A Passive EMI Filter with Access to the Ungrounded Motor Neutral Line

—Its Effect on Attenuating Bearing Current—

Shunsuke Tamura Student Member (Tokyo Institute of Technology)

Hirofumi Akagi Member (Tokyo Institute of Technology)

Keywords: bearing current, common-mode voltage, motor neutral line, passive EMI filters

Recently, attention has been paid to bearing failure in an inverter-driven motor. It is well-known that most of the bearing failure may be caused by bearing currents flowing inside the motor. A three-phase voltage-source PWM inverter using IGBTs produces a common-mode voltage including high-frequency components, which is considered as a zero-sequence voltage. The common-mode voltage induces a shaft voltage between the motor shaft and the motor frame. When the shaft voltage exceeds a threshold voltage ranging from 10 to 15 V, breakdown of the grease film occurs in the motor bearing. At the instant, a short circuit is formed between the rotor and the frame, so that the shaft voltage suddenly goes down to zero. As a result, the bearing current with a peak value of about 1 A flows through the motor bearing in a 400-V 3.7-kW induction motor. This may cause damages such as fluting and pitting on the motor bearing, finally leading to bearing failure.

This paper focuses on a passive EMI filter that is unique in access to the motor neutral line. This filter consists of a common-mode filter and a dv/dt reduction circuit. The common-mode filter can eliminate the 8-kHz (switching frequency) component generated by a three-level neutral-point-clamped (NPC) PWM inverter from the motor terminals. Thereby, the shaft voltage can be reduced so that no breakdown of the grease film occurs. This means that no bearing current flows inside the motor. On the other hand, the 150-Hz component generated by the diode rectifier still appears at the motor terminals because the common-mode filter has no capability of attenuating such a low-frequency component. However, since it is a low-frequency component with a small amplitude, it produces little effect on the bearing and leakage currents. The dv/dt reduction circuit can make a value of dv/dt as small as one-tenth, thus producing good effects on conducted EMI and stator-winding insulation.

An experimental system consists of a 400-V three-level NPC PWM inverter with a switching frequency of 8 kHz, a 400-V, 3.7-kW, 4-pole three-phase induction motor, and the passive EMI filter designed and fabricated in this paper.

Fig. 1 shows the experimental waveforms when no EMI filter is connected. The waveform of the shaft voltage suddenly went down to zero at the moment it exceeded about 10 V. The bearing current with a peak value of about 1 A was observed in this experimental system. The bearing current i_B has no relationship to the ground leakage current i_G because the bearing current circulates inside the motor. The peak value of the leakage current reaches 500 mA in Fig. 1(a). This current may cause conducted and/or radiated EMI.

Fig. 2 shows the experimental waveforms when both dv/dt reduction circuit and the common-mode filter are connected between the inverter and the motor. The waveform of the shaft voltage is reduced to a peak value of about 1 V as a result of having eliminated the common-mode voltage from the motor terminals. Therefore, no

breakdown occurs in the bearing because the shaft voltage is lower than the breakdown voltage. As a result, it is concluded that the passive EMI filter can suppress the bearing current as well as ground leakage current, as shown in Fig. 2(b).

Fig. 1. Experimental waveforms when no filter is connected

Fig. 2. Experimental waveforms when both the dv/dt reduction circuit and the common-mode filter are connected

モータ中性線を利用したパッシブ EMI フィルタ ——ベアリング電流の抑制効果——

学生員 田村 俊輔* 正 員 赤木 泰文*

A Passive EMI Filter with Access to the Ungrounded Motor Neutral Line ——Its Effect on Attenuating Bearing Current——

Shunsuke Tamura*, Student Member, Hirofumi Akagi*, Member

This paper describes an effect of a passive EMI filter on preventing bearing current from flowing inside an inverter-driven motor. Motor-bearing damages are often caused by bearing currents resulting from breakdown of grease films in the motor bearing. The high-frequency common-mode voltage generated by the PWM inverter induces a shaft voltage between the rotor and the frame. When the shaft voltage exceeds a breakdown voltage of the grease films, a destructive instantaneous discharge current with a peak value of about 1 A flows through the motor bearing. The passive EMI filter, that is unique in access to the motor neutral line, can reduce the shaft voltage as a result of eliminating the high-frequency common-mode voltage from the motor terminals. Hence, no breakdown occurs in the grease film, so that no bearing current flows. The viability and effectiveness of the passive EMI filter is verified by experimental results obtained from a 400-V, 3.7-kW laboratory system.

キーワード：パッシブ EMI フィルタ，コモンモード電圧，モータ中性線，ベアリング電流，浮遊容量

Keywords: passive EMI filter, common-mode voltage, motor neutral line, bearing current, parasitic capacitance

1. まえがき

誘導電動機の故障原因の多くは軸受損傷である。従来の商用電源（正弦波電圧源）に接続した誘導電動機の軸受損傷は機械的、熱的によるものであったが、近年は PWM インバータによる誘導電動機の軸受電食が深刻な問題になってきている。PWM インバータが発生するコモンモード電圧がモータ軸とフレーム間に軸電圧を誘発し、軸電圧が油膜の絶縁破壊電圧に達するとベアリング電流が流れる。これが軸受電食の原因である⁽¹⁾⁽²⁾。軸受電食は主としてベアリング電流密度で決まり、ベアリング電流密度と寿命に関する論文が発表されている⁽³⁾。モータの回転数が低い場合ではベアリング表面の粗さが原因でレースとボールが接触し、絶縁破壊電圧以下でもベアリング電流（変位電流）が発生する⁽⁴⁾。しかし、レースとボールの接触に起因するベアリング電流は油膜の絶縁破壊に起因するベアリング電流（放電電流）よりも小さく、軸受電食を引き起こす恐れは少ない。

油膜の絶縁破壊に起因するベアリング電流の抑制対策として、従来から以下の方法が提案されている。

- （１） 固定子と回転子の間に静電シールドを挿入した誘導電動機の採用⁽⁵⁾。
- （２） 接地ブラシの設置⁽⁶⁾。
- （３） 絶縁ベアリング（例：セラミックベアリング）の採用⁽⁷⁾。

しかし、これらの対策は汎用性やコストに問題がある。

筆者らは先にモータ中性線を利用したパッシブ EMI フィルタを提案し、コモンモード電圧を抑制することで漏れ電流を抑制できること、軸受油膜の絶縁を確保できることなどを検証した⁽⁸⁾。本論文では、このパッシブ EMI フィルタがベアリング電流（放電電流）を完全に抑制できることを、ベアリング電流の測定可能な特殊構造の誘導電動機（400 V, 3.7 kW）を用いて実証する。この対策はモータ中性線を必要とし、Δ 結線の誘導電動機には適用できないが、インバータ出力に受動素子を接続するだけでよく、実用的な対策と考えられる。

さらに本論文では、コモンモードに対するモータ内部の等価回路を検討する。この等価回路は、パッシブ EMI フィルタの設計やベアリング電流の発生原因と電流経路を考察する際に役立つものである。

* 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
Department of Electrical and Electronics Engineering,
Tokyo Institute of Technology
2-12-1, O-okayama, Meguro-ku, Tokyo 152-8552

Fig. 1. The proposed passive EMI filter with access to the motor neutral line, and its experimental system configuration.

図 2 汎用 400-V NPC インバータのコモンモード電圧に含まれるスイッチング周波数成分 (8 kHz) と出力周波数の 3 倍調波成分の実測値 (ピーク値)

2. 実験システム

【2・1】 システム構成 本論文で使用した実験システムを図1に示す。電源は接地系三相電源にインバータを直結し、インバータには3レベルNPC (Neutral-Point-Clamped) インバータ⁷⁾、モータは三相誘導電動機 (400 V, 3.7 kW, 4 極) を用いた。パッシブ EMI フィルタは dv/dt 抑制回路とコモンモードフィルタで構成されている。 dv/dt 抑制回路は L_D と R_D の並列と C_D で構成され、相電圧、線間電圧の立上がり・立下り時に一次のローパスフィルタとして作用することから、立上がり・立下り時の dv/dt を抑制することができる。コモンモードフィルタはコモンモードチョーク L_C と、モータ中性点とインバータ直流バスの正、負側の間の抵抗 R_C とコンデンサ C_C で構成されている。コモンモードチョーク L_C は1つのコアに巻数、極性が等しくなるようにエナメル線を巻いたものであり、コモンモードに対してのみ大きなインダクタンスを持つ。コモンモードフィルタは、モータ中性線をインバータ直流バスに接続す

ることにより、モータ浮遊容量に対し低インピーダンスのループを構成できる。さらにインバータが発生するコモンモード電圧はほぼ全てコモンモードチョーク L_C に印加されることから、モータ端子においてコモンモード電圧を大幅に抑制することができる。なお、ベアリング電流と接地線へ流出する漏れ電流の抑制効果を評価するため、本論文ではインバータの放熱フィン是非接地とした。

〈2・2〉 NPC インバータの特性及びモータの構造

実験に用いた NPC インバータの出力相電圧にはインバータ出力周波数の 3 倍調波成分が含まれる。図 2 にインバータが発生するコモンモード電圧 v_{Cinv} のスイッチング周波数成分 (8 kHz) 及び 3 倍調波成分 (最大 180 Hz) を示す。図 2 から、スイッチング周波数成分はインバータ周波数の増加に伴い減少し、3 倍調波成分は増加している。出力周波数が 10 Hz 付近におけるスイッチング周波数成分は 350 V 程度であり、最も厳しい運転条件であることから、実験ではインバータ周波数を 10 Hz とした。また、コモンモードチョーク L_C を設計する際、コモンモード電圧が最大になる点で磁束が飽和しないようにする必要がある。本論文では、飽和磁束密度が 1.1 T であるリングコアを 2 個用いて、出力周波数 10 Hz 付近において発生する最大磁束密度が 0.8 T であるコモンモードチョークを設計した。図 3 に実験に使用したコモンモードチョーク及びノーマルモードチョークを示す。

図4に実験に使用したモータの概略図を示す。伝動側と反伝動側の両方の軸受外輪とブラケットとの間に絶縁物を挿入し、ベアリング電流がブラケットに流出しないようにしている。さらに絶縁物を挟むようにして伝動側のベアリング電流 i_B を測定するための電線を軸受から引き出している[†]。

† 絶縁ゴムマットを敷いて誘導電動機を絶縁し、接地線へ流出する漏れ電流 i_G を直接測定した。

図 3 76 mH コモンモードチョーク (右上) と 200 μ H ノーマルモードチョーク (下)

Fig. 3. The 76-mH common-mode inductor (upper right) and the three 200- μ H differential-mode inductors (lower), compared with a 3.5-inch floppy disk.

図 4 実験に使用したモータの概略図及び i_G と i_B の測定方法

Fig. 4. Sketch of the motor used in experiment, and measurement method of i_G and i_B .

図 5 インバータ出力相電圧とコモンモード電圧の実測波形 (インバータ出力周波数 10 Hz)

Fig. 5. Inverter output phase voltages and common-mode voltage at an inveter output frequency of 10 Hz.

〈2・3〉 NPC インバータが発生するコモンモード電圧の周波数依存性 図 5 にインバータ出力周波数が 10 Hz の場合のインバータ出力相電圧とコモンモード電圧の実測波形を示す。これらの波形にダイオード整流器のコモンモード電圧を含まないようにするため、インバータ直流バスの中性点 M を基準として測定を行った。本実験に使用した NPC インバータは、出力周波数が低い場合にコモンモード電圧 v_{Cinv} が最大値となる PPP, NNN[†] のスイッチングモー

[†] NPC インバータは $\pm E$ [V], 0 V の 3 レベルの相電圧を出力できる。P は $+E$ [V], M は 0 V, N は $-E$ [V] である。

図 6 インバータ出力相電圧とコモンモード電圧の実測波形 (インバータ出力周波数 40 Hz)

Fig. 6. Inverter output phase voltages and common-mode voltage at an inveter output frequency of 40 Hz.

ドを出力をしている期間が長く、図 5 からそのピーク値は 320 V である。

図 6 にインバータ出力周波数 40 Hz の運転時の各相電圧及びコモンモード電圧の実測波形を示す。図 6 から、各相電圧のスイッチングパターンは PNM, PPN, PMM などのコモンモード電圧が小さくなるスイッチングパターンが多い。この理由は、インバータ出力周波数が増加すると線間電圧も増加するため、各相で異なるスイッチングを行うからである。図 6 からコモンモード電圧のピーク値は 200 V である。

3. 出力周波数 10 Hz での実験結果

以下に、実測波形を示す。図 7～図 11 において、(a) はスイッチング周波数基準時間軸、(b) は拡大波形、(c) は相電圧、線間電圧の拡大波形である。インバータは V/f 一定制御であり、出力周波数は 10 Hz、モータは無負荷で運転を行った。軸電圧 v_{Shaft} はモータフレームを基準として測定を行った。

〈3・1〉 インバータとモータを直結した場合 図 7 にインバータとモータを直結した場合の実測波形を示す[†]。インバータが発生する v_{Cinv} はモータに印加されることから、軸受油膜に絶縁破壊電圧を超える電圧が印加され、軸電圧 v_{Shaft} は急激に 0 V となっている箇所がある。 v_{Shaft} の波形から油膜の絶縁破壊電圧は 10～15 V であることがわかる。また、軸電圧が 0 V になった瞬間に i_B が発生している。これは、後述の図 12 の C_{RF} に蓄積された電荷が放電したためであり、そのピーク値は 1 A 程度である。漏れ電流 i_G は、 C_{SF} を通って流れるためコモンモード電圧の微分波形となり、そのピーク値は 0.5 A 程度である。図 7(b) から、 i_B と i_G は無関係であることがわかる。このことは、ベアリング電流は接地線には流れず、モータ内部を循環することを意味している。

相電圧 v_{uo} 、線間電圧 v_{uv} の dv/dt は最大で 3,700 V/ μ s に

[†] 図 7(a) の v_{Cmot} は図 5 の v_{Cinv} と一致する。図 7(a) の v_{Cmot} は o 点を基準とし、図 5 の v_{Cinv} は M 点を基準として測定した。

(a) Switching frequency-based time scale

(b) Time-expanded waveforms of (a)

(c) Time-expanded waveforms of the phase-to-ground and line-to-line voltages

図7 インバータとモータを直結した場合の実測波形

Fig.7. Experimental waveforms when no filter is connected.

(a) Switching frequency-based time scale

(b) Time-expanded waveforms of (a)

(c) Time-expanded waveforms of the phase-to-ground and line-to-line voltages

図8 dv/dt 抑制回路のみを接続した場合の実測波形

Fig.8. Experimental waveforms when only the dv/dt reduction circuit is connected under $i_n = 0$.

達し、巻線の絶縁劣化やノイズの原因となる。

〈3・2〉 dv/dt 抑制回路のみを接続した場合 図8に dv/dt 抑制回路のみを接続した場合の実測波形を示す。 dv/dt 抑制回路を接続することによって相電圧、線間電圧の dv/dt が $250 \text{ V}/\mu\text{s}$ まで抑制されている。よって巻線の絶縁劣化やノイズの発生を抑制できると考えられる。しかし、モータ端子の v_{Cmot} は dv/dt 抑制回路だけでは抑制することができない。その結果、 v_{shaft} は図7と同様に 0 V となる箇所があり、その瞬間に i_B が発生している。つまり、 dv/dt 抑制回路のみでは油膜の絶縁破壊に起因するベアリング電流抑制できない。図8の i_G は図7と同様な波形であるが、図7(a)の i_G に存在するサージ状の電流は発生していない。これは dv/dt 抑制回路によって相電圧、線間電圧の dv/dt を大幅に抑制した結果であると考えられる。

〈3・3〉 コモンモードチョーク L_C のみを接続した場合

図9にコモンモードチョーク L_C のみを接続した場合の実測波形を示す。図1のモータ中性線は開放 ($i_n = 0$) し

ている。 L_C を接続しても v_{shaft} には 0 V となる箇所があり、その瞬間に i_B が発生している。 i_B のピーク値は 0.7 A であり、 L_C のみでも油膜の絶縁破壊に起因するベアリング電流 (放電電流) を完全には抑制できない。しかし、 i_G のピーク値は 0.2 A であり、図7よりも抑制されている。

相電圧 v_{uo} 、線間電圧 v_{uv} の時間軸拡大波形には、 0.8 MHz の振動が現れている。これは、コモンモードチョークの漏れ磁束とモータの浮遊容量による共振現象である。

〈3・4〉 コモンモードフィルタのみを接続した場合

図10にコモンモードフィルタのみを接続した場合の実測波形を示す。コモンモードフィルタを接続したことによって、モータ端子において v_{Cmot} が大幅に抑制されることから、 v_{shaft} は軸受油膜の絶縁破壊電圧を超えることはなく、そのピーク値は 1 V 程度となっている。その結果、油膜の絶縁は確保され、コンデンサ C_{RF} の放電に伴う i_B は零となる。図10のピーク値が 50 mA 程度のベアリング電流は、モータ端子のコモンモード電圧によって軸受油膜の浮遊容

(a) Switching frequency-based time scale

(b) Time-expanded waveforms of (a)

(c) Time-expanded waveforms of the phase-to-ground and line-to-line voltages

図 9 コモンモードチョークのみを接続した場合の実測波形（中性線開放）

Fig. 9. Experimental waveforms when only the common-mode inductor is connected under $i_n = 0$.表 1 実験条件の違いによる漏れ電流、ベアリング電流および dv/dt の抑制効果Table 1. Experimental conditions and their ground current, bearing current and dv/dt .

Experimental waveforms	i_G [mA]		i_B [mA]	v_{uo}
	peak current	rms current	peak current	dv/dt [V/ μ s]
Fig.7	470	79	960	3,700
Fig.8	260	83	890	250
Fig.9	198	26	700	670
Fig.10	176	10	48	800
Fig.11	76	8	28	270

量 C_B を通って発生している変位電流であり、絶縁破壊に起因する放電電流ではない。また、コモンモード電圧を抑制した結果、 i_G のピーク値は 0.2 A、実効値は 0.01 A に抑制できている。

〈3・5〉 dv/dt 抑制回路とコモンモードフィルタを接続した場合 図 11 に dv/dt 抑制回路とコモンモードフィルタ

(a) Switching frequency-based time scale

(b) Time-expanded waveforms of (a)

(c) Time-expanded waveforms of the phase-to-ground and line-to-line voltages

図 10 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. 10. Experimental waveforms when only the common-mode filter is connected.

を接続した場合の実測波形を示す。 dv/dt 抑制回路を接続したことによって相電圧、線間電圧の dv/dt が 270 V/ μ s まで抑制されている。このことから巻線の絶縁劣化やノイズの発生を抑制できると考えられる。 i_G と i_B は図 10 と比較してピーク値が減少している。モータ中性線と dv/dt 抑制回路を流れる電流から実効値を求め、抵抗 R_D 、 R_C の損失を計算した。その結果、 R_D の損失は 6.7 W（三相分）、 R_C は 0.037 W となり、無視できる。

表 1 に漏れ電流のピーク値と実効値、ベアリング電流のピーク値、相電圧の dv/dt の実効値を示す。この結果から、モータ中性線を利用したパッシブ EMI フィルタを設置することによって、ベアリング電流のピーク値を大幅に抑制できる。また図 10 と図 11 の i_B は軸受油膜の絶縁破壊に起因するベアリング電流（放電電流）ではなく、浮遊容量 C_B を通るベアリング電流（変位電流）であることから、 dv/dt を抑制することによって 20 mA 減少している。

(a) Switching frequency-based time scale

(b) Time-expanded waveforms of (a)

(c) Time-expanded waveforms of the phase-to-ground and line-to-line voltages

図 11 dv/dt 抑制回路とコモンモードフィルタを接続した場合の実測波形

Fig. 11. Experimental waveforms when the dv/dt reduction circuit and the common-mode filter are connected.

4. モータのコモンモードに対する等価回路

〈4・1〉 ベアリング電流の経路 インバータが発生するコモンモード電圧 v_{Cmv} は、漏れ電流 i_G とベアリング電流 i_B を誘発する。以下にその発生原理を説明する。図 12 にモータ内部のコモンモードに対する等価回路を示す⁽³⁾。 C_{SF} は固定子巻線とフレーム間の浮遊容量、 C_{SR} は固定子巻線と回転子間の浮遊容量、 C_{RF} は回転子とフレーム間の浮遊容量、 C_B は油膜間の浮遊容量、 C_{Ins} はモータのブラケット間に挿入した絶縁物の容量、等価スイッチ SW は軸電圧 v_{Shaft} が絶縁破壊電圧以下ではオフであり、軸受は C_B として作用するが、絶縁破壊電圧を超えるとオン状態となり、軸受は短絡として作用する。各浮遊容量の値はモータ容量や極数によって異なる。図 12 からコモンモード電圧 v_{Cmot} を電圧源とする電流経路は 3 種類存在する。

- C_{SF} を経由：固定子巻線 → フレーム → 接地線
- C_{SR} と C_{RF} を経由：固定子巻線 → 回転子 → フレーム

図 12 モータのコモンモード等価回路

Fig. 12. Equivalent circuit to the motor for common mode.

→ 接地線

- C_{SR} と C_B を経由：固定子巻線 → 回転子 → 軸 → 軸受 → ブラケット → フレーム → 接地線

これらの接地線を通る電流が漏れ電流 i_G となる。油膜の絶縁破壊が発生した場合は、 C_{RF} を電圧源として

- C_{RF} とスイッチ SW のループ：回転子 → 軸 → 軸受 → ブラケット → 回転子

という電流経路が構成される。この電流がベアリング電流 i_B であり、モータ内部を循環し、接地線には流出しない。

第 1 章で紹介したベアリング電流抑制法と本論文の方法を図 12 を用いて説明する。(1) の静電シールドを挿入した誘導電動機は、固定子巻線と回転子間の浮遊容量 C_{SR} を非常に小さくすることによって、回転子側を電的に絶縁する方法である。(2) は接地ブラシを用いて C_{RF} の両端を短絡することにより、 C_{RF} の蓄積電荷を零にする方法である。(3) は絶縁破壊が発生した場合の i_B の電流ループの一部に絶縁物を挿入し、電流ループを開放にする方法である。

これらに対して、本論文で採用している方法はベアリング電流の発生原因であるコモンモード電圧 v_{Cmot} を抑制し、ベアリング電流を抑制している点が従来の方法と大きく異なる。

〈4・2〉 浮遊容量の測定 図 12 の浮遊容量に関するすべての実験は、軸受の外輪 (Outer race) とモータフレームとの間のベアリング電流測定用電線を開放した。

まず、モータを停止した状態で固定子巻線—フレーム間、軸—フレーム間のインピーダンス特性[†]を測定する。モータ停止状態では図 12 のスイッチ SW はオンであり、 C_B は無視できる。一方、ベアリング電流測定用電線を開放しているので、絶縁物は C_{Ins} として作用する。図 13 と図 14 にインピーダンス特性を示す。スイッチング周波数付近ではコンデンサと等価であり、 $C_1 = 3,600 \text{ pF}$, $C_2 = 1,300 \text{ pF}$ となる。これらは、固定子巻線—フレーム間の

[†] 測定には、バイポーラ電源 HSA4101 (NF 回路設計ブロック) とファンクションジェネレータを用い、電圧、電流の振幅、位相差を測定した。

図 13 モータのコモンモードに対するインピーダンス特性の実測値（固定子巻線—フレーム）

Fig. 13. Measured common-mode impedance characteristics of the tested motor between the three power lines and the motor frame.

図 14 モータのコモンモードに対するインピーダンス特性の実測値（軸—フレーム）

Fig. 14. Measured common-mode impedance characteristics of the tested motor between the three power lines and the motor frame.

$$C_1 = C_{SF} // (C_{SR} + (C_{RF} // C_{Ins})) \dots \dots \dots (1)$$

軸—フレーム間の

$$C_2 = (C_{SF} + C_{SR}) // (C_{RF} // C_{Ins}) \dots \dots \dots (2)$$

を測定したことになる。ここで固定子巻線とフレーム間の浮遊容量 C_{SF} は数 nF であるのに対し、固定子巻線と回転子間の浮遊容量 C_{SR} は数 10 pF と非常に小さいので、 C_{SR} は開放として考える。よって、固定子巻線—フレーム間は $C_1 \approx C_{SF}$ で近似でき、 $C_{SF} = 3,600 \text{ pF}$ を得る。しかし、軸—フレーム間は

$$C_2 \approx C_{RF} // C_{Ins} \dots \dots \dots (3)$$

となる。

次に C_B について検討する。 C_B はスライドレギュレータを用いて回転子を回転させ、軸受の内輪（Inner race）と外輪（Outer race）との間の浮遊容量 C_3 を LCR メータを用いて測定した。これは

$$C_3 \approx C_B // (C_{Ins} + C_{RF}) \dots \dots \dots (4)$$

を測定したことになる。モータが回転している状態（300 rpm 以上）では軸受は C_B として作用することから、 v_{Shaft} は C_B と C_{Ins} で分圧される。図 15 に dv/dt 抑制回路とコモンモードフィルタを接続した場合の軸電圧 v_{Shaft} と絶縁物電圧 v_{CIns} と C_B の電圧 v_{CB} の実測波形を示す。図 15 から

図 15 v_{Shaft} , v_{CB} , v_{CIns} の実測波形（インバータ出力周波数 10 Hz）

Fig. 15. Experimental waveforms of v_{Shaft} , v_{CB} and v_{CIns} when the inverter output frequency is 10 Hz.

図 16 C_B , C_{Ins} , C_{RF} の回転数依存性の実測結果

Fig. 16. Measured results of dependency of C_B , C_{Ins} and C_{RF} on motor rotating speed.

図 17 図 1 のモータ端子のコモンモード電圧と軸電圧の実測波形（インバータ出力周波数 10 Hz）

Fig. 17. Experimental waveforms of the motor common-mode voltage, and the shaft voltage in Fig. 1 when the inverter output frequency is 10 Hz.

$v_{CIns}/v_{CB} \approx 4.4$ となり、

$$C_B \approx 4.4 C_{Ins} \dots \dots \dots (5)$$

となる。よって式 (3), (4), (5) から C_B , C_{Ins} , C_{RF} を算出することができる。図 16 に算出した C_B , C_{Ins} , C_{RF} の回転数依存性を示す[†]。図から C_{Ins} と C_{RF} の値はほぼ一定値であり $C_{Ins} = 93 \text{ pF}$, $C_{RF} = 1,200 \text{ pF}$ となる。しかし C_B の値は回転数の増加と共に減少していることがわかる。この理由は回転数によって油膜の状態が変化するためであると考えられる。

C_{SR} については、モータ端子のコモンモード電圧 v_{Cmot}

[†] モータ停止時や低速時（250 rpm 以下）では、ボールが内輪と外輪に接触しているため軸受は短絡状態となり、等価スイッチ SW はオン状態であると考えられる。このため 250 rpm 以下では C_B を測定できない。

と軸電圧 v_{Shaft} の分圧比から求めることができる。この分圧比は C_{SR} と $C_{RF} // (C_B + C_{Ins})$ の値で決まる。図 17 に dv/dt 抑制回路とコモンモードフィルタを接続した場合のモータ端子のコモンモード電圧 v_{Cmot} と軸電圧 v_{Shaft} の波形を示す。図 17 から電圧比は $v_{Cmot}/v_{Shaft} = 21$ となり、この比と C_B , C_{Ins} , C_{RF} の値から $C_{SR} = 64 \text{ pF}$ となる。

5. 出力周波数 40 Hz で運転した場合

軸電圧 v_{Shaft} はインバータのコモンモード電圧 v_{Cinv} と $C_{RF} // C_B$ の値で決まる。

C_{RF} の値が $1,200 \text{ pF}$ であることから、回転数が $1,500 \text{ rpm}$ から 300 rpm に減少すると C_B は 210 pF から 470 pF に増加するが、 $C_{RF} // C_B$ の値は $1,410 \sim 1,670 \text{ pF}$ である。よって C_B の回転数依存性は実用上は無視することができ、軸受油膜のインピーダンスはほぼ一定となる。一方、本研究で用いた NPC インバータが発生するコモンモード電圧のスイッチング周波数成分 v_{Cinv} は、出力周波数を 10 Hz から 60 Hz に増加させると、図 2 に示すように 370 V から 90 V に減少する。つまり軸受油膜のインピーダンスの変化よりも出力周波数の変化に伴うコモンモード電圧の変化が支配的となり、インバータ周波数が高くなるにつれて軸受油膜の絶縁破壊は発生しにくくなる。そこで、ベアリング電流測定用電線を接続し、インバータとモータを直結して実験を行った。図 18 は出力周波数が 40 Hz の場合の実測波形である。コモンモード電圧 v_{Cmot} が減少したことにより、(a)

(a) Switching frequency-based time scale

(b) Time-expanded waveforms of (a)

図 18 インバータとモータを直結した場合の実測波形（出力周波数 40 Hz ）

Fig. 18. Experimental waveforms when no filter is connected, and the inverter output frequency is 40 Hz .

の v_{Shaft} の波形から軸受油膜の絶縁は確保されていることがわかる。その結果、(b) の i_B のピーク値は 170 mA であった。これは v_{Cmot} の dv/dt に起因するベアリング電流（変位電流）であり、軸受油膜の絶縁破壊に起因するベアリング電流（放電電流）ではない。

6. 結 論

インバータとモータを直結した場合に流れるベアリング電流（放電電流）はモータ内部を循環し、接地線には流出しない。一方、インバータとモータ間にパッシブ EMI フィルタを接続すると、モータ端子のコモンモード電圧を大幅に抑制できるので、モータ内部を循環するベアリング電流は流れず、しかもモータから接地線へ流出する漏れ電流も抑制できる。なお、本論文では三相誘導電動機を対象としているが、三相永久磁石電動機においても適用できる。（平成 16 年 7 月 23 日受付，平成 17 年 4 月 18 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」，富士技報，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) D. Busse, J. Erdman, R.J. Kerkman, D. Schlegel, and G. Skibinski: "Bearing Currents and Their Relationship to PWM Drives", IEEE Trans. Power Electron., Vol.12, No.2, pp.243–252 (1997)
- (4) D. Macdonald and W. Gray: "PWM Drive Related Bearing Failures", IEEE Industry Applications Magazine, Vol.5, No.4, pp.41–47 (1999)
- (5) 「インバータ駆動誘導電動機の技術的諸問題」，電気学会技術報告（II 部），第 287 号，pp.19–26 (1988-12)
- (6) 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—", IEEE Trans. IA, Vol.123, No.9, pp.1057–1064 (2003-9) (in Japanese)
堂元貴史・赤木泰文：「電圧形 PWM インバータの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)
- (7) A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi: "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter", IEEE Trans. IA., Vol.17, No.5, pp.518–523 (1981)

田 村 俊 輔（学生員） 1979 年 4 月 4 日生。2002 年 3 月武蔵工業大学工学部電気電子工学科卒業。2005 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 月東京電力に入社，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 月東京工業大学教授。パワーエレクトロニクスの研究に従事。2001 年 IEEE William E. Newell Power Electronics Award。2004 年 IEEE IAS Outstanding Achievement Award。