モータ中性線を利用したパッシブ EMI フィルタ —放熱フィンからの漏れ電流の抑制効果—

学生員 堂元 貴史* 正員 赤木 泰文*

A Passive EMI Filter with Access to the Ungrounded Motor Neutral Line —Its Effect on Eliminating Leakage Current from the Inverter Heat Sink—

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

This paper deals with a leakage current flowing out of the heat sink of a voltage-source PWM inverter. The heat-sink leakage current is caused by a steep change in the common-mode voltage produced by the inverter. It flows through parasitic capacitors between the heat sink and power semiconductor devices when no EMI filter is connected. Experimental results reveal that the heat-sink leakage current flows not into the supply side, but into the motor side. These understandings succeed in describing an equivalent common-mode circuit taking the parasitic capacitors into account. The authors have proposed a passive EMI filter that is unique in access to the ungrounded motor neutral line. It is discussed from this equivalent circuit that the passive EMI filter is effective in preventing the leakage current from flowing. Moreover, installation of another small-sized common-mode inductor at the ac side of the diode rectifier prevents the leakage current from flowing into the supply side. Experimental results obtained from a 200-V, 3.7-kW laboratory system confirm the effectiveness and viability of the EMI filter.

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

Keywords: Common-mode voltage, leakage current, motor-neutral line, passive EMI filter, voltage-source inverter

1. はじめに

三相電圧形 PWM インバータは、モータ駆動用インバータとして広く使用されている。しかし、このインバータの出力相電圧の総和は零にならない。このことはコモンモード電圧の発生を意味し、モータ軸電圧や高周波漏れ電流などの問題を誘発する。モータフレーム・軸の間に生じるモータ軸電圧は、ベアリングの寿命を縮めるベアリング電流の原因になる。モータ巻線とフレーム間の浮遊容量を通して流れる漏れ電流やインバータの放熱フィンから流出する漏れ電流は、漏電遮断器の誤動作を引き起こし、伝導性 EMI (Electro-Magnetic Interference) や放射性 EMI の原因にもなる。これらは PWM 周波数の高周波化とスイッチングが高速化するにつれて顕在化する傾向にある^{(1)~(4)}。

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たパッシブ EMI フィルタが用いられてきた⁽⁵⁾⁽⁶⁾。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⁽⁷⁾やモータ中性線を利用したパッシブ EMI フィルタ⁽⁸⁾⁽⁹⁾を提案した。

しかし、これらはモータからの漏れ電流の抑制について検討したものであり、放熱フィンからの漏れ電流を検討した論文は少ない⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾。文献(10)では、放熱フィンからの漏れ電流の発生機構を明らかにし、リアクトルや抵抗を使用して放熱フィンを接地することを提案している。しかし、インバータフレームと放熱フィンを一体化した汎用インバータの場合には、リアクトルや抵抗を介して放熱フィンを接地することは不可能に近い。

本論文では、放熱フィンからの漏れ電流に注目し、モータ中性線を利用したパッシブ EMI フィルタの抑制効果を検討する。具体的には、まず放熱フィンからの漏れ電流の流出経路を明らかにし、等価回路を導出する。次に、この等価回路からモータ中性線を利用したパッシブ EMI フィルタが、放熱フィンからの漏れ電流の抑制に有効であることを理論的に説明し、実験的にその有効性を確認する。さらに、ダイオード整流器の交流側に小容量コモンモードチョークを接続することによって、放熱フィンからの漏れ電流やモータからの漏れ電流を実用上問題にならない程度まで抑制できることを実験的に示す。

* 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, S3-17

Department of Electrical and Electronics Engineering, Tokyo Institute of Technology

S3-17, 2-12-1, O-okayama, Meguro-ku, Tokyo 152-8552

図1 インバータとモータを直結した場合の実験システム構成
Fig. 1. An experimental system configuration when no EMI filter is connected.

図2 インバータとモータを直結し、放熱フィン
を非接地にした場合の実測波形

Fig. 2. Experimental waveforms when no EMI filter is connected, and the heat sink is ungrounded.

2. 放熱フィンからの漏れ電流の実測波形

図1にインバータ(容量5kVA, キャリア周波数15kHz)と誘導電動機(200V, 3.7kW, 4極)を直結した場合のシステム構成を示す。図2はSWをオフにして放熱フィンを非接地にした場合、図3はSWをオンにして放熱フィンを接地した場合の実測波形である。実験では、インバータを

図3 インバータとモータを直結し、放熱フィンを
接地した場合の実測波形

Fig. 3. Experimental waveforms when no EMI filter is connected, and the heat sink is grounded.

V/f一定制御, キャリア周波数15kHz, 出力周波数40Hzに設定し, 誘導電動機は無負荷で運転した。相電圧 v_{uo} , 線間電圧 v_{uv} には大きなスイッチングリブルが含まれている

ことがわかる。相電圧 v_{uo} 、モータ端子でのコモンモード電圧 v_{Cmot} にはダイオード整流器のコモンモード電圧 v_{Crec} による 150 Hz 成分⁽⁹⁾ が含まれている。軸電圧 v_{shaft} にはスイッチングリップによる高周波成分とダイオード整流器のコモンモード電圧 v_{Crec} による 150 Hz 成分が存在し、ピーク値は 3 V である。

モータからの漏れ電流 i_{GM} および放熱フィンからの漏れ電流 i_{GH} は、モータ浮遊容量およびパワーデバイスの浮遊容量を介して流れるため、ともにモータのコモンモード電圧 v_{Cmot} の微分波形になっている。放熱フィン接地すると、放熱フィンからの漏れ電流 i_{GH} およびモータからの漏れ電流 i_{GM} に約 3 MHz の高周波振動成分が含まれているが、これらの高周波振動成分は互いに逆位相である。しかし、これらの高周波振動成分は放熱フィンを非接地にした場合には発生していない。一方、電源変圧器中性線の電流 i_{GS} は放熱フィンの接地・非接地に関係なく同じ波形であり、200 kHz 成分を含むが 3 MHz の高周波振動成分は存在しない。

3. コモンモードに対する等価回路の導出

3.1 放熱フィンの電位変動の測定 中小容量の汎用インバータでは、ダイオード整流器モジュールとインバータモジュールが共通の放熱フィンに取り付けられることが多い。そのため、ダイオード整流器が発生するコモンモード電圧 v_{Crec} とインバータが発生するコモンモード電圧 v_{Cinv} によって放熱フィンの電位は変動する。

図 4(a) は、ダイオード整流器が発生するコモンモード電圧 v_{Crec} による放熱フィンの電位変動の実測波形である。インバータと平滑コンデンサを切り離しダイオード整流器のみで測定を行った。図 4(b) に示すように、放熱フィンを非接地にしてダイオード整流器の直流出力端子に高抵抗を 2 つ直列に接続し、ダイオード整流器入力端子に Y 結線高抵抗を接続する。ダイオード整流器のコモンモード電圧 v_{Crec} は、Y 結線高抵抗の中性点を基準にした場合の直流リンク中性点の電位である。ダイオード整流器による放熱フィンの電位 v_{Hrec} はダイオード整流器入力端子に接続した Y 結線高抵抗の中性点を基準にした場合の放熱フィンの電位である。ダイオード整流器による放熱フィンの電位 v_{Hrec} はダイオード整流器のコモンモード電圧 v_{Crec} と相似な波形になる。

図 5(a) は、インバータが発生するコモンモード電圧 v_{Cinv} による放熱フィンの直流リンクに対する電位変動波形である。図 5(b) に示すように、放熱フィンを非接地にしてインバータの直流リンクに直列高抵抗を、インバータ出力端子に Y 結線高抵抗を接続し、インバータを運転する。インバータのコモンモード電圧 v_{Cinv} は直流リンク中性点を基準にした場合のインバータ出力端子に接続した Y 結線高抵抗の中性点の電位である。放熱フィンの電位 v_{Hinv} は直流リンク中性点を基準にした場合の放熱フィンの電位である。放熱フィンの直流リンクに対する電位 v_{Hinv} はインバータが

(a) Waveforms

(b) Measurement Circuit

図 4 ダイオード整流器が発生するコモンモード電圧とそれに起因する放熱フィンの電位変動
Fig. 4. Common-mode voltage generated by the diode rectifier, and the resulting heat-sink potential variation.

(a) Waveforms

(b) Measurement Circuit

図 5 インバータが発生するコモンモード電圧とそれに起因する放熱フィンの電位変動
Fig. 5. Common-mode voltage generated by the inverter, and the resulting heat-sink potential variation.

発生するコモンモード電圧 v_{Cinv} と相似な波形になる。放熱フィンを接地すると、インバータが発生するコモンモード電圧の急峻な変化によってパワーデバイスと放熱フィンの間に存在する浮遊容量を介して高周波漏れ電流が流れる。

3.2 漏れ電流の経路 図 2 と図 3 の漏れ電流の実測波形および図 4 と図 5 の放熱フィンの電位変動波形から、放熱フィンを接地した場合の等価回路を導出する。ここでは、漏れ電流の経路について検討する。図 2 と図 3 から、放熱フィンの接地によって以下のループが構成されることがわかる。

図6 インバータとモータを直結し、モータを非接地、放熱フィン接地した場合の放熱フィンからの漏れ電流

Fig.6. The heat-sink leakage current when the ungrounded motor is directly connected to the inverter, and the heat sink is grounded.

(a) Stray capacitors between the power semiconductor devices and the heat sink

Common-mode circuit equivalent to Fig. 1

図7 インバータとモータを直結した場合のコモンモードに対する等価回路

Fig.7. Equivalent common-mode circuit when the motor is connected to the inverter directly.

ループ1

インバータ → モータ電力線 → モータ浮遊容量 →
モータ接地線 → 電源変圧器中性線 → 三相交流リアクトル → ダイオード整流器 → インバータ

ループ2

インバータ → モータ電力線 → モータ浮遊容量 →
モータ接地線 → 放熱フィン接地線 → 放熱フィン →
パワーデバイスと放熱フィンの間の浮遊容量 → インバータ

図6は放熱フィンを接地し、モータを非接地にした場合の放熱フィンからの漏れ電流 i_{GH} の実測波形である。これより、以下のループも構成されていることがわかる。

ループ3

インバータ → パワーデバイスと放熱フィンの間の浮遊容量 → 放熱フィン → 放熱フィン接地線 → 電源変圧器中性線 → 三相交流リアクトル → ダイオード整流器 → インバータ

3.3 パワーデバイスと放熱フィンの間の浮遊容量
パワーデバイスと放熱フィンの間の浮遊容量について検討す

図8 コモンモードに対するモータ巻線・モータフレーム、モータ巻線・モータ中性点の間のインピーダンスの周波数特性

Fig.8. Frequency characteristics of motor-to-frame impedance and motor-to-neutral-point impedance for common mode.

る。図2~6から、導出する等価回路は以下の条件を満たす必要がある。

- 1) 放熱フィン浮遊容量は i_{GH} の通るループ2とループ3を構成する。どちらも放熱フィンが接地された場合のみ構成される。
- 2) 汎用インバータでは、ダイオード整流器とインバータは共通の放熱フィンを使用することが多い。
- 3) 図4から、ダイオードモジュールと放熱フィンの間の浮遊容量はコモンモード電圧を分圧する。図5から、インバータモジュールについても同様である。

図7は、以上を考慮したコモンモードに対する等価回路と電流ループである。ここで、 l_{Tr} は電源変圧器のコモンモードに対するインダクタンス、 l_{LS} は三相交流リアクトルのコモンモードに対するインダクタンスである。 C_{H1} は上側ダイオードのアノードと放熱フィンの間の浮遊容量、 C_{H2} は下側ダイオードのアノードと放熱フィンの間の浮遊容量、 C_{H3} は上側IGBTのコレクタと放熱フィンの間の浮遊容量、 C_{H4} は下側IGBTのコレクタと放熱フィンの間の浮遊容量である。ここで、帰還ダイオードと放熱フィンの間の浮遊容量は C_{H3} と C_{H4} に比べて十分に小さくなるので無視する。

図8はコモンモードに対するモータのインピーダンス特性を測定したものである[†]。図から、200 kHz以下では $C_S = 3$ nF、500 kHz以上では $C_S = 1$ nFとした。 R_S は文献(8)から、 $R_S = 5$ Ωとした。

次に、 $3C_{H1} \sim 3C_{H4}$ の値を決定する。文献(10)から $3C_{H3}$ と $3C_{H4}$ を300~500 pFとする^{††}。図4(a)の v_{Hrec} と v_{Crec}

[†] パワーアンプ NF回路設計ブロック HSA4012 (DC~1 MHz, 出力電圧 150 V_{p-p}, 出力電流 2.82 A_{p-p})を使用した。

^{††} 文献(10)では定格600 V, 75 AのIGBTモジュールが用いられている。そのIGBTモジュールの1素子あたりのコレクタと放熱フィンの間の浮遊容量は140 pFである。本論文で使ったパワーデバイスは定格600 V, 50 Aである。文献(10)と本論文に使ったIGBTモジュールの定格はほぼ等しいので、IGBTモジュールと放熱フィンの間の浮遊容量もほぼ等しいと考えられる。このため、 C_{H3} と C_{H4} には文献(10)の値を代用した。

図9 パッシブ EMI フィルタを接続した実験システム構成

Fig. 9. An experimental system configuration when the passive EMI filter is connected.

の振幅比 ($= 34^{\text{V}}/45^{\text{V}}$), および図 5(a) の v_{Hinv} と v_{Cinv} の振幅比 ($= 50^{\text{V}}/150^{\text{V}}$) から, 以下の式が成立する。

$$\frac{1/3C_{H1}}{1/3C_{H1} + 1/3C_{H2}} = \frac{34}{45} \dots\dots\dots(1)$$

$$\frac{1/(3C_{H1} + 3C_{H2} + 3C_{H3})}{1/(3C_{H1} + 3C_{H2} + 3C_{H3}) + 1/3C_{H4}} = \frac{50}{150} \dots\dots\dots(2)$$

従って, $3C_{H1}$ と $3C_{H2}$ を以下のように決定できる

$$\therefore 3C_{H1} = 220 \sim 370\text{pF}$$

$$3C_{H2} = 80 \sim 130\text{pF}$$

3・4 等価回路による考察 モータからの漏れ電流 i_{GM} に含まれる 200 kHz 成分に着目する。200 kHz に対する $3C_{H1} // 3C_{H2} // 3C_{H3}$ のインピーダンスは、電源変圧器と三相交流リアクトルのコモンモードに対する合成インピーダンスに比べ十分に大きいので、 $3C_{H1} // 3C_{H2} // 3C_{H3}$ を開放として考えることができる。このためループ 1 とループ 3 が構成されるので、 i_{GM} の 200 kHz 成分は $3C_{H1} // 3C_{H2} // 3C_{H3}$ に流入することなく電源変圧器の中性線に流入する。ただし、モータ浮遊容量 C_S は $3C_{H4}$ よりも大きいので、図 3 の i_{GS} の波形からループ 3 の電流成分を認識することは難しい。

次に、放熱フィンからの漏れ電流 i_{GH} に含まれる 3 MHz の高周波振動成分に着目する。3 MHz に対する電源変圧器と三相交流リアクトルのコモンモードに対する合成インピーダンスはモータ浮遊容量 C_S を経由するループのインピーダンスに比べて大きいので、 i_{GH} の 3 MHz 成分は C_S を経由するループ 2 の電流となる[†]。このため、モータからの漏れ電流 i_{GM} と放熱フィンからの漏れ電流 i_{GH} には互いに逆位相の高周波振動成分が含まれる。

† C_S の値は $\ln F$ 程度と考えられるが、正確に実測するのは難しい。しかし、厳密に言えば 3 MHz に対しては図 7 の等価回路が成立しない。これは、図 7 で無視した浮遊インダクタンスや浮遊容量が 3 MHz では無視できなくなるためである。

4. モータ中性線を利用したパッシブ EMI フィルタ

4・1 システム構成 図 9 に、図 1 にモータ中性線を利用したパッシブ EMI フィルタを接続した場合の実験システムを示す。モータ相電圧とモータ線間電圧に発生するサージ電圧抑制のために、 $L_D R_D$ の並列回路で構成したノーマルモードフィルタ⁽⁸⁾をインバータと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はインバータとモータ間に接続したコモンモードチョーク L_{C1} 、ダイオード整流器と三相交流リアクトルの間に接続したコモンモードチョーク L_{C2} 、三相交流リアクトルの電源側端子に接続した Y 結線コンデンサ C_C 、および抵抗 R_C によって構成されている。

図 8 から、キャリア周波数領域でのモータのコモンモードインピーダンスは $L_M = 0.5 \text{ mH}$ と $R_M = 36 \Omega$ の直列回路と近似することができる。図 10 は、パッシブ EMI フィルタを接続した場合のコモンモードに対する等価回路である。

4・2 コモンモード電圧の抑制効果 図 10 において、150 Hz および 15 kHz に対する l_{Tr} のインピーダンスは他のインピーダンスに比べて十分に小さいので、これを短絡として考える。また、両周波数に対してモータ浮遊容量 C_S のインピーダンスは $3C_C, R_C, R_M, L_M$ の直列接続の合成インピーダンスよりも十分に大きいのでこれを開放として考えることができる。すなわち、インバータ → ノーマルモードフィルタ ($L_D // R_D$) → L_{C1} → モータ巻線 (L_M, R_M) → モータ中性線 ($R_C, 3C_C$) → L_S → L_{C2} → ダイオード整流器 → インバータ、というループが構成される。ここで、支配的になるインピーダンスは 150 Hz 成分に対しては $3C_C$ によるインピーダンス、15 kHz に対してはコモンモードチョーク ($L_{C1} + L_{C2}$) によるインピーダンスである。150 Hz 成分はモータ端子に現れるが、15 kHz 成分はコモンモードチョーク ($L_{C1} + L_{C2}$) に印加されるのでモータ端子には現れない。このため、モータ軸電圧 v_{shaft} の 150 Hz 成分は除去できないが、15 kHz 成分を除去できる。しかし、軸電圧の 150 Hz 成分のピーク値は 1 V 程度であるので、こ

図 10 図 9 の共通モードに対する等価回路と漏れ電流の経路

Fig. 10. Common-mode circuit equivalent to Fig. 9, and leakage current loops.

図 11 実験に使用した共通モードチョーク L_{C1} ($= 28\text{ mH}$) と L_{C2} ($= 9\text{ mH}$)

Fig. 11. Common-mode inductors used in experiment, $L_{C1}(= 28\text{ mH})$ and $L_{C2}(= 9\text{ mH})$.

の軸電圧が軸受電食を引き起こす可能性は十分に低いと考えられる。

4・3 漏れ電流の抑制効果 重ね合わせの理からダイオード整流器が発生する共通モード電圧 v_{Crec} を除去して、図 10 の電圧源としてはインバータが発生する共通モード電圧 v_{Cinv} のみを考える。まず、 $L_{C2}=0$ の場合を考える。 L_{C1} は、ループ 1 とループ 2 の共通の経路であるモータ電力線に接続されている。このため、ループ 1 とループ 2 の電流を効果的に抑制することができる。しかし、 $L_{C2}=0$ の場合、 $L_{C1} \gg l_{Tr}$, l_{LS} , L_M であることから基準電位 o と直流リンク、モータ端子がほぼ同電位になる。このことは、 $3C_{H4}$ の両端に v_{Cinv} が印加されることを意味する。その結果、モータ中性線を経由する新たなループ 4 が構成される。

ループ 4

インバータ $\rightarrow 3C_{H4} \rightarrow$ 放熱フィン $\rightarrow$ 放熱フィン接地線 $\rightarrow$ モータ接地線 $\rightarrow$ モータ浮遊容量 (C_S , R_S) $\rightarrow$ モータ巻線 (L_M , R_M) $\rightarrow$ モータ中性線 (R_C , $3C_C$) $\rightarrow$ 三相交流リアクトル $\rightarrow$ ダイオード整流器

(a) Output-frequency-based time scale

(b) Carrier-frequency-based time scale

(c) Close-up waveforms of (b)

図 12 図 9 で $L_{C2} = 0$ の場合の実測波形

Fig. 12. Experimental waveforms when $L_{C2} = 0$ in Fig. 9.

→ インバータ

図 10 に示すように、ループ 3 とループ 4 の共通経路に L_{C2} を接続することによって、ループ 3 とループ 4 を経由する電流を抑制することができる。すなわち、モータからの漏れ電流 i_{GM} 、放熱フィンからの漏れ電流 i_{GH} 、電源変圧器中性線の電流 i_{GS} のループには必ず L_{C1} または L_{C2} が存在することになる。図 11 に実験に使用した L_{C1} ($= 28\text{ mH}$) と L_{C2} ($= 9\text{ mH}$) の写真を示す。

5. 実験結果

以下では、インバータを 2 章と同じ条件に設定して実験

(a) Output-frequency-based time scale

(b) Carrier-frequency-based time scale

(c) Close-up waveforms of (b)

図 13 図 9 で $L_{C2} = 0.6$ mH の場合の実測波形

Fig. 13. Experimental waveforms when $L_{C2} = 0.6$ mH in Fig. 9.

を行った。図 12 に $L_{C2} = 0$ のパッシブ EMI フィルタを接続した場合の波形を示す。相電圧 v_{uo} は、図 2 と図 3 の相電圧波形から共通モード電圧が除去されている。また、モータの共通モード電圧 v_{Cmot} からはキャリア周波数成分が除去され、ダイオード整流器の共通モード電圧 v_{Crec} と同じ三角波になっている。そのため、軸電圧からもキャリア周波数成分が除去され、ダイオード整流器が発生する共通モード電圧 v_{Crec} と相似な波形になっている。 i_{GM} のピーク値は 0.1 A に、 i_{GH} および i_{GS} のピーク値は 0.3 A に低減されている。また、モータ中性線電流 i_n の実効値は 50 mA であり、抵抗 R_C での損失は 0.25 W でモータ定格容量より

(a) Output-frequency-based time scale

(b) Carrier-frequency-based time scale

(c) Close-up waveforms of (b)

図 14 図 9 で $L_{C2} = 9$ mH の場合の実測波形

Fig. 14. Experimental waveforms when $L_{C2} = 9$ mH in Fig. 9.

表 1 パッシブ EMI フィルタによる漏れ電流（実効値）の低減効果

Table 1. Effect of the passive EMI filter on eliminating rms values of leakage currents from the heat sink and the motor.

	rms values		
	i_{GM} [mA]	i_{GH} [mA]	i_{GS} [mA]
No EMI filter (Fig. 3)	170	90	200
$L_{C2} = 0$ mH (Fig.12)	18	42	40
$L_{C2} = 0.6$ mH (Fig.13)	10	22	27
$L_{C2} = 9$ mH (Fig.14)	9	8	13

も十分に小さいのでほとんど問題にならない。図 12(c) から、ループ 3 とループ 4 が構成されていることがわかる。

すなわち、 i_{GH} と i_{GS} に同位相の成分が流れていることからループ 3 が、 i_{GM} と i_n には逆位相の成分が流れていることからループ 4 が構成されているのが確認できる。そこで、ループ 3 とループ 4 の共通経路、すなわちダイオード整流器の交流側にコモンモードチョーク L_{C2} を接続した。図 13 に $L_{C2} = 0.6 \text{ mH}$ 、図 14 に $L_{C2} = 9 \text{ mH}$ の波形を示す。表 1 は漏れ電流の実効値をまとめたものである。当然のことながら、 L_{C2} のインダクタンス値が大きいほど漏れ電流の良好な抑制効果が得られる。

6. 結 論

本論文では、電圧形 PWM インバータの放熱フィンから接地線へ流出する高周波漏れ電流について論じた。まず、放熱フィンを非接地にした場合と接地した場合の実測波形から、放熱フィンやモータからの漏れ電流の流出経路を明らかにし、コモンモードに対する等価回路を導出した。

次に、筆者らが先に発表したパッシブ EMI フィルタによる漏れ電流抑制効果を等価回路をもとに理論的に説明した。さらに、ダイオード整流器の交流側にコモンモードチョークを追加することによって、モータからの漏れ電流だけでなく放熱フィンからの漏れ電流を実用上無視できる程度まで抑制できることを実証した。

(平成 15 年 12 月 12 日受付, 平成 16 年 5 月 6 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)
中村雅憲・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) T. Watanabe and M. Imai: "Current-Voltage Characteristics and Electrolytic Corrosion of Traction Motor Bearings", IEE Japan. IAS Annual Meeting, pp.23-28 (1988-8) (in Japanese)
渡邊朝紀・今井正行:「電気車用主電動機軸受の通電特性と電食」, 電気学会産業応用部門大会, pp.23-28 (1988-8)
- (4) S. Chen, T.A. Lipo, and D. Fitzgerald: "Modeling of Motor Bearing Currents in PWM Inverter Drives", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.32, No.6, pp.388-393 (1996-11/12)
- (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 Applications, 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) 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 D, 122, 8, pp.845-852 (2002-8)

- (8) T. Doumoto and H. Akagi: "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—", T. IEE Japan, Vol.123-D, No.9, pp.1057-1064 (2003-9) (in Japanese)
堂元貴史・赤木泰文:「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—」, 電学論 D, 123, 9, pp.1057-1064 (2003-9)
- (9) 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—", Proceedings of the 2003 Japan Industry Applications Society Conference Vol.I, pp.131-134 (2003) (in Japanese)
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—接地系三相電源に汎用インバータを直結した場合—」, 平 15 産業応用部門大会講演論文集 I, pp.131-134 (2003)
- (10) T. Shimizu, G. Kimura, and J. Hirose: "High Frequency Leakage Current Caused by the Transistor Module and Its Suppression Technique", T. IEE Japan. Vol.116-D, No.7, pp.758-766 (1996-7) (in Japanese)
清水敏久・木村軍司・広瀬 順:「トランジスタモジュールの浮遊容量に起因する高周波漏れ電流の解析とその抑制法」, 電学論 D, 116, 7, pp.758-766 (1996-7)
- (11) N. Mutoh, M. Ogata, and F. Harashima: "Electric Circuit Model Suitable for Common Mode Current Paths Distributing in the Motor Drive System", T. IEE Japan. Vol.123-D, No.2, pp.131-139 (2003-2) (in Japanese)
武藤信義・小形光勝・原島文雄:「モータ駆動形に分布するコモンモード電流経路に適した回路モデル」, 電学論 D, 123, 2, pp.131-139 (2003-2)

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。2004 年 3 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修了。同年 4 月 (株) 東芝入社, 現在に至る。在学中はパッシブ 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。長岡技術科学大学助手・助教授, 岡山大学教授を経て, 2000 年 1 月東京工業大学大学教授。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 9 回受賞。96 年 IEEE Fellow。98 年 IEEE IAS/PELS Distinguished Lecturer。2001 年 IEEE William E. Newell Power Electronics Award。04 年 IEEE IAS Outstanding Achievement Award。