回転する検出器への非接触による給電における コアタイプ回転変圧器の利用

正 員 小田原幸生 (大分県産業科学技術センター)

Application of the Core-type Rotary Transformer for Power Supply to a Rotating Detector without Contact

Yukio Odawara, Member (Oita Industrial Research Institute)

To supply power to a rotating detector without contact, we propose a core-type rotary transformer which consists of a circular coil and excitation coils. The circular coil is attached to a rotating shaft with a detector. And each excitation coil is linked to the circular coil by a core. The advantage of this system is that supply power and efficiency can easily increase by linking multiple excitation coils in parallel to a circular coil. In addition to this, the size of a circular coil can be easily changed, and the accuracy of assembling is not severe.

In this paper, characteristics of the core-type rotary transformer and calculations of its inductance are described by 3 dimensional magnetic analysis based on FEM. The features of this driving circuit and its performance obtained from differential equations are also shown. And these were experimentally confirmed.

キーワード：回転変圧器，コア，円形コイル，非接触，給電

Keywords: rotary transformer, core, circular coil, non-contact, power supply

1. はじめに

トルク検出器など回転する検出器に非接触で電力を送る方法として、従来から各種回転変圧器が使われている。⁽¹⁾⁽²⁾特に、回転体の端面にはポットコアが(図1)、また、回転軸の外周には同軸円形コイル⁽³⁾(図2)が使われる。しかし、同軸円形コイルは磁路が空气中に分布するため、効率等の問題から給電電力が大きい場合や、円形コイルの径が大きくなる用途には適用が難しい。そこで、これを解決するため、新しくコアタイプ回転変圧器(図3)を提案する。

コアタイプ回転変圧器はコアを有する1個ないし複数個の励磁コイルと円形コイルから成る。構造的には、このコアの内側位置を円形コイルの導線が通るように、円形コイルは回転軸または検出器に取り付けられ、励磁コイルは機械本体等に固定される。この特長は励磁コイルの並列配置が可能な点で、励磁コイルが1個の時と比べ給電電力を飛躍的に増大でき、さらに給電効率も改善できる。

本研究では有限要素法による3次元磁界解析を用い、コアタイプ回転変圧器について特性と容量の計算法を求めた。また、共振回路を給電回路に適用し、動作の解析を行った。そして、これらを実験により検証した。

2. コアタイプ回転変圧器の概要

<2.1> コアタイプ回転変圧器の特徴

コアタイプ回転変圧器は内鉄型変圧器(core type transformer)の2次コイルを回転させる構造にしたものである。構造上、2次コイル(以後、円形コイルとする)を支える部材や配線が通過するギャップ(隙間)をコアに設

図1 ポットコアを有す回転変圧器
Fig.1. Rotary-transformer with pot-cores

図2 同軸円形コイル
Fig.2. Coaxial circular coils

図3 コアタイプ回転変圧器
Fig.3. Core-type rotary transformer

けている。このギャップは一般的な変圧器のものとは比べて大きいので、変圧器の磁気回路の磁気抵抗は大きく、励磁に必要な電流は多くなる。また、コアからの漏洩磁束も多く、励磁コイルで発生する磁束の20~30[%]は円形コイル

と鎖交しない。そこで、給電では強い交流磁界を発生させるために共振回路を用い、同時に無効電力を回生させる。

コアタイプ回転変圧器を構造・特性の類似している同軸円形コイルと対比する。両者は円形コイルの径を自由に変えられる長所を持つが、円形コイルの径が大きくなるとこのインダクタンスが増加し、給電電力及び効率が低下する問題がある。これに対しコアタイプ回転変圧器では複数の励磁コイルを並列配置することにより給電電力を増加でき、給電効率も改善できる。一方、同軸円形コイルでは複数の1次コイル（励磁コイル）を用いても、それぞれの1次コイルの間で相互に起きる電磁誘導のため効果は小さい。

<2.2> 励磁コイルの並列配置の効果

励磁コイルを1個から N 個に増やすと円形コイルとの鎖交磁束を N 倍にでき、円形コイル誘導起電圧が N 倍になるため、負荷を抵抗とすると給電電力は N^2 倍になると予想される。そこで、励磁コイルの数 N に対する給電電力 P と力率 p_f の関係を給電シミュレーションにより確認した。

給電回路、計算方法は基本的に3～4章に準じた。力率 p_f の計算では回路損失は無視し、励磁コイルにおいて給電サイクル中に再び電源に戻る分を含む励磁電力に対する給電電力 P の比を求めた。また、給電周期は一定とした。比較のため、円形コイルは同じ巻き数で直径の異なる2種類を設定した。シミュレーション・モデルとパラメータを図4に、給電電力 P 、力率 p_f の計算結果を図5に示す。

給電シミュレーションから次のことが分った。

- (1) 励磁コイルが1個の時の給電電力を P_0 とすると、励磁コイルが N 個の時の給電電力 P は $N^2 \times P_0$ よりも平均5%ほど小さい結果となった。これは、励磁コイルの増加により円形コイル自己インダクタンス L_2 が増加し、円形コイルの出力電流が減少するためと考えられる。一方、これとは逆に、一定給電周期では励磁コイル電流が僅かに増加するので、給電電力の減少は抑えられる。
- (2) 励磁コイルを増やすと力率 p_f も上昇し、この結果、実際の給電回路では回路損失が軽減される。
- (3) $\phi 0.4$ mの円形コイルの場合は $\phi 0.2$ mの場合と比べ給電電力 P は約0.5倍、力率 p_f は約0.6倍となった。なお、円形コイル自己インダクタンス L_2 の比率は $2.2(N=1) \sim 1.7$ 倍($N=6$)である。

3. コアタイプ回転変圧器の磁気的特性

有限要素法に基づく磁界解析ソフトウェアを用い、コアタイプ回転変圧器の磁束密度の分布を調べ、自己インダクタンス等の容量の計算法を求めた。また、形状が正方形と円形の2種類のコアについて特性の比較を行った。

<3.1> コアタイプ回転変圧器の容量の計算

表1に磁界解析の仕様を、図6にコア形状・励磁コイルの設定等を示す。解析では励磁コイルに対し解析ソフトウェアのレーストラック(race track)型電流源プリミティブを適用した。磁界の計算はビオ・サバルの法則に基づく。円形コアには複数個のレーストラック型電流源を配置した。

図4 給電シミュレーション・モデル

Fig.4. Simulation model of power supply

図5 励磁コイル個数と給電電力、力率の関係

Fig.5. Power supply and power factor due to number of excitation coils sets

表1 磁界解析について

Table 1. Spec. of magnetic analysis

有限要素法 解析ソフトウェア	3次元静的磁場解析 (スカラポテンシャル法) ANSYS マルチフィジックス (Release 5.5) (サイバネットシステム株式会社)
作成モデル 要素数	(a) 正方形のコア 直方体 (1/2 モデル) 62,000 要素 (b) 円形コア 円筒型 (フルモデル) 44,000 要素

図7、図8は磁界解析結果の一例で、切断面を $Y=0$ [mm]とするコア内部と外部の磁束密度の分布である。この例から、正方形のコアでは内側角部に磁束の集中が起きること、また、コアの外部では双方ともギャップの付近に強い磁束密度の分布が存在することが分る。

次に、コアタイプ回転変圧器の自己インダクタンス、相互インダクタンス等の計算手順を述べる。

図9 ギャップ長に対する磁気抵抗と磁気利用率の傾向
Fig.9. Trend of reluctance and availability due to gap length (angle)

と、 N 個の励磁コイルを配置した円形コイルの自己インダクタンス L_2 は次式で計算できる。

$$L_2 \approx L_{20} + N \times N_2^2 \times (r_2 / R_2) \dots\dots\dots (5)$$

ただし、 R_2 、 r_2 は励磁コイルのコイル長 C_L (円形コアでは対応する C_A) を円形コイルの概略厚さ (円形コイルの軸方向寸法) に置き換えた時の磁気抵抗、磁気利用率とする。

<3. 2> 円形コアと正方形コアの特性の比較

図9は図6の正方形コアと円形コアについて、ギャップ長 g_L またはギャップ角 g_A を変化させ、磁気抵抗 R と磁気利用率 r を求めた結果である。なお、コアの枠の長さまたは直径、断面形状、コイル長 C_L またはコイル周長 (C_A 相当) はほぼ等しい。これによると、同等のギャップでは円形コアの方が磁気抵抗 R 、磁気利用率 r とともに約 10% 大きく、従って自己インダクタンス L_1 は約 10% 小さい。そこで、自己インダクタンスが等しくなるように双方のコイルを巻くと、円形コアの方が巻き数が約 5% 多くなり、この結果、相互インダクタンス M は約 5% 上回る。巻き数の違いで生じるコイル抵抗 $[\Omega]$ の差は全体的には僅かで、相互インダクタンス M が大きい分だけ円形コアの方が有利である。

図10は、図6(a)の正方形コアを基準とし、形状倍率による磁気抵抗 R 、磁気利用率 r の変化を調べた結果である。これによると、コア形状及びコアに対する円形コイル導線の位置が相似形の場合、磁気抵抗 R は形状倍率に反比例し、磁気利用率 r は一定であることが分かる。

図11は、図6(b)の円形コアにおいてコイル巻き数 N_1 を一定とし、コイル部の角度 C_A に対する磁気抵抗 R 、磁気利用率 r を計算した結果である。なお、 r/R は(4)式から相互インダクタンス M に比例する。コイル部の角度 C_A の増大と共に、励磁コイルからの漏れ磁束が増加し、磁気抵抗 R が増加する。この結果、励磁コイルの自己インダクタンス L_1 は減少する。一方、磁気利用率 r も同様に増加し、全体として磁気抵抗 R と磁気利用率 r の増加が相殺され、 r/R の変化は比較的小さい。

図10 正方形のコアにおける形状倍率の影響
Fig.10. Effect of scale magnification in the square core

図11 円形コアにおけるコイル部角度の影響
Fig.11. Effect due to coil angle in the round core

4. 給電回路の動作解析

図12に N 個の励磁コイルを円形コイルに並列配置したコアタイプ回転変圧器による給電回路の構成を示す。コアタイプ回転変圧器の駆動回路は、同じ特性の励磁コイル (自己インダクタンス L_1 、相互インダクタンス M)、コンデンサ (容量 C_1)、パワーMOS・FET から成る N 組の共振回路で構成される。また、コアタイプ回転変圧器の円形コイルの出力回路はダイオード D_2 とコンデンサ (C_2) によるコンデンサ入力型半波整流回路で構成される。回路構成及び動作はスイッチン

図12 給電回路の構成
Fig.12. Configuration of power supply circuit

表 2 解析における主な変数
Table 2. Parameters for calculation

記号	物理量	単位
N	励磁コイルの数	個
t	時間 (各ステップの始まりを 0)	s
v_a	共振コンデンサ電圧	V
v_b	円形コイル誘導起電圧	V
i_a	励磁コイル電流	A
i_b	円形コイル電流	A
E_0	直流電源 電圧	V
E_2	出力 電圧	V
C_1	共振コンデンサ容量	F
C_2	出力コンデンサ容量	F
L_1	励磁コイル自己インダクタンス	H
L_2	円形コイル自己インダクタンス	H
M	相互インダクタンス	H
P	給電電力	W

グ電源のフライバック式コンバータに似ている。

図 13 に給電回路の動作波形を示す。(図 13 の(a) step I ~ V は次の動作解析の step I ~ V に対応する。)

解析において、各々の共振回路の励磁コイル電流 i_a 等は同じとする。主な変数を表 2 に示す。簡単のため、ダイオード (D_1 , D_2) の電圧降下、コイル導線の抵抗は無視する。

step I (励磁コイル L_1 の励磁)

パワー MOS-FET のゲート信号が ON に変わり、かつ励磁コイル電流 i_a がプラスに転じる時を開始とする。終了はパワー MOS-FET が OFF に変わる時とする。円形コイル誘導起電圧 v_b の極性はダイオード D_2 に対して逆方向であるため、円形コイルには電流は流れない。

$$\text{基本式} : L_1 i_a' + R_a i_a = E_0 \quad (\text{ただし, } i_a' = \frac{di_a}{dt}) \quad \cdots(6)$$

初期条件: $i_a = 0$

終了条件: パワー MOS-FET が OFF するまでの設定時間

他の変数: $v_a = -E_0$, $i_b = 0$

$$(\text{解}) \quad i_a = (E_0 / R_a) \{1 - \exp(-R_a t / L_1)\}$$

(R_a = 励磁コイル抵抗 + パワー MOS-FET の ON 抵抗 [Ω])

step II ($L_1 C_1$ 共振開始)

励磁コイル L_1 の電磁誘導により共振コンデンサ C_1 へ充電が始まる。一方、円形コイル誘導起電圧 v_b は出力電圧 E_2 より小さく、円形コイルにはまだ電流は流れない。

$$\text{基本式} : L_1 i_a' + v_a = 0 \quad \cdots(7)$$

$$v_a = (\int i_a dt) / C_1$$

初期条件: $i_a = I_{a0}$ (step I の i_a 終了値), $v_a = -E_0$

終了条件: $v_b = -NM i_a' = E_2$

他の変数: $i_b = 0$

$$(\text{解}) \quad \omega = 1 / \sqrt{L_1 C_1}, \quad E_p = \{E_0^2 + (L_1 / C_1) \cdot I_{a0}^2\}^{1/2}$$

$$\tan \phi = -E_0 / (I_{a0} \sqrt{L_1 / C_1})$$

とすると,

$$v_a = E_p \sin(\omega t + \phi)$$

$$i_a = C_1 E_p \omega \cos(\omega t + \phi)$$

$$\text{励磁コイル電流 } i_a \text{ の最大値} = C_1 E_p \omega$$

図 13 給電回路の動作波形

Fig.13. Performance of power supply circuit

step III ($L_1 C_1$ 共振, 出力コンデンサ C_2 の充電)

共振コンデンサ C_1 の充・放電が行われ、円形コイル電流 i_b により出力コンデンサ C_2 の充電が行われる。終了は、共振コンデンサ電圧 v_a が $-E_0$ まで低下し、ダイオード D_1 が通電を開始する直前とする。出力コンデンサの容量 C_2 は大きく、出力電圧 E_2 の変化は微小として無視する。

$$\text{基本式} : L_1 i_a' + M i_b' + v_a = 0 \quad \cdots(8-1)$$

$$v_a = (\int i_a dt) / C_1$$

$$L_2 i_b' + NM i_a' + E_2 = 0 \quad \cdots(8-2)$$

初期条件: $i_a = I_{a0}$ (step II の i_a 終了値)

$v_a = V_{a0}$ (step II の v_a 終了値)

終了条件: $v_a = -E_0$

$$(\text{解}) \quad C = C_1, \quad L = L_1 - NM^2 / L_2$$

$$E_p = \{(V_{a0} - ME_2 / L_2)^2 + (L / C) I_{a0}^2\}^{1/2}$$

$$\omega = 1 / \sqrt{LC}$$

$$\tan \phi = (V_{a0} - ME_2 / L_2) / (I_{a0} \sqrt{L / C})$$

とすると,

$$v_a = ME_2 / L_2 + E_p \sin(\omega t + \phi)$$

$$i_a = C E_p \omega \cos(\omega t + \phi)$$

$$i_b = \{MN(i_{a0} - i_a) - t E_2\} / L_2$$

$$\text{共振コンデンサ電圧 } v_a \text{ の最大値} = ME_2 / L_2 + E_p$$

step IV (出力コンデンサ C_2 の充電終了まで)

励磁コイル電流 i_a は直流電源一極からダイオード D_1 、励磁コイル L_1 を経て直流電源+極に戻る。一方、円形コイル電流 i_b により出力コンデンサ C_2 の充電が行われる。共振コンデンサ電圧 v_a は $-E_0$ にクリップされる。

終了は i_b が 0 になる時とする。

$$\text{基本式} : L_1 i_a' + M i_b' - E_0 = 0 \quad \cdots(9-1)$$

$$L_2 i_b' + N M i_a' + E_2 = 0 \quad \cdots \cdots (9-2)$$

初期条件: $i_a = I_{a0}$ (step IIIの i_a 終了値)

$i_b = I_{b0}$ (step IIIの i_b 終了値)

終了条件: $i_b = 0$

他の変数: $v_a = -E_0$

(解) $i_a = I_{a0} + t \cdot (M E_2 + L_2 E_0) / (L_1 L_2 - M^2 N)$

$i_b = I_{b0} - t \cdot (M N E_0 + L_1 E_2) / (L_1 L_2 - M^2 N)$

step V (励磁コイル電流 i_a が 0 になるまで)

励磁コイル電流 i_a は直流電源一極からダイオード D_1 , 励磁コイル L_1 を通って直流電源一極へ戻り, 次第に 0 になる。円形コイル電流 i_b は 0 のままである。通常, スイッチング・デューティ比の調整により本ステップの途中でパワ MOS-FET のゲート信号が ON になるが, 動作には影響しない。

基本式: $L_1 i_a' - E_0 = 0 \quad \cdots \cdots (10)$

初期条件: $i_a = I_{a0}$ (step IVの i_a 終了値)

終了条件: $i_a = 0$

他の変数: $v_a = -E_0$, $i_b = 0$

(解) $i_a = I_{a0} + (E_0 / L_1) \cdot t$

その他, step I ~ step Vにおいて共振コンデンサ電圧 v_a , 励磁コイル電流 i_a 等の解とこれらの終了値を示している。給電サイクルの周期 T は各ステップの所要時間を順次計算し, これらの総和として求めることができる。また, 給電電力 P は, 給電周期 T の間, 出力コンデンサ C_2 の電圧 E_2 をほぼ一定と見なし, step III ~ step IVにおける円形コイル電流 i_b の積分をとり, これに E_2 / T を掛けることにより求めることができる。

給電における傾向として, 給電周期 T が長いほど, また, 共振コンデンサの容量 C_1 が小さいほど, 給電電力 P を大きくできる。ただし, 同時に共振コンデンサ C_1 の最大電圧も上昇するので, コンデンサの耐圧による制限を受ける。

5. 実験による検証

コアタイプ回転変圧器の磁気的特性 (3 章), 給電回路の動作解析 (4 章) を検証するため, コアタイプ回転変圧器の試作と容量の計測, 給電試験を行い, さらにトルク計測への応用を試みた。

<5.1> コアタイプ回転変圧器の試作と計測

コアは市販のトロイダル・コアを加工して用いた。図 6 (b) の例と若干異なるので, 改めて磁気抵抗 R , 磁気利用率 r を計算した。コア寸法, 励磁コイル自己インダクタンス L_1 の計算値と実測値を表 3 に示す。なお, 解析の都合によりギャップの切断面は解析モデルでは扇状, 試作コアでは並行であり, 若干異なる。

円形コイルは表 4 に示す 2 種類を試みた。表 5 に円形コイル自己インダクタンス L_2 及び相互インダクタンス M の計算値と実測値を示す。なお, (5) 式による L_2 の計算では, 円形コイルの導線がコアの中心にある時は図 11 から (r/R) がコイル角 C_A に対しほぼ一定であるため, R_2 , r_2 の代わりに励磁コイルの磁気抵抗 R , 磁気利用率 r を用いた。

表 3 励磁コイルの仕様

Table 3. Spec. of excitation coil

自己インダクタンス L_1	単位 μH	実測 158 (10~40 kHz)	計算 165
励磁コイル: $\phi 0.6[\text{mm}]$ フォルマル線 巻数 (N_1) 37 回 コア: トロイダル・コア H5AT 28×13×16 TDK 製 (外径 28[mm], 内径 16[mm], 厚 13[mm]) ギャップ設定: 試作モデル → 長さ $g_z = 6[\text{mm}]$ 解析モデル → 角度 $g_A = (3\pi/18)[\text{rad}]$ コイル角: $C_A = (8\pi/18)[\text{rad}]$ 比透磁率: $\mu_s = 2000$ 励磁コイル抵抗: $0.29[\Omega]$ 磁気抵抗 (計算値): $R = 8.29 \times 10^6 [\text{A/Wb}]$ 磁気利用率 (計算値): $r = 0.67$ (円形コイル導線の位置は励磁コイルのコアの中心)			

表 4 円形コイルの仕様 (2 種類)

Table 4. Spec. of circular coils (2 types)

円形コイル種類	仕 様
【1】 $\phi 200$ 巻数 12	直径 200 [mm], コア無実測値 77 [μH] $\phi 1[\text{mm}]$ フォルマル線 12 回巻, 抵抗 0.16 [Ω]
【2】 $\phi 80$ 巻数 44	直径 80 [mm] 数, コア無実測値 321 [μH] $\phi 0.6[\text{mm}]$ フォルマル線 44 回巻, 抵抗 2.5 [Ω]

表 5 円形コイル自己インダクタンス (L_2) と相互インダクタンス (M)

Table 5. Self inductance of circular coil (L_2)

and mutual inductance (M)

円形コイルの種類	単位	L_2		M	
		実測	計算	実測	計算
【1】 $\phi 200$, 巻数 12	μH	86	87	36.3	35.9
【2】 $\phi 80$, 巻数 44	μH	435	477	123	132
測定方法 M : オシロスコープ (周波数 30[kHz]) L_2 : LCZ メータ					

コアタイプ回転変圧器の容量の計算と実測結果 (表 3, 表 5) から, 計算値と実測値との差はほぼ 10 % 以内で, ほぼ十分な精度が得られていることが分かった。

<5.2> 給電試験

表 6 に給電試験における実測値と計算値を併記する。なお, 計算では 4 章で求めた回路方程式に対し, 給電回路におけるダイオード (D_1 , D_2) の電圧降下 (表 6 の備考欄に数値を記載) を考慮している。

表 6 において実測値と計算値を比べると, 給電電力 P のみ実測値が計算値より最大 17 % ほど小さいが, その他は実測値と計算値との差は 10 % 以内であり, 回路方程式が給電回路の動作をほぼ十分な精度で表していることが分る。

本報告では省略したが, 四角形のコアの場合や, 複数の励磁コイルを並列配置した場合でも同様の傾向が見られた。

<5.3> トルク検出器への応用

応用事例として回転式トルク検出器を試作した。 (図 14) トルク検出器は整流回路, 電源安定化回路, ひずみゲージによるトルク検出回路, PWM 光信号による送信回路から

表 6 給電試験結果

Table 6. Result of trial of power supply

試験番号		①		②		③		④	
円形コイルの種類		【1】 $\phi 200[\text{mm}]$, 12 回巻				【2】 $\phi 80[\text{mm}]$, 44 回巻			
	単位	実測	計算	実測	計算	実測	計算	実測	計算
スイッチ ON 時間 ※備考欄参照	μs	25.2	25.2	10.0	10.0	30.0	30.0	12.5	12.5
共振周波数 $1/T$	kHz	20	19.3	40	40.2	20	18.8	40	38.3
出力電圧 E_2	V	10.6	11.6	5.63	6.05	20.3	21.3	12.2	12.2
給電電力 P	W	0.76	0.92	0.216	0.249	2.80	3.09	1.01	1.00
効率 (実測)	%	34		27		61		59	
i_a 最大値 (励磁電流 I_0)	A	1.85	1.84	0.77	0.76	2.16	2.18	0.88	0.94
共振コンデンサ電圧 v_a 最大値	V	148	160	65	68	163	177	71	77
【備考】 給電回路の回路定数									
・ 直流電源電圧 E_0 : 12 [V]					・ ダイオードの順方向電圧降下 (解析時の設定)				
・ 共振コンデンサ C_1 : 0.02 [μF] 耐圧 600 [V]					D_1 : 2SK412 (日立製 パワー MOS-FET 内蔵) 0.4 [V]				
・ 出力コンデンサ C_2 : 30 [μF]					D_2 : HRW37F (日立製 ショットキー型ダイオード) 0.6 [V]				
・ 出力抵抗 R_s : 147 [Ω]					・ スwitch ON 時間 計算では実測値をそのまま用いた。				

成る⁽⁵⁾。コアタイプ回転変圧器で発生する磁界が検出器に影響を与えないように、円形コイルと検出回路の間に銅箔及びアルミ板による磁気シールドを設け、この影響をほぼ完全に排除することができた。この応用例で、トルク検出器の動作に必要な 12.2~12.6[V], 74[mA]の電力を約 56[%]の効率で供給していることを確かめた。⁽⁶⁾⁽⁷⁾

6. まとめ

- (1) 有限要素法による 3 次元磁界解析により、コアタイプ回転変圧器における磁束密度の分布を求め、自己インダクタンス、相互インダクタンスの計算法を示した。
- (2) コアタイプ回転変圧器を用いた共振回路による給電回路を示し、その動作を微分方程式によって表した。
- (3) コアタイプ回転変圧器において、励磁コイルの並列配置により給電電力を飛躍的に増大でき、また、効率も改善できることを確認した。

7. むすび

最後に、本研究の実施にあたって貴重なご助言をいただきました大分大学工学部生産システム工学科の小川幸吉助教授、ならびに大分高専電気工学科の兼田 護 教授に心より感謝の意を表します。

図 14 トルク検出器への応用

Fig.14. An application to the torque detector

(平成 13 年 2 月 20 日受付, 同 13 年 5 月 29 日再受付)

文 献

- (1) 入江ほか:「イミタンス変換器を用いた非接触給電装置」, 電学論 D, vol.120-D, 6, 789~794, 2000
- (2) 柴・周・越地:「完全埋込式人工心臓駆動用体外結合型経皮トランスの解析」, 電学論 D, vol.120-D, 2, 169~175, 2000
- (3) 電気学会, 「電気工学ハンドブック」 基礎物理-電磁誘導作用, p.107-111, 1988
- (4) 小田原 幸生:「コアタイプ回転変圧器の設計法とその検証」, 大分県産業科学技術センター平成 11 年度研究報告, p.63~69, 1999
- (5) 小田原 幸生:「回転式検出器からの PWM 光伝送の誤差低減」, 平成 10 年度電気関係学会九州支部連合大会講演論文集, P.434, 1998
- (6) 小田原 幸生:「回転計測のための簡便な非接触式インターフェースの開発」, 平成 11 年度電気学会九州支部大会講演論文集, P.380, 1999
- (7) 小田原 幸生:「円形コイルを有するコアタイプ回転変圧器の設計用データベース」, 平成 12 年度電気学会全国大会講演論文集, [5-037] 電気機器 P.1974, 2000

小田原幸生 (正員) 1955 年 11 月 20 日生まれ。1978 年 3 月九州大学工学部機械工学科卒業。同年 4 月大分県工業試験場 (現在の県産業科学技術センター) に勤務。電子計測・制御の研究の開発、地場中小企業の技術支援に従事。現在、機械電子部主幹研究員