相電圧や線間電圧のサージ電圧を抑制することができる。以上のことを実験的に確認し、その有効性を示す。

図4 図3の簡易等価回路

Fig. 4. Simplified equivalent circuit of Fig. 3.

2. モータ中性線を利用したパッシブ EMI フィルタ

〈2・1〉 システム構成 図1に実験システムを示す。これは、三相電圧形 PWM インバータ (5 kVA, キャリア周波数 15 kHz), 誘導電動機 (定格 200 V, 3.7 kW, 4 極), モータ中性線を利用したパッシブ EMI フィルタから構成される。LR の並列回路 (以下 $L//R$ と略記) で構成したノーマルモードフィルタをインバータ・モータ間の三相電力線に直列に挿入している。コモンモードフィルタの主要部品はコモンモードチョーク L_C であり、モータ中性点 n とインバータの直流負バス o とを接続する枝には、 C_C と R_C の直列回路が挿入されている。モータ相電圧 v_{uo}, v_{vo}, v_{wo} , インバータ出力端子でのコモンモード電圧 v_{C1} , モータ端子でのコモンモード電圧 v_{C2} , モータ中性点電圧 v_{no} は、すべてインバータ直流バスの負側 (点 o) を基準とする。

コモンモードチョークは三相巻線を巻数・極性がそれぞれ等しくなるように同一のコアに巻いたものである。そのため、ノーマルモードに対してはコア中の磁束が相殺しインダクタンスは零になるが、コモンモードに対してはコア中の磁束が強めあうので大きなインダクタンスを持つ。

図5 文献(9)のシステム構成

Fig. 5. Experimental system configuration of reference (9).

図6 図5のコモンモードに対するキャリア周波数領域での等価回路

Fig. 6. Equivalent circuit of Fig. 5 for common mode in a carrier-frequency range.

C_G と R_G はインバータの直流負バスを接地するためのもので、高周波に対しては C_G によるコンデンサ接地、低周波に対しては R_G による抵抗接地として動作する。

〈2・2〉動作原理 図2は、実験に使用した誘導電動機の電力線-フレーム間のインピーダンス特性の測定結果である。図2から、キャリア周波数領域では電力線-フレーム間のインピーダンスを浮遊静電容量 $C_S = 3\text{nF}$ のコンデンサに近似することができる[†]。また、図1の実験システムを用いて、モータ中性点 n を基準電位とした場合のモータ端子でのコモンモード電圧と中性線電流 i_n の振幅と位相差を実測した。キャリア周波数領域でのインピーダンス特性から、モータの固定子巻線の零相インピーダンスを $L_M (=1\text{mH})$ 、 $R_M (=100\Omega)$ の直列回路に近似できる。以上の実験的検討から図1のコモンモードに対するキャリア周波数領域での等価回路は図3のようになる。

キャリア周波数領域ではノーマルモードフィルタ $L//R$ は L として作用するが、 L_C よりも十分に小さいのでノーマルモードフィルタを無視することができる。キャリア周波数領域では C_G のインピーダンスは十分低いので C_G を無視し、短絡として考えることができる。このとき、等価回

[†] C_S の測定にはパワーアンプ(エヌエフ回路設計ブロック HSA4012)を使用した。モータの電力線を3本束ね、接地線との間に電圧を印加し、電圧と電流の振幅と位相差を測定した。 R_S については〈3・2〉参照

図7 図6の簡易等価回路

Fig. 7. Simplified equivalent circuit of Fig. 6

路は浮遊容量 C_S と C_C の並列接続とコモンモードチョークを直列に接続したものになる。キャリア周波数領域では、モータの浮遊容量 C_S のインピーダンス $1/\omega C_S$ は 3500Ω ($\gg R_S$) であり、 L_M 、 R_M 、 C_C 、 R_C の直列回路の合成インピーダンスは 150Ω であるので、モータ浮遊容量 C_S のインピーダンスを無視することができる。このことから簡易等価回路は、図4のような LCR 直列回路で表すことができる。図4において、インバータ出力端子でのコモンモード電圧 v_{C1} に対するモータ端子でのコモンモード電圧 v_{C2} の振幅比 V_{C2}/V_{C1} は

$$\frac{V_{C2}}{V_{C1}} = \left| \frac{R_M + R_C + j\omega L_M + 1/j\omega C_C}{R_M + R_C + j\omega(L_M + L_C) + 1/j\omega C_C} \right| \cong 0.05 \quad (1)$$

になるので、モータ端子に発生するコモンモード電圧を大幅に低減できる。そのため、コモンモード電圧に起因する軸電圧や接地線電流を抑制することが可能になる。

〈2・3〉文献(9)との比較 図5に示す文献(9)のシステム構成では、ノーマルモードフィルタ(一般的にスイッチングリプル除去フィルタ)の中性点とインバータ直流バスが C_C と R_C の直列回路を介して接続されているので、コモンモードに対する等価回路は図6のようになる。 C_G のインピーダンスは図3の場合と同様に、短絡として考えることができる。また、 $L/3 \ll L_C$ 、 $3C \gg C_C$ 、 $R/3 \ll R_C$ より L 、 C 、 R を無視することができる。さらに、モータの浮遊容量 C_S のインピーダンスはキャリア周波数の領域では $1/\omega C_S \gg 1/\omega C_C$ になることから、簡易等価回路は

図8 図15の相電圧・線間電圧の拡大波形

Fig. 8. Close-up waveforms of phase-to-neutral and line-to-line voltages when the normal-mode filter is eliminated from Fig. 1.

図4の場合と同様にLCR直列回路で表すことができる。以下、図1に示すシステムと図5に示すシステムを比較する。図5の場合、コモンモードに対する低いインピーダンスのループをCR直列回路のY結線を利用して構成しているが、本論文ではモータ中性線を利用している点が大きく異なる。文献(9)のノーマルモードフィルタは、フィルタ電流(CRを流れる電流)の実効値を定格の10%に抑制してノーマルモード電圧をモータ端子から除去するために500 μH (2%)のノーマルモードチョークが必要になる。一方、本論文のノーマルモードフィルタはモータ端子からサージ電圧を抑制することが目的なので、文献(9)に比べて小型のノーマルモードチョーク70 μH (0.27%)を用いることができる。しかし、どちらもコモンモードに対する簡易等価回路はLCR直列回路になるので、コモンモード電圧に対しては同様の低減効果が得られる。

3. パッシブ EMI フィルタの設計

〈3・1〉コモンモードフィルタ コモンモードフィルタを設計する際、コモンモードチョークが磁気飽和しないように、コモンモード電圧に含まれる15 kHz成分の振幅が最大になる出力周波数0 Hz ($v_{C1} = 178 \text{ V}$)で飽和しないように設計する必要がある⁽⁹⁾。図4から、インバータが発生するコモンモード電圧はほとんどコモンモードチョークに印加されるので、コア中の磁束密度Bは

$$B \cong \frac{v_{C1}}{\omega NS} \dots \dots \dots (2)$$

になる。ここで ω はキャリア角周波数である。このとき、Bが飽和磁束密度1.2 Tに達しないようにするために巻数 $N = 20$ 、有効断面積 $S = 123.8 \text{ mm}^2$ のコモンモードチョークを用いた。このとき、最大磁束密度は0.76 Tである。次にコンデンサの値を決定する。コモンモードチョークとの共振周波数を出力周波数およびキャリア周波数から大きく離れた1~2 kHz付近に設定するため、 $C_C = 0.47 \mu\text{F}$ にした。抵抗 R_C は共振抑制のためには減衰係数 $\zeta = 1$ となるように設計するのが理想であるが、抑制効果を考慮して $Q = 2$ 、すなわち $\zeta = 0.25$ 程度になるように、 $R_C = 30 \Omega$ にした。後述の図15と図16の中性線電流 i_n の波形から R_C の消費電力は30 mW程度である。

図9 ノーマルモードに対する等価回路

Fig. 9. Equivalent circuit for normal mode.

図10 メガヘルツ領域でのノーマルモードに対する簡易等価回路

Fig. 10. Simplified equivalent circuit for normal mode in a mega-hertz range.

図11 コモンモードチョーク(右上)とノーマルモードチョーク(下)

Fig. 11. The common-mode inductor (upper right), and the three normal-mode inductors (lower), compared with a 3.5-inch floppy disk.

〈3・2〉ノーマルモードフィルタ 図8は後述の図15(図1からノーマルモードフィルタを除去した場合)の相電圧・線間電圧の時間軸を拡大したものである。図8からコモンモードチョークの漏れインダクタンスとモータの浮遊容量($C_S = 3 \text{ nF}$)の間に共振が生じ、線間電圧のピーク値は450 Vに達していることがわかる。この波形の共振周波数(=1.5 MHz)および減衰係数(=0.1)から、コモンモードチョークの漏れインダクタンスは1相あたり11 μH、抵抗 R_S は21 Ωになる。よって、ノーマルモードに対する等価回路は図9に示すようになる。メガヘルツ領域では、ノーマルモードフィルタはRとして作用する。また、ノーマルモードに対するモータ巻線のインダクタンスは十分に大きいことから、開放として考えることができる。以上のこと

表 2 実験に使用したコモンチョークおよびノーマルモードチョークの仕様

Table 2. Specifications of the common-mode and normal-mode inductors used in experiment.

	Common-mode Inductor L_C	Normal-mode Inductor L
Outside diameter [mm]	75	42
Height [mm]	31	25
Square [mm ²]	124	90
Magnetic mean length [mm]	166	94
AL value [$\mu\text{H}/\text{N}^2$]	70	0.12
Turn number	20	24
Inductance value [mH]	28	0.07

からノーマルモードに対する簡易等価回路は図 10 のようになる[†]。共振を抑制するためには、図 10 において $\zeta \cong 1$ にする必要がある。ノーマルモードフィルタは高周波に対しては抵抗として動作するので $\zeta \cong 1$ に設計することが可能である。ノーマルモードフィルタを接続したことによって、減衰係数は

$$\zeta \cong \frac{3/2 \times (21 + R)}{2} \sqrt{\frac{2/3 \times 1 \times 10^{-9}}{3/2 \times 11 \times 10^{-6}}} \dots\dots (3)$$

になる。 $\zeta \cong 1$ になるように抵抗 R は 200Ω とした。このとき減衰係数は 1.1 である。次にノーマルモードチョークのインダクタンスを決定する。共振周波数の 1.5 MHz で、十分な効果が得られるようにカットオフ周波数 f_{cut} を 400～500 kHz に設定する。

$$f_{cut} = \frac{R}{2\pi L} \dots\dots (4)$$

より、 L は $64 \sim 79 \mu\text{H}$ になる。ここでは、 $L = 70 \mu\text{H}$ (0.27%: 3ϕ , 200 V, 50 Hz, 5 kVA ベース) にした。図 11 に実験に使用したノーマルモードチョークとコモンモードチョークの写真を、表 2 に実験に使用したノーマルモードチョークとコモンモードチョークの仕様を示す。

4. 実験結果

以下の実験ではインバータを V/f 一定制御、キャリア周波数 15 kHz、出力周波数 40 Hz に設定し、誘導電動機 (定格 3.7 kW, 4 極) は無負荷で運転した。図 12～図 16 において、時間軸は (a): 出力周波数基準, (b), (c): キャリア周波数基準とした。モータ端子でのコモンモード電圧 v_{C2} は、モータ端子に高抵抗を Y 接続して測定した。モータ相電圧 v_{uo}, v_{vo}, v_{wo} 、モータ端子でのコモンモード電圧 v_{C2} 、モータ中性点電圧 v_{no} はインバータ直流バスの負側 (点 o) を基準に測定したため直流電圧 ($= E_d/2$) が含まれる。実験条件を表 3 に示す。

[†] 文献 (3) では、電力線と接地線の配線インダクタンスを考慮しているが、本論文の実験システムではインバータ・モータ間の電力線が 2 m に満たないため、配線インダクタンスを無視している。電力線と接地線の配線インダクタンスを考慮すると相電圧と線間電圧で共振周波数が異なるが、図 8 ではどちらも等しいので、配線インダクタンスを無視しても差し支えないことがわかる。

表 3 実験条件

Table 3. Experimental conditions

	Motor neutral line with C_C and R_C	Common-mode inductor L_C	Normal-mode filter $L//R$
Fig.12	no	no	no
Fig.13	no	yes	no
Fig.14	yes	no	no
Fig.15	yes	yes	no
Fig.16	yes	yes	yes

図 12 インバータとモータを直接接続し、モータ中性線を開放 ($i_n = 0$) した場合の実測波形
Fig.12. Experimental waveforms when no filter is connected under $i_n = 0$.

図 12 にインバータとモータを直接接続した場合の実験結果を示す。相電圧 v_{uo} 、線間電圧 v_{uv} 共に大きなスイッチングリプルが含まれている。インバータ・モータ間にコモンモードチョークを接続しないため $v_{C1} = v_{C2}$ である。モータ軸電圧 v_{shaft} はモータ端子でのコモンモード電圧 v_{C2} と相似な波形となりピーク値は 5 V である。中性点の電圧は、中性点が開放になっているため、コモンモード電圧と同様の波形である。また、接地線電流 i_G はモータの浮遊容量を通して流れるためモータ端子でのコモンモード電圧 v_{C2} の微分波形となりピーク値は 1.5 A である。

(a) Output frequency-based time scale

(b) Carrier frequency-based time scale

図 13 インバータ・モータ間にコモンモードチョークのみを接続し、モータ中性線を開放した場合の実測波形

Fig. 13. Experimental waveforms when only the common-mode inductor is connected under $i_n = 0$.

図 13 にインバータ・モータ間にコモンモードチョークのみを接続し、モータ中性線を開放した場合の実験結果を示す。コモンモードチョークの作用によって、モータ端子電圧の dv/dt が抑制され、モータ端子でのコモンモード電圧、中性点電圧の波形がインバータとモータを直接接続した場合に比べて滑らかになっている。そのため接地線電流 i_G はピーク値が 0.1 A に抑制されている。しかし、浮遊容量のインピーダンスはコモンモードチョークのインピーダンスよりも大きいので、コモンモード電圧のピーク値は低減されていない。そのため、軸電圧 v_{shaft} にも抑制効果は見られず、ピーク値は 4 V である。また、コモンモードチョークの漏れインダクタンスとモータの浮遊容量の間に共振が発生し、サージ電圧が線間電圧に現れている。

図 14 にモータ中性点とインバータの直流バスを C_C と R_C を介して接続した場合の実験結果を示す。ここでは、コモンモードチョーク L_C を接続していない。モータ巻線のコモンモードに対するインピーダンス（零相インピーダンス）はコモンモードチョークのインピーダンスに比べて十分

(a) Output frequency-based time scale

(b) Carrier frequency-based time scale

図 14 図 1 のシステムから $L//R$ と L_C を取り外した場合の実測波形

Fig. 14. Experimental waveforms when $L//R$ and L_C are eliminated from Fig. 1.

に小さいため、共振周波数がキャリア周波数と一致する恐れがある。ここでは C_C と R_C の値を変更し、 $C_C = 1.5 \mu\text{F}$ 、 $R_C = 15 \Omega$ にした。モータ中性点とインバータの直流負バスを C_C と R_C で接続することによって軸電圧 v_{shaft} はピーク値 2 V に低減されている。しかし、モータ端子でのコモンモード電圧 v_{c2} の波形は図 12 の場合と同一波形であるので、接地線電流 i_G の抑制効果はない。また、コモンモードに対するインピーダンスが低くなるので、中性線電流のピーク値が 1 A となり、抵抗 R_C で発生する損失を無視できなくなる。

図 15 に図 1 からノーマルモードフィルタを取り除いた場合の実験結果を示す。このとき、 C_C と R_C によってコモンモードに対する低いインピーダンスの枝が構成されたため、モータ端子でのコモンモード電圧 v_{c2} は大幅に低減され、振幅は 10 V である。インバータが発生するコモンモード電圧の振幅 140 V の 7% に低減されている。その結

図 15 図 1 から $L//R$ を取り外した (コモンモードフィルタのみを接続した) 場合の実測波形
Fig.15. Experimental waveforms when $L//R$ is eliminated from Fig.1.

図 16 図 1 のシステムでの実測波形

Fig.16. Experimental waveforms obtained from Fig.1.

$$v_{sum} = (v_{uo} + v_{vo} + v_{wo})/3 \text{ は, コモンモード電圧が除去さ}$$

果, 軸電圧 v_{shaft} のピーク値は 0.3V, 接地線電流 i_G のピーク値は 70mA であり[†], インバータとモータを直接接続した場合に比べて大幅に低減されている。三相の相電圧の和

[†] 図 15 と図 16 の接地線電流には, IGBT のスイッチング時に周波数 10MHz, ピーク値 70mA の振動電流が流れている。これは, コモンモードチョークやノーマルモードチョークの巻線間の静電容量の影響を無視できないためである。

図 17 図 16 の相電圧・線間電圧の拡大波形

Fig. 17. Close-up waveforms of the phase-to-neutral and line-to-line voltages in Fig. 1.

れたため平滑な波形になる。しかし、相電圧と線間電圧には、コモンモードチョークの漏れインダクタンスとモータの浮遊容量の共振によるサージ電圧が発生している。図 8 に示すモータ相電圧・線間電圧の拡大波形から、この共振周波数は 1.5 MHz である。

図 16 に図 1 のシステムの場合の実験波形を示す。軸電圧や接地線電流は図 15 と同様に抑制されている。図 17 は、図 16 の相電圧と線間電圧の拡大波形である。図 17 からノーマルモードフィルタを接続することで相電圧・線間電圧のサージ電圧が良好に抑制されていることがわかる。また、 R での消費電力は三相で 6 W 程度であることを実験によって確認した。

5. 結論

本論文では、モータ中性線を利用したパッシブ EMI フィルタを提案し、実験システム (200 V, 5 kVA) の設計・製作を行った。パッシブ EMI フィルタを接続すると、システムのコモンモードに対する等価回路は LCR 直列回路になる。電圧形 PWM インバータが発生するコモンモード電圧はコモンモードチョークに印加されるので、モータ端子でのコモンモード電圧は大幅に低減される。実験システムを用いて、軸電圧や接地線電流を大幅に抑制できることを確認した。さらに、ノーマルモードフィルタを挿入することで、コモンモードチョークの漏れインダクタンスとモータの浮遊容量の間に発生する相電圧・線間電圧の共振を効果的に抑制することができることを実験により確認した。

本論文では、図 1 に示すように絶縁変圧器を接続して実験したが、モータ中性線を利用したパッシブ EMI フィルタは接地系三相交流電源に直接接続した場合にも適用できる。このような場合の回路構成や実験結果については別の機会に報告する⁽¹⁰⁾。

(平成 14 年 11 月 25 日受付, 平成 15 年 3 月 31 日再受付)

文 献

- (1) 奥山吉彦・藤井秀樹:「インバータ駆動誘導電動機の軸電圧」, 富士時報, Vol.72, No.2, pp.144-149 (1999)
- (2) M. Nakamura and A. Imayanagita: "Bearing Corrosion of Induction Motors", *Toyo Denki Review*, No.105, pp.23-32 (2000-3) (in Japanese)
中村雅彦・今柳田明夫:「誘導電動機の軸受電食」, 東洋電機技報, 第

- 105 号, pp.23-32 (2000-3)
- (3) S. Chen, T.A. Lipo, and D. Fitzgerald: "Modeling of Motor Bearing Currents in PWM Inverter Drives", *IEEE Trans. on Industry Appl.*, Vol.32, No.6, pp.388-393 (1996-11/12)
- (4) S. Ogasawara, H. Ayano, and H. Akagi: "Measurement and Reduction of EMI Radiated by a PWM Inverter-Fed AC Motor Drive System", *T. IEE Japan*, Vol.116-D, No.12, pp.1211-1219 (1996-12) (in Japanese)
小笠原哲司・綾野秀樹・赤木泰文:「PWM インバータを用いた交流電動機駆動システムが発生する EMI 測定とその低減法」, 電学論誌 D, 116, 12, pp.1211-1219 (1996-12)
- (5) N. Aoki, K. Satoh, and A. Nabae: "Damping Circuit to suppress Motor Terminal Overvoltage and Ringing in PWM Inverter-Fed AC Motor Drive Systems with Long Motor Leads", *IEEE Trans. Industry Appl.*, Vol.35, No.5, pp.1014-1020 (2001-5)
- (6) M.M. Swamy, K. Yamada, and T. Kume: "Common Mode Current Attenuation Techniques for Use with PWM Drives", *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol.16, No.2, pp.248-255 (2001)
- (7) 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)
小笠原哲司・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」, 電学論誌 D, 117, 5, pp.565-571 (1997-5)
- (8) I. Takahashi, A. Ogata, H. Kanazawa, and A. Himura: "Active EMI Filter for Switching Noise of High Frequency Inverters", *Proc. of PCC-Nagaoka*, pp.331-334 (1997)
- (9) 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電圧出力 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—」, 電学論誌 D, 122, 8, pp.845-852 (2002-8)
- (10) T. Doumoto and H. Akagi: "A Passive EMI Filter Characterized by the Use of the Motor Neutral Line—The case that a general-purpose inverter is directly connected to three-phase grounded voltage sources—", to be presented at the *IEEE IAS Annual Meeting in August* (2003)
堂元貴史・赤木泰文:「モータ中性線を利用したパッシブ EMI フィルタ—接地系三相交流電源に汎用インバータを直結した場合—」, 電気学会産業応用部門大会発表予定 (平成 15 年 8 月)

堂 元 貴 史 (学生員) 1979 年 5 月 2 日生。2002 年 3 月東京工業大学工学部電気電子工学科卒業。同年 4 月東京工業大学大学院理工学研究科電気電子工学専攻修士課程進学, 現在に至る。パッシブ EMI フィルタの研究に従事。

赤 木 泰 文 (正員) 1951 年 8 月 19 日生。1979 年 3 月東京工業大学大学院博士課程電気工学専攻修了, 工学博士。長岡技術科学大学, 岡山大学を経て, 2000 年 4 月東京工業大学大学院理工学研究科電気電子工学専攻教授。パワーエレクトロニクスの研究に従事。電気学会論文賞を 3 回, IEEE Transactions Prize Paper Award を 3 回, IEEE IAS Committee Prize Paper Award を 7 回受賞。96 年 IEEE Fellow。98 年 IEEE IAS and PELS Distinguished Lecturer。2001 年 IEEE William E. Newell Power Electronics Award。