かご型誘導電動機の二次電流および トルクのセンシング

正員 犬塚 勝美 (名古屋大)

正員 毛利 佳年雄 (名古屋大)

正員 石田 誠司 (日立)

Sensing of Secondary Current and Torque of 3-Phase Squirrel Cage Induction Motors

Katsumi Inuzuka, Member, Kaneo Mohri, Member (Nagoya University), Seiji Ishida, Member
(Hitachi Ltd.)

In this paper, new experimental results for detecting I_2 and T_e are reported using a magnetic-field sensor which is constituted with some amorphous microcores operating in a stable multivibrator followed by a low-pass filter.

The output of the sensor with eight pair of micro cores (E_{out}) is proportional to I_2 . The E_{out} has not only a voltage component of the frequency f but also components of frequency sf , $fn-sf$, $fn+sf$ and others when a sensing with only one pair of microcores, where sf is a slip frequency, fn is a rotor speed frequency, $f(1-s)/2$. It causes the components $fn \pm sf$ that the rotor performs a precession motion. The voltage component of the $fn-sf$ was proportional to T_e .

A calculated torque (T_m) using the measured value of I_2 almost coincides to a measured torque (T_e) using a DC generator which is a load of IM.

キーワード：アモルファス磁界センサ、二次電流センサ、二次電流検出、トルク検出

1. はじめに

現在、工業用ロボットや工作機械、エレベータ、製鉄用圧延機などの制御の高度化、知能化を進めるために、モータ制御の高精度化の必要性がますます高まってきた。従来、モータ制御分野では、励磁磁束と電機子電流とを独立に制御できる直流電動機（以下、DCMと略記）が主流であった。しかし、DCMにはブラシの摩耗による低信頼性や保守の必要性、ブラシからの火花の電磁雑音の発生による他の電子機器の誤動作などの問題がある。かご型誘導電動機（以下、IMと略記）は、ブラシレスでメンテナンスフリーであり、構造が簡単で堅固、更に低価格で取扱いが容易である。従って、DCMをIMに置き換える動きがすう勢となっている。IMの制御は、IMに滑りが存在

するため、古典的手法では、DCMに比べて容易ではなく、また制御精度は低く、制御範囲は狭かった。これに対して、最近電力変換器やマイクロコンピュータなどの発達や、ベクトル制御⁽¹⁾などの手法によってIMのDCMなみの制御が可能になった。しかし、IMのトルクは温度によって変化する二次抵抗（回転子抵抗） r_2 に依存しているため、IMの運転中にトルクはIM内の温度上昇と共に大きく変動（例えば、100°Cの温度上昇で20～30%変動）し、制御誤差となる。従って、IMのトルクの高精度制御には r_2 の温度補償を行う必要があるが、これは未解決の問題として残されている。 r_2 の温度補償の問題を解決する直接的な方法は二次電流 I_2 またはトルク T_e を検出する方法である。この I_2 または T_e のセンサ出力を帰還する制御系は r_2 の温度変動の影響を受けないことになる。

以上の観点から、本論文では I_2 および T_e の検出を行うことを目的として、次の方法を用いた。

(1) IM 内の温度変化 ($-50^{\circ}\text{C} \sim 180^{\circ}\text{C}$) によらず安定で直線性、周波数特性の良いアモルファス二磁心マルチバイブレータ形磁界センサを構成する⁽²⁾。

(2) IM のロータ (回転子) のエンドリング近傍にアモルファス磁心を設置し、 I_2 に比例する磁界を検出する (I_2 の非接触検出)。

(3) アモルファス磁心はロータの両側 4 箇所ずつ計 8 箇所を設置し、ロータの半径方向やシャフト軸方向の機械的振動の影響を相殺して I_2 を検出する^{(3)~(5)}。この際、センサ取付けフレームの振動の影響が出ないように、図 2 のようにアルミ細板の長さを短縮した。

(4) V/f 一定方式のインバータドライブでは、 T_e は I_2 に比例するので、 T_e が検出される。

(5) T_e のほかの検出法として、ロータのエンドリング近傍にアモルファス磁心を 1 箇所ないし 2 箇所設置し、エンドリング電流およびロータ回転振動に伴うセンサ出力の周波数スペクトル成分より T_e を非接触検出する。

(1)~(5)を実施した結果、(3)では励磁周波数の I_2 を検出することができた。更に、(5)により滑り周波数の I_2 および T_e に正比例するスペクトル成分を検出することができた。

2. 二次電流センサ

本論文で用いた I_2 センサには、 I_2 により発生する磁界を検出する磁界センサを用いた。この磁界センサは図 1 に示すように、直径 $125\ \mu\text{m}$ 、長さ $6\ \text{mm}$ の零磁歪アモルファスワイヤを磁心とした直径 $2\ \text{mm}$ 、長さ $5\ \text{mm}$ のコイル対をもつマルチバイブレータにより、高速応答形磁界センサを構成した。図 2 に示すように、そのアモルファス磁心をロータのエンドリング近傍に設置し、非接触検出を行っている。この磁心に零磁歪アモルファスワイヤを用いることで、振動によ

図 1 マルチバイブレータ形磁界センサ
Fig. 1. Multivibrator type field sensor.

る応力の影響を少なくしている。また、センサ回路は負帰還構成にすることにより、図 3 に示すように $-196^{\circ}\text{C} \sim 180^{\circ}\text{C}$ の温度変動に対して感度が一定であり、直線性も十分に高い高精度の磁界センサとしている⁽⁶⁾。更に、図 4 に示すようにアモルファス磁心をロータの両側に複数組設置 ($1-1' \cdots 8-8'$) することで、

図 2 アモルファス磁心の設置場所
Fig. 2. Position of amorphous cores.

図 3 磁界検出特性
Fig. 3. E_{out} vs. H characteristics.

図 4 アモルファス磁心の配置
Fig. 4. Location of amorphous cores.

後述のようにロータの軸方向や半径方向の振動によるセンサ出力への影響を相殺している。このセンサ全体の遮断周波数は 66 kHz (マルチバイブレータの発振周波数は 1 MHz) であり、インバータで IM を運転する場合、トランジスタのスイッチング周波数の 5 ～ 10 倍であるので、IM のインバータの運転においても I_2 波形をゆがませずに検出するには十分な周波数である。

3. 二次電流の検出

図 5 は、4 極、1.5 kW の IM を、商用電源三相 200 V、定格負荷で運転し、エンドリング近傍に 1 箇所または 8 箇所のアモルファス磁心を設置した I_2 検出波形、およびその FFT シグナルアナライザによる周波数スペクトラムを示す。センサの磁心は固定子側に設置してあるため、検出波形は励磁周波数の交流となる。磁心 1 箇所でのセンサ出力波形には、励磁周波数成分のほかに数 Hz の低周波成分と励磁周波数未満の周波数成分を含んでいる。磁心 8 箇所の場合にはこれらの低周波成分はなく、8 箇所の磁心によってロータの軸方向や半径方向の振動成分などが相殺されていることがわかる。

また、インバータで IM を 60 Hz で運転した場合の I_2 センサの検出波形を図 6 に示す。トランジスタのスイッチングによる高調波の成分も検出していることがわかる。図 7 は I_1 (一次電流) をパラメータとした I_2 センサの I_2 検出特性である。横軸の I_2 の値は IM の負荷として使用している直流発電機 (DCG) の出力と回転計の値による次式のトルク T_m から算出した。

$$T_m = \frac{E_{DC} I_{DC} + r_a I_{DC}^2}{\pi N} 30 \dots\dots\dots (1)$$

ただし、 E_{DC} : DCG の端子電圧、 I_{DC} : DCG の線電流、 r_a : DCG の巻線抵抗、 N : IM の回転数

更に I_2 は T_m を用いると次式で表される。

$$I_2 = k \sqrt{\frac{4\pi s f T_m}{3 p r_2}} \dots\dots\dots (2)$$

ただし、 s : 滑り、 p : 極数、 r_2 : 二次抵抗、 f : 励磁周波数、 k : 固定子側と回転子側の結合係数

この k は不明なので、各図の横軸は k で除した値を用いた。 I_2 の式には r_2 の項が含まれているが、 r_2 の値は室温の値を用い、 r_2 が変化しないように短時間で実験を行った。このように、 I_2 に正比例したセンサ出力が得られ、 I_2 が検出されていることがわかる。

図 6 I_2 センサによる I_2 の検出 (インバータ運転)

Fig. 6. I_2 sensing (inverter).

図 5 I_2 センサによる I_2 の検出

Fig. 5. I_2 sensing using amorphous sensors.

図 7 I_2 検出特性 (商用電源)

Fig. 7. E_{out} vs. I_2 characteristics (commercial power supply).

4. 二次電流の低周波数成分解析

図5(c)の磁心1箇所のスペクトラムには、10 Hz未満の成分が励磁周波数(60 Hz)について大きく、そのほかにも30 Hz付近の2成分も大きいことがわかる。無負荷から定格負荷までのスペクトラムの変化を図8に示す。この3成分のピーク周波数は負荷の大きさによって移動していることがわかる。この3成分の周波数をIMの回転速度に関する値である滑り周波数 sf (Hz)、回転速度 fn (Hz)を用いて表すと、図9に示すように、それぞれ sf , $fn \pm sf$ を示すことがわかった。この3成分の発生原因がロータの振動成分であると仮定し、以下に述べるような磁心の配置についても同様な測定を行った。IM駆動電源は商用電源および V/f 一定のインバータ(60 Hz)である。図4に示す磁心の配置において、

- (1) IMの左側のどれか1箇所(1 point)
- (2) IMの右側のどれか1箇所(1 point)

図8 負荷によるスペクトラムの変化
Fig. 8. Variation of spectrum by loads.

図9 周波数検出特性
Fig. 9. Measured f vs. f characteristics.

(3) IMのシャフトに対して平行になるように1-1'と5-5', 2-2'と6-6'のような組合せで2箇所(2 point)

(4) IMの左側の磁心4箇所(4 point)

(5) IMの右側の磁心4箇所(4 point)

(6) 全磁心8箇所(8 point)

の計6通りの配置で測定を行った。本実験のシステムを図10に示す。実験には図5の場合と同じ1.5 kW, 4極のIMを用い、IMの右側を負荷側(L), 左側を自由側(F)とする。1箇所、負荷側の磁心を用いたときの sf , $fn \pm sf$ の各成分の大きさの関係を商用電源で運転した場合について測定を行った。

6種類のpointによる sf , $fn \pm sf$ 成分の検出度を、励磁周波数成分に対する割合にして表1に示す。1 pointのL側は sf , $fn \pm sf$ 成分とも最大であった。1 pointのF側と2 point共 sf , $fn - sf$ 成分を検出しているが、他のpointではほとんど検出されていないのがわかる。この周波数成分は、磁心の配置から、IMの負荷側のシャフトに対して垂直方向(ロータの半径方向)の振動が原因と考えられる。また、4 pointと8 pointによる検出は励磁周波数成分に比べ、それ以外の周波数成分はほとんど検出されていない。従って、 I_2 は4 pointや8 pointの方法を用いることにより、ロータの振動などの影響を受けることなく検出することができる。

図10 実験システム
Fig. 10. Systems for experiments.

表1 各 point の検出周波数の検出度
Table 1. Sensing frequency ratio of each point.

Frequency	1 L	1 F	2	4 L	4 F	8
sf	◎	○	◎	×	×	×
$fn - sf$	○	△	○	×	×	×
$fn + sf$	◎	×	△	×	×	×

Sensing ratio

◎ : 0.1 ~ ○ : 0.02 ~ △ : 0.01 ~ × : ~0.01

5. 定常トルクの検出

〈5・1〉 I_2 センサによる定常トルクの検出 IM の安定領域（滑りとモータのトルクとがほぼ正比例する領域で、供試モータは $s < 0.05$ ）では、電気的トルク T_e はモータ磁束 ϕ と I_2 との外積である。 $s \ll 1$ では L 形等価回路により、近似的に次式で表される。

$$T_e = \phi \times I_2 \doteq \frac{\sqrt{3}pV I_2}{4\pi f} \dots\dots\dots (3)$$

ここに、 p : 極数、 V : 一次線間電圧、 f : 励磁周波数

(3) 式は r_2 を含まないので、 I_2 を検出することにより T_e が温度変動に影響を受けることなく検出される。図 11 に (3) 式による T_e の測定値と、(1) 式による T_m の測定値との関係を示す。両者は正比例しており、 T_e が正確に検出できることを示している。

図 12 は、IM を定格負荷で 1 時間連続運転した場

図 11 定常トルク検出特性
Fig. 11. T_e vs. T_m characteristics.

図 12 各計算法による誤差の時間変化
Fig. 12. Time variation of errors.

合の T_e と T_m および、 I_2 を含まない L 形等価回路から求められる次式のトルク T_c と T_m との関係を検出した結果である。

$$T_c \doteq \frac{pV^2 s}{4\pi f r_2} \dots\dots\dots (4)$$

トルクの真値を T_m とすると、 T_e と T_m 、 T_c と T_m の相対誤差は、IM の定格負荷運転において、前者は 2% 以内、後者は 15% に達している。従って、 I_2 センサにより、 T_e がロータの温度の影響を受けずに検出されていることがわかる。 T_e と T_m との相対誤差の上昇傾向は IM を 60 分間連続運転したため、直流発電機内の温度が上昇し、 r_a の値が変化したためと考えられる。

〈5・2〉 $fn-sf$ 成分による定常トルクの検出

アモルファス磁心を 1 箇所設置した場合の磁界センサの出力電圧 E_{out} のうち、 $fn-sf$ 成分を $E_{out}(fn-sf)$ とすると、60 Hz 正弦波励磁 (I_1 パラメータ) における $E_{out}(fn-sf)$ のトルク T_m に対する特性が図 13 のように得られた。この図は $E_{out}(fn-sf)$ が T_m に正比例の関係を示している。従って、 T_e を $E_{out}(fn-sf)$ によって直接検出できることがわかった。 sf および $fn+sf$ 成分はいずれも T_m との比例性は示さな

図 13 トルク- $E_{out}(fn-sf)$ 特性
Fig. 13. $E_{out}(fn-sf)$ vs. T_m characteristics.

図 14 歳差運動をするロータ
Fig. 14. Precession motion of rotor.

かった。

特に、この $fn+sf$ 成分は、表 1 より、ロータの半径方向の振動であり、 L 側の 1 point で大きく検出されていることから、ロータがモータの回転軸のまわりをロータと同じ回転速度 $\omega=2\pi fn$ で歳差運動をするのが原因と考えられる。図 14 のように、ロータの中心 O' とロータバーの中心との距離を r 、ロータの首振り半径を d 、センサとエンドリングとの距離を x 、モータの中心軸 O とセンサ位置 B との距離を a とする。そして $O'O$ と OA とのなす角が θ であるとき、 $d \ll r-a$ と仮定すると、距離 x は次式で与えられる。

$$x=r-a+d \cos \omega_1 t \cdots \cdots (5)$$

ロータが歳差運動をするとき、ステータから見た I_2 を $I_2=I_{2m} \sin \omega_1 t$ とすると、センサ検出電圧 E_{out} は次式になる。

$$\begin{aligned} E_{out} &= k \frac{I_2}{2\pi x} \\ &= E_1 \sin \omega_1 t - \frac{dE_1}{2\pi(r-a)} \\ &\quad \times \{\sin(2\pi f_+ t) + \sin(2\pi f_- t)\} \cdots \cdots (6) \end{aligned}$$

ただし、 k : センサ感度、 $2\pi f_+ = 2\pi(f_1 + f_L)$

$= \omega_1 + \omega_L$ 、 $2\pi f_- = 2\pi(f_1 - f_L)$

E_1 は次式で表される。

$$E_1 = \frac{kI_{2m}}{2\pi(r-a)} \cdots \cdots (7)$$

(6) 式の第 2 項が歳差運動による出力電圧成分である。ロータのエンドリングに二次電流 I_2 が流れたとき、ステータ側から見た I_2 の正相分の周波数成分 f_+ は f で表される。更に、ロータバーのインピーダンスが不平衡であるとき、 I_2 の逆相分も存在する。その逆相分をステータ側から見たとき、その周波数成分 f_- は $f(1-2s)$ で表される。ロータが、

$$f_L = fn = \frac{2}{p} f(1-s) \quad (s: \text{滑り})$$

で表されるロータの回転速度で歳差運動をすると仮定すれば、正相、逆相分それぞれから得られる f_- 成分に f_+ , f_- および本研究で用いた IM の極数 ($p=4$) を代入すると正相分では (8) 式が、逆相分では (9) 式が得られる。

$$f_{-f} = \frac{f}{2}(1-s) + sf = fn + sf \cdots \cdots (8)$$

$$f_{-r} = \frac{f}{2}(1-s) - sf = fn - sf \cdots \cdots (9)$$

つまり、回転速度 fn と滑り周波数 sf との和、差の成分が検出される。

このロータの歳差運動は、ロータのシャフト軸に対して平行な力が不平衡に働いているのが原因である。ロータバーに働く力は、ロータバーに対して垂直方向に向く。ロータバーはシャフト方向に対してある角度 (スキュー角) だけ傾いている。このスキュー角は、ロータバーに発生した力をシャフトに対して垂直な成分と平行な成分 (シャフト軸成分) とに分割する。垂直成分は、モータのトルクとなってロータを回転させる。シャフト軸成分は、ロータがシャフト軸に対して平行方向に押される力になる。この力のシャフト軸成分がエンドリング上で不平衡に発生していれば、この力のベクトルの総和はエンドリングの一部だけに現れ、シャフト軸方向に働き、ロータを傾かせるようなトルクになる。このトルクが、ロータに歳差運動をさせる原因になる。

そしてその力のシャフト軸成分の不平衡の原因は、ロータバーのインピーダンスが各々異なっていることである。そのインピーダンスがすべて等しいとすれば、バーに発生する力はモータ回転軸に関して軸対称に分布するので、ロータを傾かせるようなトルクは発生しない。しかし、インピーダンスが異なるとき、各バーに発生する力のシャフト軸成分の総和はゼロにはならない。つまり、ロータを傾かせるようなトルクが働き、ロータに歳差運動をさせる原因になる。そこで著者らは、ロータバーのインピーダンスが同じではないときに、ロータに歳差運動をさせるトルクを計算するシミュレーションを行った。そのときの各バーのインピーダンスの分布は正規分布に従う値にした。その結果、このトルクについて次のようなことがわかった。

(i) エンドリング上の一点に集中して働いていると等価である。

(ii) 常に一定値になっている。

つまり、(i) の結果よりこのトルクの軸方向成分はロータの回転速度と一緒に回転していることである。従って、ロータはこのトルクによってシャフト軸方向に引っ張られ、ロータの回転速度と同じ速度で歳差運動をする。よって、 I_2 センサには (8), (9) 式に示される周波数が検出され、更に (6) 式より周波数 f_+ , f_- 成分の振幅が、ロータの首振り半径 d に比例することになる。この d が単純にモータのトルクに比例すれば、 f_+ , f_- の両成分がトルクに比例する。しかし、 f_+ 成分の振幅との関係は、実験結果と異なるため、IM と負荷とのジョイントなどの原因も関係していると考えられる。

6. ま と め

アモルファス磁心マルチバイブレータ形磁界センサをIMのエンドリングの近傍に設置し、エンドリングの二次電流を検出し、その電流の周波数スペクトルおよびトルクの検出を行い、次の結論を得た。

(1) エンドリング近傍に設置した磁界センサは二次電流 I_2 を検出し、磁心を8箇所を設置すれば、ロータの振動による雑音が相殺され、正確な二次電流検出ができる。

(2) 磁心1箇所で行った場合、励磁周波数成分のほかに滑り周波数 (sf) 成分, $fn-sf$ 成分, $fn+sf$ 成分が検出され, $fn-sf$ 成分はトルクに比例している。そして, $fn \pm sf$ 成分はロータの歳差運動によって発生する。このセンサに20~30 Hzの帯域フィルタを用いれば、温度変化の影響を受けないトルクの検出も可能になる。

(3) 二次電流センサの出力電圧と一次線間電圧との積を用いれば、温度の影響を受けないトルクの正確な検出ができる。(平成4年1月27日受付)

文 献

- (1) F. Blaschke: "Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage für die Transvectorregelung von Drehfeld Maschinen", *Siemens Z.*, **45**, 757 (1971)
- (2) K. Mohri: "Review on Recent Advances in Field of Amorphous-Metal Sensors and Transducers", *IEEE Trans. Magnetics*, **MAG-20**, No. 5, 942 (1984)
- (3) K. Mohri, M. Nakano, Y. Mukai & Y. Yoshida: "Detection of Secondary Current and Torque of Induction Motors Using Amorphous Micro Core Field Sensors", *ibid.*, **MAG-22**, No. 5, 397 (1986)
- (4) 吉田・毛利・近藤: 「アモルファス磁界センサによるかご型誘導電動機発生トルクの検出」, 電学論 B, **105**, 973 (昭 60)
- (5) 毛利・中野・向井・吉田: 「アモルファス磁界センサによるかご型誘導電動機の二次電流およびトルクの検出」, 電学論 D, **107**, 57 (昭 62-1)
- (6) 向井・若山・毛利・奥田・小笠原: 「負帰還アモルファス多

犬塚 勝美 (正員)

昭和42年9月3日生。平成2年3月

東京農工大学工学部電気工学科卒業。同年4月名古屋大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程入学、現在に至る。誘導電動機の計測と制御との研究に従事。

毛利 佳年雄 (正員)

昭和15年11月16日生。43年3月九州大学大学院工学研究科博士課程修了。57年4月九州工業大学電気工学科教授(電力制御半導体工学講座)。62年10月名古屋大学工学部電気工学科教授(電気機械器具講座)、現在に至る。工学博士。主として、アモルファス磁性体と磁気センサへの応用、誘導電動機のビルトインセンサによる計測制御、生体微振動情報、高温超電導磁気応用などの研究に従事。56年市村賞、平成元年日本応用磁気学会論文賞受賞。電子通信情報学会、日本応用磁気学会、計測自動制御学会、IEEE 会員。

石田 誠司 (正員)

昭和40年11月29日生。平成2年3月名古屋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(株)日立製作所入社。現在に至る。