

技術解説



Technical Review

ナノグラニューラー TMR 型磁気センサを用いた新しい 回転角度の検出方法

浅野正克*

New Methodology to Detect Rotation Angle Using a Nano-Granular TMR Magnetic Sensor

Masakatsu Asano

Synopsis

To detect a rotation angle, equipment such as encoders are utilized. Generally, some Hall-effect magnetic sensors (Hall sensor) are applied on them and the rotation angle is calculated using the arctangent function method, since the output from the Hall sensor is proportional to the sine and cosine function for the angle. However, a tiny sensor, which is much smaller than the Hall sensor, will be required due to the arrival of a micro-motor only a few millimeters in size.

A nano-granular TMR magnetic sensor is one of the smallest magnetic devices in the world, so it will be applied to these micro-motors. However, the signal output using a nano-granular TMR sensor is likely to be a triangular wave, which is different from conventional sensors and thus means the arctangent function method will no longer be used. Therefore, a new method to detect the angle has been invented for this sensor, with a practical angle error of less than 0.5 degrees.

1. はじめに

近年 AC サーボなどモータ制御の高精度化により、それらに使用されるエンコーダやレゾルバは高分解能化が進んでいる。また、内視鏡やカテーテルなどの先進医療機器に用いられるモータは、外径が 2 mm 以下のものが開発され、そのマイクロモータの制御に用いられるエンコーダも小型化が要求される。エンコーダには回転検知の方式により、主に光学式と磁気式に分類される。光学式ではスケール円板に形成される光学スリットの微細化により高分解能が得られる反面、塵や埃などが多い環境には適さないという欠点がある。一方、磁気式の場合には、光学式と相反する特徴を有しており、回転体に磁石

を用いる関係から高分解能化には適さないが、耐環境性には優れている点が挙げられる。また、エンコーダでは、高分解能化を実現するために、より有効長の長いスケール円板や磁石の外周においてセンシングすることが多く、スケール円板や磁石が小型になるほど分解能が低下するといわれている。

回転の検知に使用される磁気センサには、ホール素子やホール IC、AMR センサ、GMR センサや TMR センサなどがあるが、汎用的な用途ではホール素子が使用される事が多い。又、車載用途などでは耐熱性に優れた AMR センサや、近年では TMR センサも使用されはじめています。

ナノグラニューラー TMR 型磁気センサは、高性能磁気

2015年 11月 20日 受付

* 大同特殊鋼(株) 新分野事業部 (New Business Development Div., Daido Steel Co., Ltd.)

センサ GIGS[®]を基に製品化されたものである¹⁾。それは、高感度でありながら小型化を実現できる構造を有していることから、次世代の磁気センサとして有望視されている。その感磁部は約 $20 \mu\text{m}^2$ であり、ホール素子や AMR センサと比較すると5分の1以下となる。また、センサのチップサイズも 0.4mm^2 を実現できるため、モータに組み込まれるようなエンコーダ用途以外にも、シャフトやバルブなどの回転体に簡易的に磁石を貼りつけ、ナノグラニューラー TMR 型磁気センサを用いてその回転を計測する、後付け機器のような設置空間を十分に確保出来ない設計制約の多い用途への応用も可能である。ここでは、この磁気センサを用いて回転角度を検出するための従来とは異なる新しい方法について述べる。

2. ナノグラニューラーTMR型磁気センサを用いた回転角度の検出

ナノグラニューラー TMR 型磁気センサは、外部磁場を効果的に集束するために機能する軟磁性ヨーク膜と、その集束した磁場に反応し、絶縁物中のトンネル電流の変化により磁気抵抗効果を発現するナノグラニューラー TMR 膜から構成される素子有感磁部に有する。Fig. 1 に、磁場に対する抵抗変化の変曲点で定義される飽和磁場 (H_k) が、 8.0 kA/m に設計された磁気センサの素子有感磁方向に印加した磁場と素子の抵抗変化率の関係 (MR カーブ) を示す。無磁場の抵抗値に対して H_k に相当する磁場で約 7% の変化率が得られている。

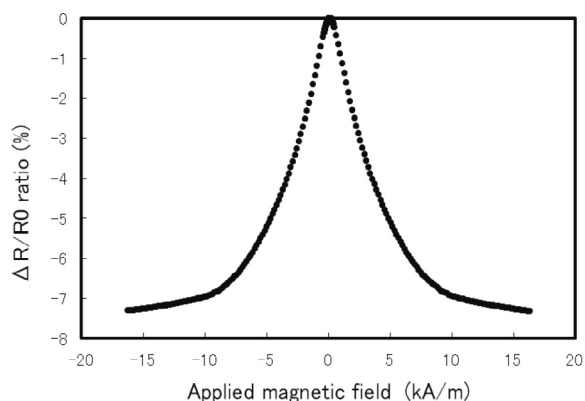


Fig. 1. Magnetic resistance characteristic of HK41 GIGS's element.

磁気的に回転角度を検出するためには、いくつかの方法が提案されているが、ここでは回転体の回転平面と同一面内で着磁した2極の磁石を用いる。(Fig. 2) 磁気センサの直上で回転する磁石がつくる磁場を検出することで、その回転角度を算出する。また、回転方向を知

るために、それぞれの位相が電気角で 90° ずれた2つの A 相と B 相の信号を使う。ここで用いる磁気センサは、素子を4か所に、それぞれ直交に配置したブリッジ回路を有する。更に、同一チップ内に同心状に機械角で 45° の角度で配置された2つのブリッジ回路から構成される HK シリーズ (型番 HK41) を使用する。

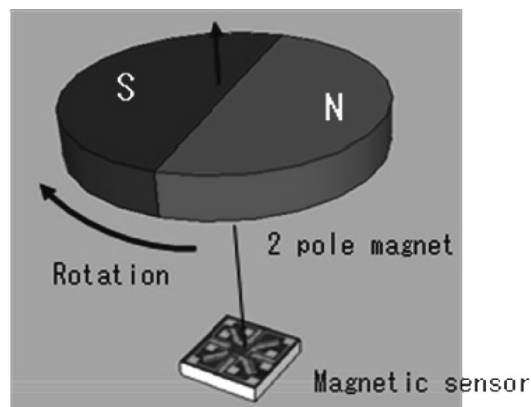


Fig. 2. Angle detection with 2 pole magnet facing to the sensor.

電源電圧を 5 V で駆動した磁気センサに、 3.2 kA/m (飽和感度の 40%) の回転磁場が印加された場合のセンサの差動出力を 10 倍に増幅した後に、 2.5 V に加算した信号の計算値を Fig. 3 に示す。 3.2 kA/m の回転磁場が印加されると、Fig. 1 の MR カーブ上で $\pm 3.2 \text{ kA/m}$ の磁場範囲で素子が反応する。この素子は磁場に対して偶関数の出力を有するため、2極マグネットの回転角度に対して 180° でそれぞれ 1 周期の信号が得られる。このため、マグネットの 1 回転に対して一意な信号出力を得るためにはバイアス磁場を調整するか、磁場に対して奇関数の出力を有するホール素子などを用いる。この場合、回転角度に対して正弦波で近似できる出力が得られ、回転角度 θ に対してセンサの出力 V_x が $\cos \theta$ に比例し、これと 90° の位相差を持つ出力 V_y が $\sin \theta$ に比例するとすれば、回転角 θ は $\tan^{-1}(V_y/V_x)$ により演算できる。

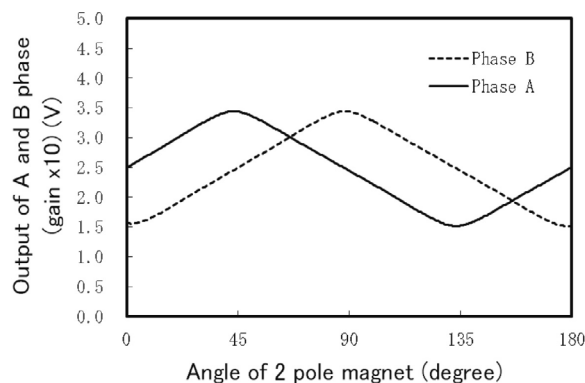


Fig. 3. Output voltage from the sensor amplified 10-fold.

しかしながら、先述のようにエンコーダの超小型化などにより、それに適用できる磁気センサが限定的になる中、ナノグラニューラー TMR 型磁気センサなどの超小型な磁気センサを用いてバイアス磁場調整を行うことなく回転検知をする必要がある。Fig. 3 のように、ナノグラニューラー TMR 型磁気センサの磁場の回転角度に対する出力は、その MR カーブの形状より疑似三角波として出力される。この出力が、正弦波などのように、既存の関数で表現することができなければ容易に角度演算に用いることはできない。このため、これまでこの疑似三角波を理想的な三角波に近似し、直線関数を用いて演算を行う方法が提案されている²⁾。直線関数を用いる利点としては、演算に複雑な関数を用いることなく、基本的な加減乗除の演算で簡便に、かつ演算速度を低下させることなく実現できる点にある。

この方法では、マグネットの回転角の内、0 ~ 180° の任意の角度において A, B 相それぞれの信号の AC 成分の絶対値の和が、いつも同じ値になるように、センサの電源電圧やアンプのゲインを可変するものである。これにより、Fig. 3 において認められる出力の極値付近における緩やかな変化をピン角に補正することで、三角波を構成する直線関数で角度を演算することができる。次に、それと等価な演算をデジタル演算器などを用いて実現する方法を示す。

2. 1 デジタル演算器を用いた三角波演算による角度の演算

デジタル演算を行う上で必要なシステムの構成例を Fig. 4 に示す。電源電圧 5V のセンサから得られる A, B 相の出力を、計装アンプなどで 10 倍に増幅し、2.5V に加算した後、12 ビットの分解能を有する AD コンバータでデジタル値として信号処理部に取り込む。信号処理部では、センサからの信号を三角波に演算し角度を算出する。また、演算された三角波を、DA コンバーターなどでアナログ信号に変換する。更に、必要に応じて角度などを直接利用する他の制御部へのインターフェースを有する。

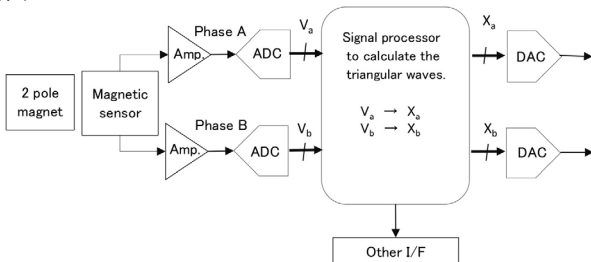


Fig. 4. System block diagram to calculate the triangular waves.

信号処理部に取り込まれた A, B 相の信号をそれぞれ V_a, V_b とすると、これらは 10 進数の表記で 0 ~ 4096 (2^{12}) のいずれかの整数値をとる。信号の AC 成分である Δa と Δb は V_a と V_b から 2.5 V (デジタル値で 2048 に相当) を引いた値となるため、

$$\Delta a = V_a - 2048, \quad \Delta b = V_b - 2048 \tag{1}$$

となる。

次に、(1) 式に実数 k を乗じることで、それらの絶対値の和が 1024 の一定値になるようにすると

$$|k\Delta a| + |k\Delta b| = 1024 \tag{2}$$

(これは、アナログ回路で行う電源電圧やゲインを可変することに相当する。)

よって、実数 k は

$$k = \frac{1024}{|\Delta a| + |\Delta b|} = \frac{1024}{P} \tag{3}$$

と決まる。(ここで、 $P = |\Delta a| + |\Delta b|$ とおいた。)

したがって三角波へ演算した波形 X_a, X_b は、AC 成分に 2.5 V を加えることで

$$X_a = k\Delta a + 2048 = 1024 \frac{\Delta a}{P} + 2048 \tag{4}$$

$$X_b = k\Delta b + 2048 = 1024 \frac{\Delta b}{P} + 2048 \tag{5}$$

と得られる。

ここで、(2) 式に示される一定値である 1024 は、演算した後の三角波の振幅に等しくなるが、別の数字でも構わない。ただし、電源電圧の半分以下の値で、後述するように、2 のべき数であることが望ましい。ここで得られた三角波の出力 X_a, X_b を Fig. 5 に示す。これを Fig. 3 と比較すると、センサからの出力はピン角に補正されているのが分かる。

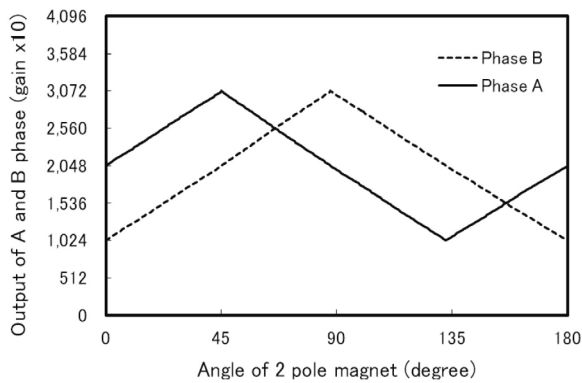


Fig. 5. Output voltage by digital readings after calculated.

次に、 X_a と X_b を用いて角度 θ (単位は $^\circ$) を演算するためには、取得した X_a に対応する角度が2つ存在するため、以下の通り X_b の値で弁別する必要がある。

(i) $X_a \geq 2048$ の時には、

$$\theta = (X_a - 2048) \cdot \frac{45}{1024} \quad (X_b \leq 2048) \quad (6)$$

$$\theta = 90 - (X_a - 2048) \cdot \frac{45}{1024} \quad (X_b > 2048) \quad (7)$$

(ii) $2048 > X_a$ の時には、

$$\theta = 90 - (X_a - 2048) \cdot \frac{45}{1024} \quad (X_b > 2048) \quad (8)$$

$$\theta = 180 + (X_a - 2048) \cdot \frac{45}{1024} \quad (X_b \leq 2048) \quad (9)$$

このように、加減乗除の演算のみで角度が計算できる。また、三角波の振幅が2のべき数であるため、上式にあらわれる1024による除算をデジタル処理においてビットシフトで代用し、演算速度の低下を抑制できる。

さて、ここで演算された波形が理想的な三角波であれば、演算した角度には誤差が含まれない。しかしながら、Fig. 5のA相の波形(0~45 $^\circ$)を拡大すると、理想的な三角波形には一致していないのがわかる。このためFig. 6に示すように角度誤差を定義する。(Fig. 6のA相の波形は、誤差を表現するために一部加工している) Fig. 6において、三角波への演算波形 X_a で、取得電圧 X_0 に対する実際の角度を θ_a とする。また、 X_0 に対して理想的な三角波 T として計算される角度 θ_c とすると、その差を角度誤差 ($\theta_c - \theta_a$) とし、これをFig. 7に示す。角度誤差はMRカーブの対称性により、0~45 $^\circ$ の間の誤差が、45 $^\circ$ 間隔で繰り返される。(ただし、位相は反転する。) したがって、Fig. 7には0~45 $^\circ$ の角度誤差を

示した。このように、飽和感度に対して40%の回転磁場が印加された場合には、角度誤差の最大値は約0.3 $^\circ$ となる。

また、この角度誤差は、センサに印加される回転磁場の強度に応じて変化する。Fig. 8に磁場強度が1.6 kA/mと6.4 kA/mの場合のセンサの出力 (V_a , V_b)、三角波へ演算した波形 (X_a , X_b) 及び、その出力から計算した角度誤差を示す。三角波への演算は主に、センサの出力をピン角にするための方法であり基本的に演算前の波形が直線に近いことが必要とされる。よって、磁場強度の変化により理想的な波形から逸脱することで角度誤差が増大する。これは、Fig. 1のMRカーブの形状に依存するものであり、磁場強度に対して抵抗の変化率が線型ではないことによる。したがって、いつも3.2 kA/mに調整された磁場で回転を検出する場合には、この三角波への補正は有効な手段といえる。

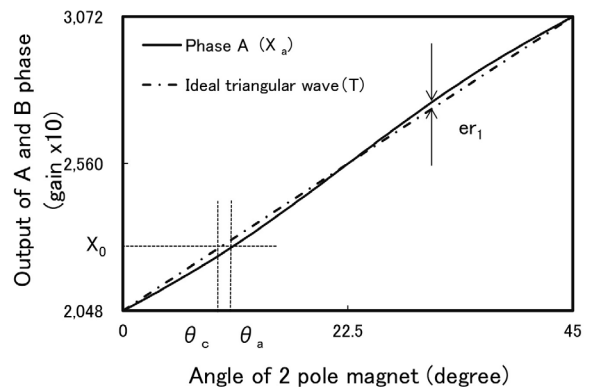


Fig. 6. Angle error ($\theta_c - \theta_a$).

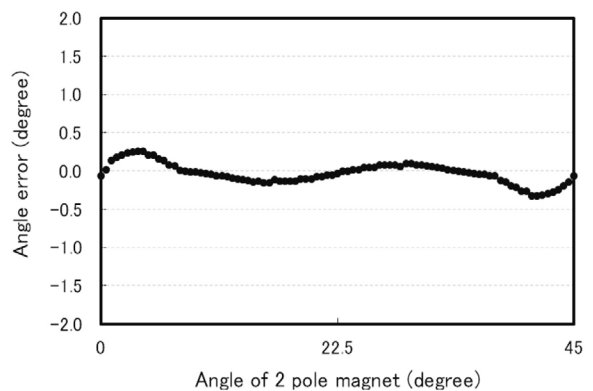
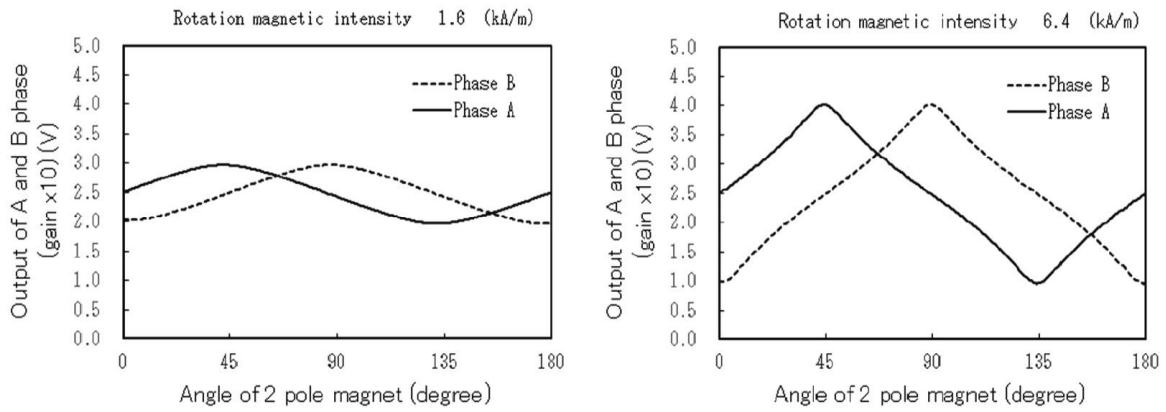
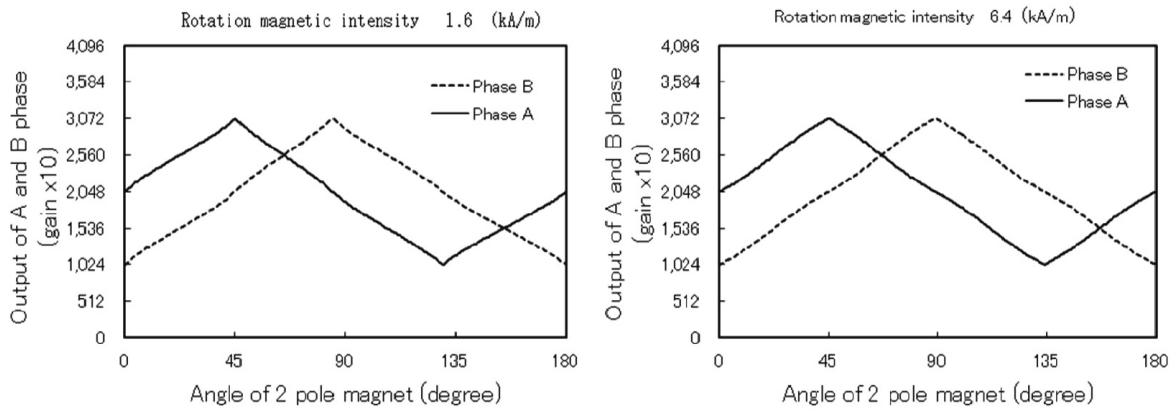


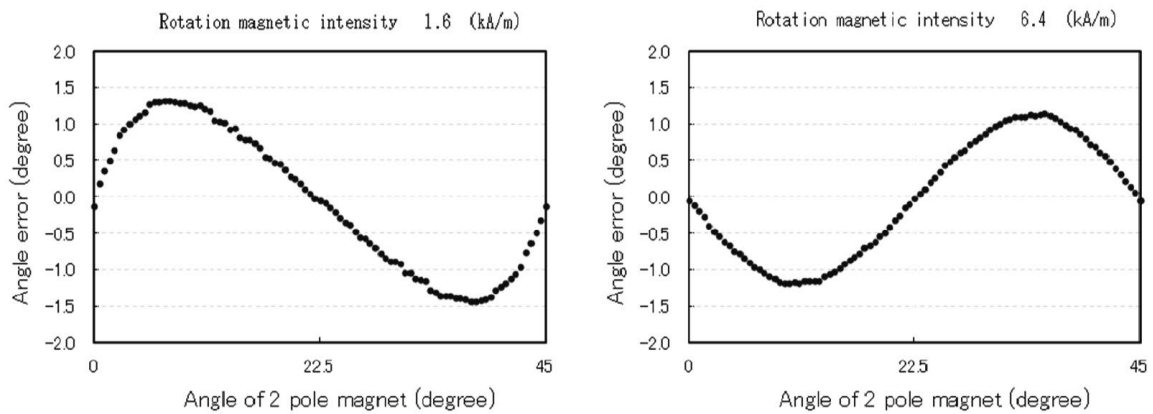
Fig. 7. Angle error depending on the rotation angle.



(a) Outputs (V_a and V_b) at 1.6 kA/m and 6.4 kA/m.



(b) Calculated to triangular outputs (X_a and X_b) at 1.6 kA/m and 6.4 kA/m.



(c) Angle errors at 1.6 kA/m and 6.4 kA/m.

Fig. 8. Outputs (V_a and V_b), calculated outputs (X_a and X_b) and angle errors.

2. 2 角度演算の高精度化

2. 2. 1 回転磁場強度に依存しない角度の演算方法

次に回転磁場強度が変化しても、その影響を最小限にし高精度な角度演算を実現することができる方法を示す。Fig. 9 に磁場強度が、1.6, 3.2, 6.4 kA/m に相当する角度誤差をあらためて示す。これによると、角度誤差は $45/2 = 22.5^\circ$ を中心に対称であり、磁場強度に応じて最大振幅が変化している。このため、磁場強度を取得することにより、この角度誤差を補正することを試みる。実際に波形を補正する場合には、回転角度に対する角度誤差の関係ではなく、三角波に演算し取得した電圧 X_a に対して、補正する電圧誤差を規定する必要がある。そこで、Fig. 6 に示すように理想的な三角波 T と X_a の差を電圧誤差 er_1 とし、これを取得電圧 X_a に対して表わした関係を Fig. 10 に示す。このように電圧誤差は、角度誤差と同様に取得電圧が 2560 を中心に対称となる。ここで、この電圧誤差を補正するためには、誤差を関数として表現することが必要となり、一般的には、規定された区間の繰り返しとして下記のようにフーリエ級数を用いることが多い。

$$er_1(X_a) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega X_a) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n\omega X_a)$$

$$a_0 = \frac{1}{V_0} \int_0^{V_0} er_1(X_a) dX_a$$

$$a_n = \frac{2}{V_0} \int_0^{V_0} er_1(X_a) \cdot \cos(n\omega X_a) dX_a$$

$$b_n = \frac{2}{V_0} \int_0^{V_0} er_1(X_a) \cdot \sin(n\omega X_a) dX_a \quad (10)$$

(V_0 は繰り返しの周期を表し、 ω は 2π を V_0 で除した値)

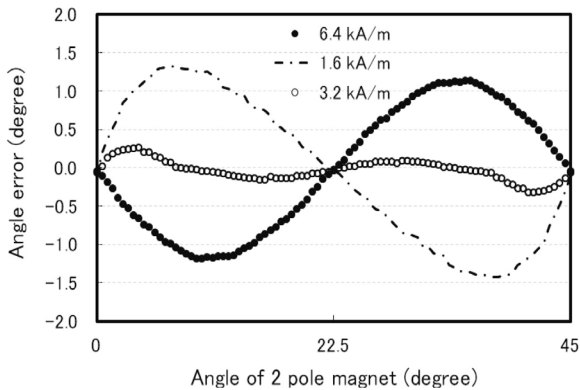


Fig. 9. Angle error with ration magnetic intensity of 1.6 kA/m, 3.2 kA/m and 6.4 kA/m.

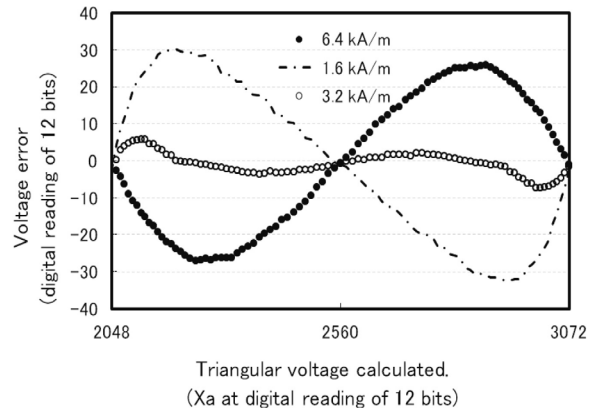


Fig. 10. Volatge error for triangular voltage with ration magnetic intensity of 1.6 kA/m, 3.2 kA/m and 6.4 kA/m.

しかしながら、(10) 式の a_n や b_n の係数は事前を取得することはできても、計算の過程で \sin 関数や \cos 関数を使用する必要があり、演算を高速化するという今回の趣旨にはそぐわない。このため、この電圧誤差を取得電圧の三角波として表現する方法を考案した。

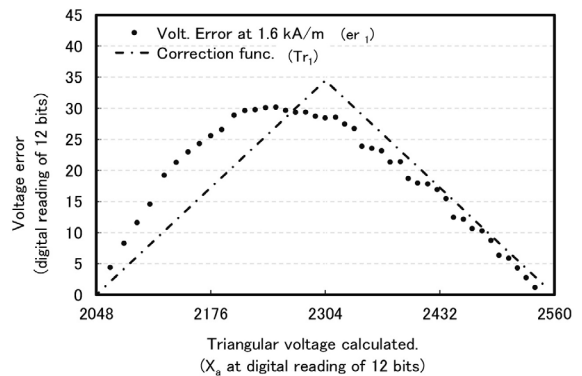


Fig. 11. Voltage error at 1.6 kA/m and triangular correction function.

Fig. 11 に 1.6 kA/m の回転磁場で取得電圧が 2048 ~ 2560 の X_a に対する電圧誤差 er_1 の関係を示す。更に、この図にはこの電圧誤差を三角波で表現した波形も併記している。この三角波の振幅は、取得電圧の中間値 2304 で最大値 V を持つ三角波を Tr_1 とし最小二乗法を用いて

$$S(V) = \sum_{i=1}^n \{er_1(X_{a_i}) - Tr_1(X_{a_i})\}^2$$

$$\frac{\partial S}{\partial V} = 0 \quad (11)$$

式(11) を満たす V を計算した。このように三角波の振幅を得ることで、電圧誤差を三角波で近似することが可能となる。更に、この三角波による関数を、 V_a と V_b か

ら三角波へ演算した X_a に事前に盛り込むことにより角度誤差を抑制する。Fig. 12には、2極マグネットの回転磁場(素子の Hk に対する相対磁場で表記) に対して、2. 1 で示した三角波へ演算した場合と、さらに、ここで示す方法により電圧誤差を三角波で近似し補正した方法による角度誤差の比較を示す。これによると、電圧誤差の補正により広い磁場範囲において 0.5° 以下の角度誤差に抑えられることがわかる。

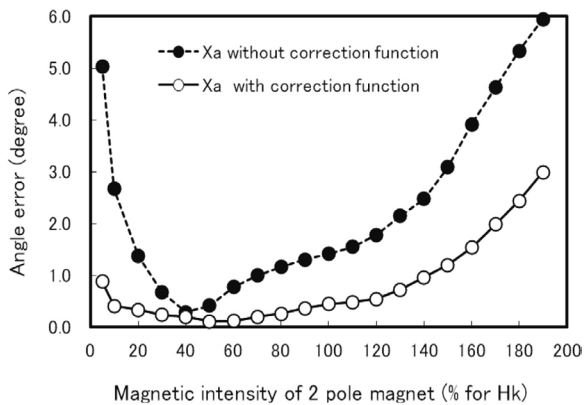


Fig. 12. Angle error depending on the rotation magnetic intensity with the correction function.

2. 2. 2 実際のデジタル回路への実装結果

次にこの手法を用いて実機で検証した結果について述べる。ここでは、デジタル処理として Altera 社の FPGA (Field Programmable Gate Array) を搭載した DE0 のボードを使用し、Verilog で記述したハードウェア記述言語 (HDL) を用いて回路を構成した。Fig. 13 に示すのは、磁気センサ、2 極マグネットを回転させるモータ、磁気センサからの信号を増幅し AD 変換する基板と FPGA 基板を備えた実機の外観である。又、本機では、マグネットの磁場強度を変化させるために、磁気センサの位置を 2 極マグネットに対して移動できる機構を有している。Fig. 14 には、FPGA での信号処理のブロック図を示す。今回の方法では、マグネットの磁場強度に対して、電圧誤差を補正するための三角波の振幅を決める必要がある。一般に 2 極マグネットの強度が増加するに従い、センサからの出力 V_a 、 V_b の信号振幅が増加する。このため、事前にマグネットの強度とセンサの振幅を把握し、さらに信号処理部で AD コンバータから入力された直後の信号強度を参照することでマグネットの強度を予測した。実際には、Fig. 15(a) に示したようにマグネットの

回転磁場によって決まる補正前の信号の電圧振幅から、Fig. 15(b) に示す電圧誤差を補正するための三角波の振幅を得るための関数(実用範囲内を 2 次多項式で近似)を信号処理部に実装した。この処理においても極力、演算処理の負荷を軽減させるためにビットシフト等を用いた。

Fig. 16 に実際に 2 極マグネットを回転させ、マグネットとセンサの距離を増減させることで回転磁場の強度を変化させた場合のセンサからの出力 V_a 、三角波へ演算した波形 X_a 、更に誤差を補正した波形をオシロスコープで計測した結果を示す。これによると、特に磁場強度の強い条件 (6.4 kA/m) において補正の効果が確認される。

このようにリアルタイムで回転磁場の強度が変化する状況においても、センサから出力される波形は大きくは変化しない。(実際には、三角波への演算は、任意の角度で行うためリアルタイムで実現が可能だが、電圧誤差の補正は、2 極マグネットが 1 回転する間でセンサからの補正前の電圧を取得しているため、この期間では誤差を補正することができない。)

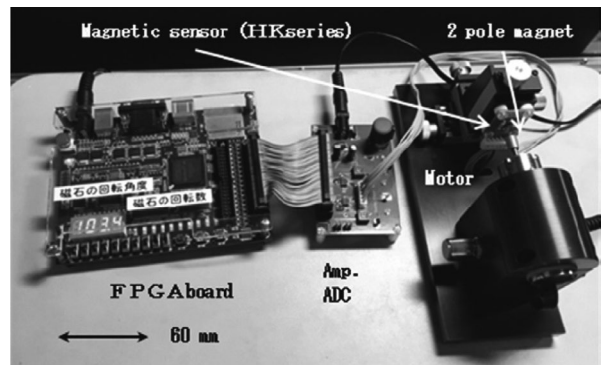


Fig. 13. Verification of angle detection on digital board.

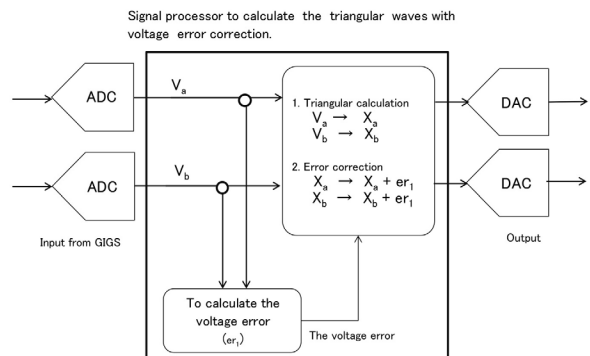
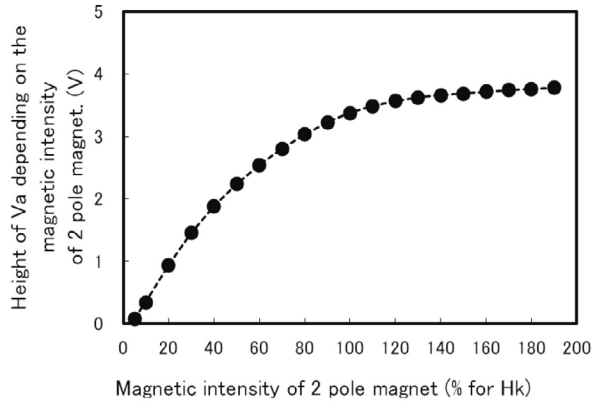
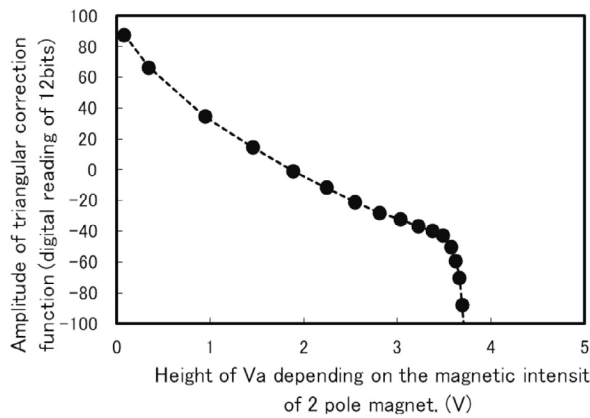


Fig. 14. Block diagram in signal processor.

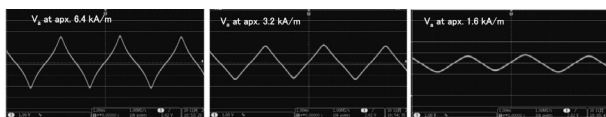


(a) Height of V_a for the magnetic intensity of 2 pole magnet.

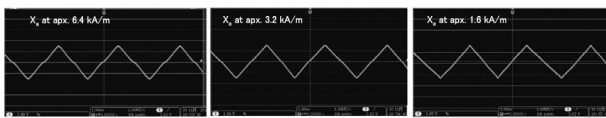


(b) Amplitude of triangular correction function for height of V_a .

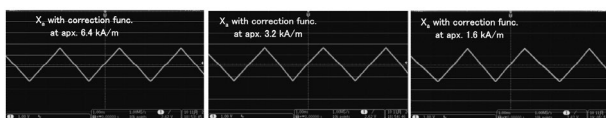
Fig. 15. Amplitude of the triangular correction function depending on the magnetic intensity of 2 pole magnet mounted in the processor.



(a) Raw output from the sensor at 6.4, 3.2 and 1.6 kA/m. (V_a)



(b) Triangular wave forms at 6.4, 3.2, and 1.6 kA/m. (X_a)



(c) X_a after correct the errors at 6.4, 3.2 and 1.6 kA/m.

Fig. 16. Wave forms observed depending on the magnetic intensity of 2 pole magnet.

2. 3 角度演算に対する一般化

次に三角波（直線関数）による誤差補正の一般化について述べる。2. 2では誤差演算の処理の簡便性から Fig. 11 に示すように取得した電圧の中間の値で最大振幅となる三角波を用いた。しかしながら、誤差の極大値は必ずしも取得した電圧の中間にあるわけではない。このため、その補正には限界がある。これを回避する方法としては、Fig. 17 に示すように誤差の極大値で最大の振幅を有する三角波で近似する方法が考えられる。電圧誤差 er_1 が X_1 で極大値 V_1 をもつ場合、 X_1 で頂点 V_1 をもつ1つの三角波 Tr_1 でこれを補正する。その補正誤差 ($er_1 - Tr_1$) を2次の電圧誤差 er_2 とすれば、これは更に X_{21} と X_{22} で頂点 V_{21} 、 V_{22} をもつ2つの三角波で構成される Tr_2 で補正できる。一般的に、電圧誤差 er_n は、 X_{n1} から X_{n2}^{n-1} で頂点 V_{n1} から V_{n2}^{n-1} をもつ 2^{n-1} の三角波で構成される Tr_n で補正すると、1次の電圧誤差 er_1 は

$$\begin{aligned} er_1 &= Tr_1 + er_2 \\ &= Tr_1 + (Tr_2 + er_3) \\ &= \sum_{i=1}^n Tr_i + er_{n+1} \end{aligned} \tag{12}$$

と表される。ここで n が十分大きな値になると er_{n+1} は小さくなるため電圧誤差は三角波の和で近似できる。これにより、角度誤差を ADコンバータの最下位ビット程度に抑制することが可能となる。

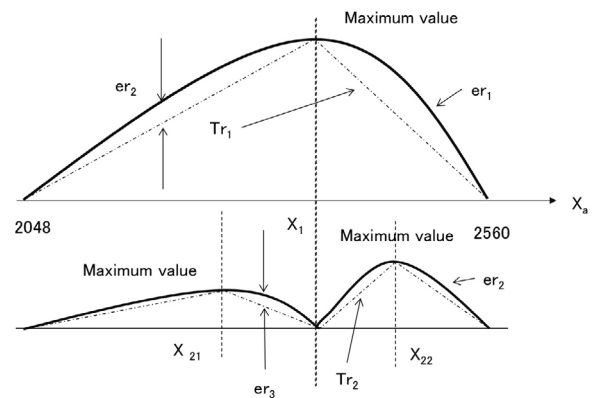


Fig. 17. Correction function with maximum value at X_a and error function.

2. 4 角度演算に対する課題

これまで述べてきた方法は、ナノグラニューラー TMR 型磁気センサに適用可能であり、この方法を用いることで角度演算を効果的に実現できる。その一方で、角度演算する上で課題となるのがセンサ出力の温度変化であ

る。高温や低温に暴露された磁気センサは、その温度に対して磁気特性が変化する。Fig. 18 には -40, 25, 85 °C における磁気センサの MR カーブを示す（飽和感度 H_k が 4.0 kA/m の J シリーズのセンサを使用した）。このように、磁気センサの磁場に対する抵抗の変化率は、低温で大きく、高温で小さくなる。ただし、この温度変化は、ここで示した角度演算を行う上では問題にはならない。これは、三角波に演算する時に一定値へ補正しているためであり、角度誤差への影響は少ないと考えられる。しかしながら、誤差として発現するのが、温度による MR カーブの波形形状の変化である。Fig. 19 は、Fig. 18 に示す MR カーブに対して飽和感度の抵抗変化率で規格化したものであり、低温になる程 MR カーブが尖端形状に変化することを示している。これは、MR カーブの温度変化が軟磁性ヨーク膜とナノグラニューラー TMR 膜の温度特性に起因し、特にナノグラニューラー TMR 膜の磁気特性が超常磁性体として挙動することに原因があると考えられる。ナノグラニューラー TMR 膜の抵抗変化率は、以下のようにその磁化 M の 2 乗の関数になることが知られている³⁾。（ M_s は飽和磁化をさす）

$$\frac{\Delta R}{R} \propto -\left(\frac{M}{M_s}\right)^2 \quad (13)$$

また、量子論によると温度 T で磁束密度 B における常磁性体の磁化 M は、

$$M = M_s \frac{e^{\frac{\mu_0 B}{kT}} - e^{-\frac{\mu_0 B}{kT}}}{e^{\frac{\mu_0 B}{kT}} + e^{-\frac{\mu_0 B}{kT}}} = M_s \cdot \tanh \frac{\mu_0 B}{kT} \quad (14)$$

と表現できる。ここで、 μ_0 は磁性原子が有する磁気モーメントであり、 k はボルツマン定数をさす。このように、磁化の温度変化は、温度 T の中でスピンの 1/2 の原子がもつ 2 つのスピンの状態の平均の磁気エネルギーの挙動として表現される。ここで、Fig. 20 に式 (14) で示す飽和磁化に対する相対磁化 M/M_s の 2 乗を磁束密度 B の関数として各温度で表したものを示す。又、Fig. 21 には Fig. 20 の相対磁化の 2 乗を 0.5 で規格化したグラフを示す。（ナノグラニューラー TMR 膜は、単膜で約 14 % の抵抗変化率を示す。したがって、素子における飽和感度での 7 % は、Fig. 20 の磁化特性で 0.5 の相対磁化の 2 乗に相

当する。）このように超常磁性を示すナノグラニューラー膜の磁気特性は、低温になるほど尖端形状となり、素子の温度変化の挙動と定性的には一致する。次に、波形形状が変化した場合の回転磁場に対する角度誤差を Fig. 22 に示す。この角度誤差はセンサの出力に対して 2.1 で解説した方法により算出した。このように、温度により波形形状が変化することで、角度誤差が極小となる最適な磁場強度がシフトすることが分かる。これをアプリケーションで用いる場合には、使用温度に対して総合的に角度誤差が小さくなる回転磁場を選択する必要がある。また、センサの製造過程においてナノグラニューラー TMR 膜の磁気特性はある程度予測できるため、この変化を角度演算に反映させることも可能である。ただし、それを行う上でも、センサの置かれた環境においてその温度変化を取得する必要がある。

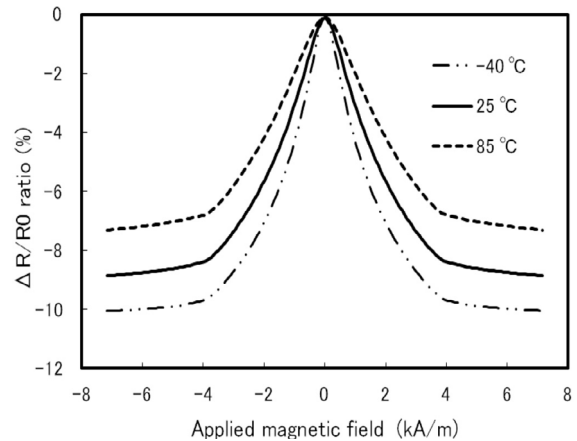


Fig. 18. MR characteristics at the different temperatures.

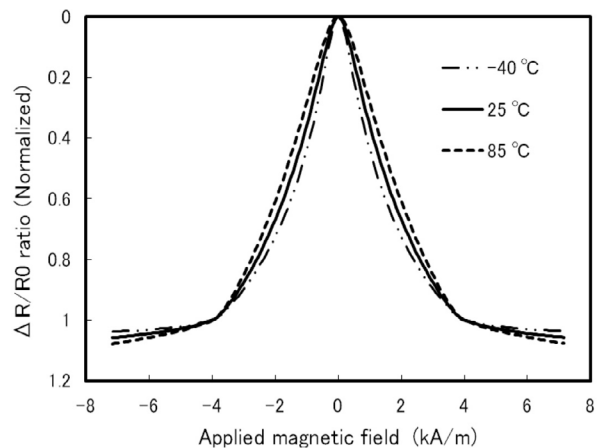


Fig. 19. Normalized MR characteristics at the different temperatures.

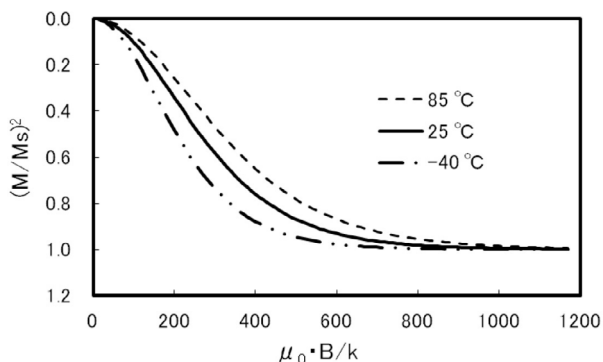


Fig. 20. The square of magnetization curvature (calculated).

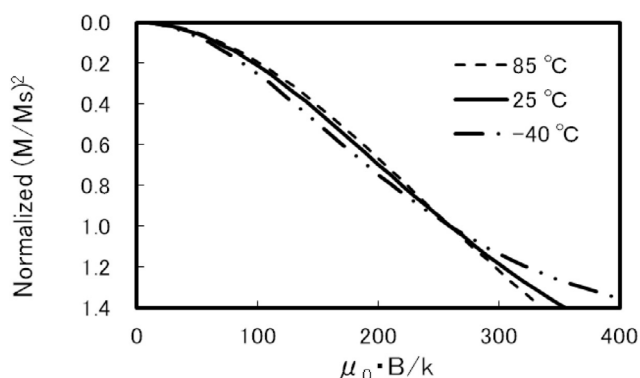


Fig. 21. Normalized the square of magnetization curvature.

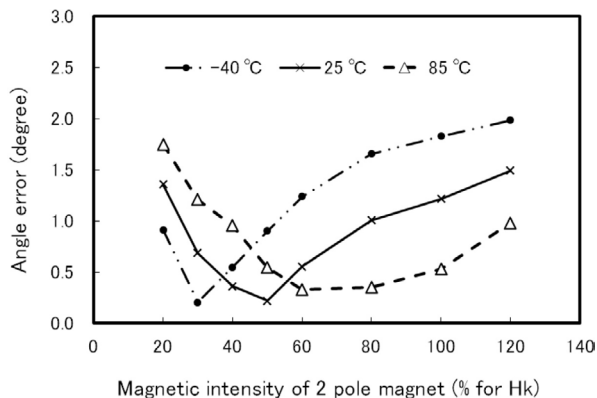


Fig. 22. Angle error at the different temperatures.

4. おわりに

これまでナノグラニューラー TMR 型磁気センサを回転検知に応用する方法を解説した。回転検知を行うことが

必要なアプリケーションには、モータなどのように全周の回転を検知するものや、バルブなどのように有限角の検知などがある。また、既存の回転検出用磁気センサには、ASIC (Application Specific Integrated Circuit) を搭載し、回転検出の信号として、オフセットなどの補正を盛り込み、正弦波に準じたアナログ信号を出力するものもある。このように、磁気センサは、年々進化しておりユーザに対する利便性も向上している。

今回、ここで示した方法は、先述の通りバイアス磁場調整を行わないため、検出可能な角度範囲にも限界があり、回転検出の市場において既存の磁気センサに置き換わるものではないと考えている。一方、エンコーダの小型化が進む中、エンコーダの精度はその外径に依存する。光学式の場合、外径が 30 mm のサイズで約 0.1 °、また、15mm で 1 ° 程度の分解能になるといわれており⁴⁾、2 mm 程度まで外径が縮小する場合、光学式において実用的な分解能を得ることが出来ない。したがって、このようなアプリケーションにおいては、磁気式などの手法により、更にそれに用いられる磁気センサも小型化が要求される。今回の手法は、このような新規のアプリケーションを実現する上で必要になるものとする。

※ GIGS®は公益財団法人電磁材料研究所の登録商標です。

(文 献)

- 1) 小林伸聖, 白川究, 大沼繁弘, 増本健: 電気学会マグネティックス研究会, MAG-06-81 (2006), 41.
- 2) 長田誠一, 浅野正克, 戸塚巡, 八木富一, 金田安司: 電気学会マグネティックス研究会, MAG-11-057 (2011), 29.
- 3) S. Mitani, H. Fujimori and S. Ohnuma: Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 165 (1997), 141.
- 4) 仲嶋一: 早稲田大学審査学位論文(博士): FA用回転角度検出器の高精度化に関する研究, (2011), 5.



浅野正克