

© 1988 ISIJ

技術報告

## 渦流探傷に用いる空芯回転トランスの開発

水野 正志\*・小島 勝洋\*

## Development of Rotating Transformer with Flat Coil of Air Core for Eddy Current Flaw Detectors

Masashi MIZUNO and Katsuhiko KOJIMA

## Synopsis :

A new rotating transformer with flat coils of air core has been developed for eddy current flaw detector of rotating probe type. This type of transformer provides following features in comparison with conventional one with the coils of ferrite core.

- (1) Readiness to design and manufacture larger transformers with excellent homogeneity
- (2) Light weight
- (3) Low cost

Sufficient transmission efficiency was obtained with 20 turns for the air core coil of 200 mm in inner diameter when the exciting frequency was 32 kHz.

In this case the voltage transmission efficiencies were about 50% at the exciting side and 67% at the receiving side and the overall efficiency was about 34%. These values are large enough to guarantee the S-N ratio for the flaw detection. The test run of flaw detection on a reference block showed that the S-N ratio in the case of using these transformers were equivalent to that of the direct wire connection without transformer.

**Key words :** eddy current flaw detector ; round steel bar ; rotating probe ; rotating transformer ; air core ; transmission efficiency.

## 1. 緒 言

圧延された丸棒鋼の表面傷検出方法の一つとして渦流探傷法がある。その中で丸棒鋼長さ方向に長い傷（線状傷）の検出には回転プローブ型渦流探傷機が用いられており、圧延・冷却後の状態で深さ 0.2~0.3 mm、圧延中高温の状態で 0.5 mm<sup>12)</sup> の傷を検出する能力がある。

この検出方法は丸棒鋼の周囲に 1 mm 前後のギャップを保って探傷プローブを高速回転させるため、プローブと探傷機信号処理部間の信号授受は非接触でなされなければならない。従来、この目的ではリング状のフェライトコアにコイルを巻いた回転トランスが一般に使用されており、信号伝達特性としては十分なものが得られている。

Fig. 1 にリング状フェライトコアを使用した回転トランスの概略図を示す。

しかし、リング状フェライトコアを使用すると被検査

材の直径が大きい場合や、熱間探傷に適用するために内側に水冷用スリーブを挿入する場合には、フェライトコアのリング直径も大きくなり（リングの内径 $\geq 200$  mm）、次のような難点が生じてくる。

- (1) フェライトコアを焼結して製作する時、均質なものが得られにくい。
- (2) 回転部が重くなる（フェライトの比重は約 4.95）。
- (3) 高価である。
- (4) 製作に時間がかかる。

これらの難点を解消するためにフェライトコアを使用せず、軽い合成樹脂の円盤に平盤状にコイルを巻いただけの空芯回転トランスを設計、試作し（Fig. 8 参照）特性を調査したところ、十分に実用に耐えるものが得られた。この空芯回転トランスは実験室内で簡単に試作できるため探傷機の回転機構の試作も容易にでき、渦流探傷機の性能向上の研究に役立つものと思われる。

以下に設計、試作、実験結果などについて報告する。

昭和 61 年 10 月本会講演大会にて発表 昭和 61 年 9 月 10 日受付 (Received Sep. 10, 1986)

\* 大同特殊鋼(株)中央研究所 (Central Research Laboratory, Daido Steel Co., Ltd., 2-30 Daido-cho Minami-ku Nagoya 457)

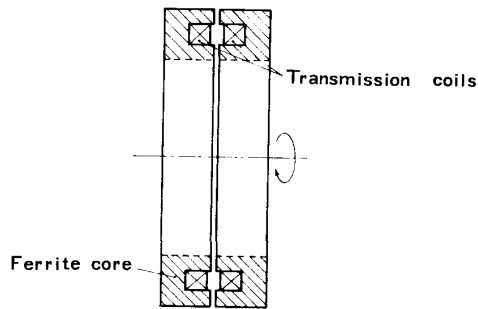


Fig. 1. Rotating transformer with ferrite core.

## 2. 回転トランスの特性評価項目

回転トランスに要求される性能は一次側に入力された信号を忠実に効率よく二次側へ伝達することである。渦流探傷に用いる信号は特別な場合を除いて単一の正弦波であり、空芯トランスであれば歪みの心配がないので、回転トランス単体では一次側信号源の開放電圧と二次側負荷の端子電圧の電圧比、すなわち電圧伝達効率（以下、伝達効率と記す）のみを評価する。そして最終的に探傷機としての性能を評価する方法として、回転トランスを使用せずに信号伝達系をワイヤーで直結して対比試験片を探傷した時の S-N 比と、回転トランスを使用して探傷した時の S-N 比とを比較することにした。

Fig. 2 に回転トランスを使用せずにサンプル材を探傷する場合の機器構成と、使用した差動相互誘導型（自己比較方式）プローブの概略構造を示す。また探傷条件はすべての実験において以下のとおりである。

- (1) 探傷周波数：32 kHz
- (2) リフトオフ：1 mm
- (3) 材料またはプローブ回転数：1 500 r. p. m.
- (4) 対比試験片：熱間圧延されたままの SUS 304  
(直径 41 mm, 深さ約 0.5 mm の自然傷あり)

## 3. 回転トランスに必要な伝達効率の調査

空芯回転トランスは歪みがない上、渦流探傷では位相検波する位相角を任意設定できるので、伝達による位相変化を考慮する必要がない。したがって信号振幅の伝達効率がある値以上になればよいことになる。そこでまず最初に渦流探傷に必要な最小電圧を実験的に調査し、次にその最小電圧を確保するのに必要な伝達効率を求めた。

### 3.1 信号処理に必要な最小電圧

探傷機の信号処理部に入力される信号が小さ過ぎると

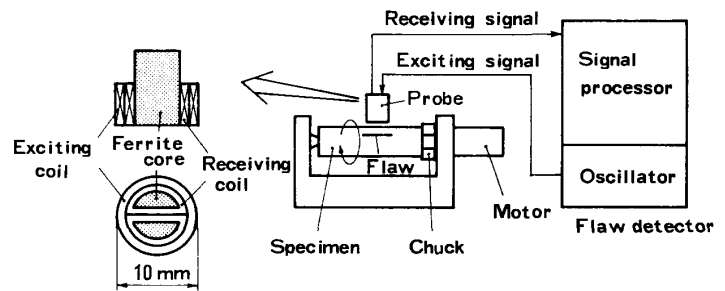


Fig. 2. Testing equipment and probe for eddy current flaw detection.

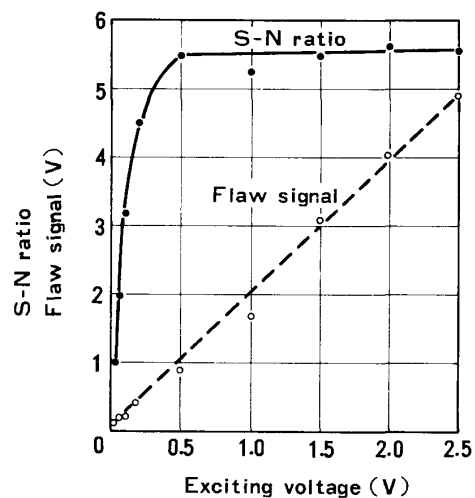


Fig. 3. Relations between exciting voltage of probe and flaw signal and S-N ratio.

探傷時の S-N 比が低くなる。S-N 比が確保できる信号処理部への最小入力電圧を実験的に求めた。実験では、求める電圧と比例関係にあるプローブの励振コイルに印加する端子電圧（以下、励振電圧と記す）を変化させることにより求めた。励振電圧をゼロから徐々に増加させると最初は S-N 比が増加するが、励振電圧がある値以上になると S-N 比は飽和してくる。この飽和した時の受信コイルの端子電圧が信号処理部に必要な最小電圧である。

実験結果を Fig. 3 に示す。この結果によれば励振電圧 0.5 V<sub>p-p</sub>（以下、電圧はすべて p-p である）で S-N 比がほぼ飽和となり、それ以上励振電圧を増加させても S-N 比は向上しない。そして、この時の受信コイルの端子電圧を測定すると 0.5 mV であった。このように S-N 比が飽和する理由は次のように考えられる。受信コイル端子に現れる信号はすべてが探傷信号ではなく、受信コイルの巻き方のばらつきによって発生する、いわ

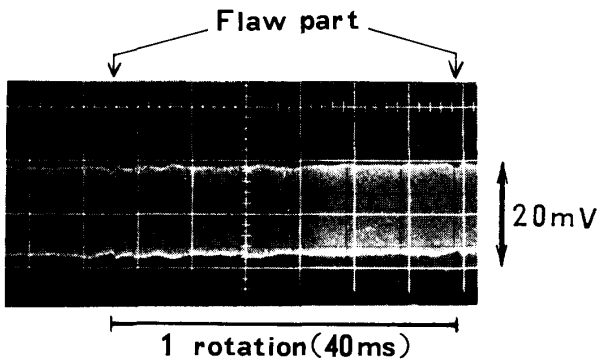


Photo. 1. Output voltage wave form of differential receiving coils.

ゆるアンバランス信号と探傷信号とが含まれている。この受信コイルの信号をオシロスコープで観察してみると、対比試験片の傷部では健全部と比較して振幅が約 14% ほど小さくなっていた (Photo. 1)。理想的には探傷していない時 (材料を回転していない時) はアンバランス信号はゼロで、探傷時には傷信号のみが現れることが好ましいが、実際には受信コイル製作上の限界がありアンバランス信号が現れる。しかし、同一プローブ、同一傷では信号振幅が変化してもアンバランス信号と傷信号とは比例するので、著者らはトランスの伝達特性を評価する手段として、アンバランス信号をも含めた受信コイル電圧の大きさを用いることにした。

この受信コイル信号に含まれている傷信号の大きさが信号処理部の中で発生しているランダムノイズの大きさと同程度の時は探傷結果の S-N 比に影響を与えるノイズとして、このランダムノイズも考慮せねばならない。しかし、励振電圧を徐々に増加させると傷信号も増加してランダムノイズに対する S-N 比が大きくなる。これが励振電圧をゼロから増加させると最初は S-N 比が増加する理由である。ところが、S-N 比のノイズとなるのはランダムノイズだけでなく、むしろプローブと被検査材の相対移動 (この場合は対比試験片の回転) に起因するノイズである。それは被検査材表面の電磁気特性 (導電率、透磁率) のムラやリフトオフ変動によるものである。励振電圧がある程度以上大きくなると、これらの要因によるノイズが前述のランダムノイズを無視できるほど大きくなる。そして、励振電圧が変化してもこのノイズと傷信号は比例するので、S-N 比はある値で飽和する。この点が励振電圧で 0.5 V である。もちろん、この値は探傷条件により異なる。この実験結果により、回転トランスに要求される伝達効率の基本的条件として、探傷機の信号処理部に入力される電圧を 0.5 mV 確保できることとした。すなわち探傷機の発振回路から発生さ

れた励振信号が、励振側トランス-励振コイル-受信コイル-受信側トランスを経て信号処理部に入力される時の電圧を 0.5 mV 以上にするように回転トランスを含んだ全体の伝送系を設計できればよいことになる。

3.2 伝達効率

以上の結果を発振回路の最大開放電圧を考慮して次のように言い替えることができる。渦流探傷機の場合、発振回路の最大開放電圧は特殊な場合を除いて約 50 V 程度である。励振コイル電圧対受信コイル電圧の比は前述のごとく約 1000 : 1 であるので、50 V の発振出力のとき信号処理部の入力で 0.5 mV 確保するには、励振側および受信側の回転トランスの伝達効率が等しいと仮定すると (1) 式が成り立つ。

$$V_{max} \cdot \eta^2 / 1000 = V_s > 0.5 \times 10^{-3} \dots\dots\dots (1)$$

ここで、 $\eta$  は伝送効率、 $V_{max}$  は発振回路最大開放電圧、 $V_s$  は信号処理部への入力電圧である。そこで、(1) 式に  $V_{max}=50$  を代入すると  $\eta > 0.1 = 10\%$  となる。

実際には励振受信両方のトランスを同じ仕様で作っても負荷が異なるため同じ効率にはならないが効率の低い側を 10% 以上にすればよい。

4. 理論設計

前節で調査した回転トランスに必要な伝達効率を得るための理論設計を行った。

4.1 インダクタンス計算

二つの平行同軸円形コイル間の相互インダクタンス  $M$  はノイマンの公式により (2) 式となる。

$$M = \frac{\mu}{4\pi} \int_{c_1} \int_{c_2} \frac{\cos \theta \cdot ds_1 ds_2}{r} \dots\dots\dots (2)$$

ここで、 $\mu$  は透磁率、 $C_1, C_2$  はそれぞれのコイルについての周積分を表し、 $ds_1, ds_2$  はそれぞれのコイルの微小部分、 $\theta$  は  $ds_1$  と  $ds_2$  がなす角、 $r$  は  $ds_1$  と  $ds_2$  の距離である。

ここで  $r$  をそれぞれのコイルの半径  $a, b$  とその間の距離  $d$  および  $ds_1, ds_2$  が基準線となす角  $\varphi_1, \varphi_2$  で表すと (3) 式となり、(2) 式は (4) 式のように変形される<sup>3)</sup>。

$$r = \sqrt{a^2 + b^2 + d^2 - 2abc \cos(\varphi_1 - \varphi_2)} \dots\dots\dots (3)$$

$$M = \frac{\mu}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{abc \cos(\varphi_1 - \varphi_2) d\varphi_1 d\varphi_2}{\sqrt{a^2 + b^2 + d^2 - 2abc \cos(\varphi_1 - \varphi_2)}} \dots\dots\dots (4)$$

この  $M$  はそれぞれ 1 ターンずつのコイルの相互インダクタンスであるが、平盤状に複数巻きされた場合の相互インダクタンス  $M_T$  は (5) 式により求められる。

$$M_T = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n M_{ij} \dots\dots\dots (5)$$

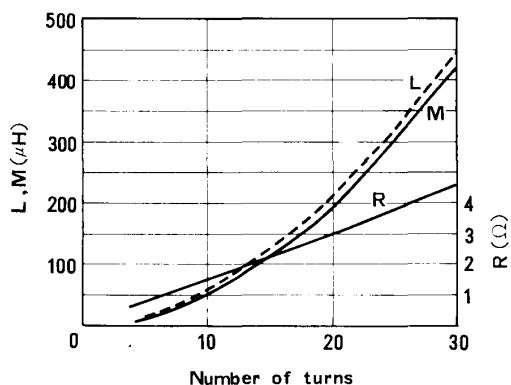


Fig. 4. Relations between number of turns and self inductance ( $L$ ), mutual inductance ( $M$ ) and resistance ( $R$ ) of coils.

ここで  $M_{ij}$  は一方の平盤状コイルの  $i$  番目のコイルと他方の  $j$  番目のコイルの相互インダクタンスで (4) 式より求まる.  $m, n$  は巻き数であり本開発の場合はすべて  $m=n$  としている. (4), (5) 式より二つの平盤状コイル間の相互インダクタンスが求まる.

次に円形平盤状コイルの自己インダクタンス  $L$  は (6) 式より計算できる.

$$L = \mu / 4\pi \cdot \alpha R_1 n^2 \dots\dots\dots (6)$$

ここで,  $\alpha$  はコイルの内半径  $R_1$  と外半径  $R_2$  の比により決まる定数であり<sup>4)</sup>,  $n$  は巻き数である. 最後に直流抵抗  $R$  は銅線の固有抵抗より (7) 式となる.

$$R = 0.21 \times 2\pi \sum_{i=1}^n R_i \dots\dots\dots (7)$$

$R_i$  は  $i$  番目のコイルの半径である.

以上の方法により巻き数  $n$  を変化させた時の相互インダクタンス, 自己インダクタンスおよび直流抵抗を求めた結果を Fig. 4 に示す. この場合平盤状コイルの内径は一定 (200 mm) で, 各巻線間隔は 0.4 mm, 巻線の太さは 0.32 mm (エナメル線) である. また, 二つの平盤状コイルの間隔は 1.4 mm (各コイルの保護膜 0.2 mm, ギャップ 1 mm) の場合を示した.

4.2 等価回路による伝達効率の計算

以上の計算結果より伝達効率がトランスの等価回路を用いて計算される. 励振受信両方に回転トランスを入れた総合的な伝送路は Fig. 5 のようになり, 二つの回転トランスと探傷プローブの励振コイル・受信コイル間で電圧低下が発生する. 前述のように受信コイルと励振コイルの端子電圧比はほぼ 1/1 000 であるが, これは回転トランスの伝達効率には無関係である. 励振側回転トランスと受信側回転トランスによる伝達効率を個別に計算し, それを乗じて二つの回転トランスによる総合伝達効

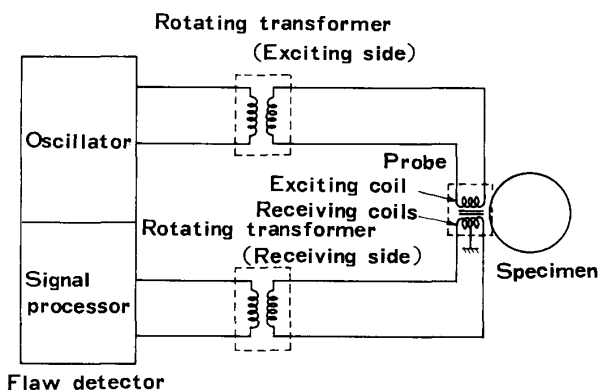


Fig. 5. Total transmission circuit of rotating probe type eddy current flaw detector.

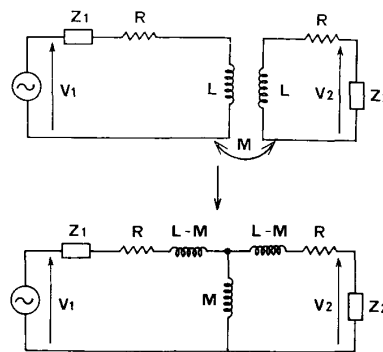


Fig. 6. Equivalent circuit of transformer.

率を計算する.

前提条件として励振側, 受信側とも同一の回転トランスとする.

回転トランスの相互誘導結合回路と伝達効率を計算するための等価回路を Fig. 6 に示す. ここで,  $R$  はコイルの直流抵抗,  $L$  はコイルの自己インダクタンスおよび,  $M$  は二つのコイルの相互インダクタンスである. また, 励振側の場合  $Z_1$  は発振回路の出力インピーダンスであり,  $Z_2$  は励振コイルのインピーダンスである. また受信側の場合  $Z_1$  は受信コイルのインピーダンスであり,  $Z_2$  は信号処理部の入力インピーダンスである.

この等価回路より伝達効率  $V_2/V_1$  を求めると, (8) 式となる.

$$V_2/V_1 = Z_M Z_2 / \{R^2 + R Z_2 + R Z_1 + Z_1 Z_2 + Z_L^2 - Z_M^2 + Z_L(2R + Z_1 + Z_2)\} \dots\dots\dots (8)$$

ただし,  $Z_L = j\omega L$ ,  $Z_M = j\omega M$  である.

(8) 式より伝達効率の絶対値  $|V_2/V_1|$  を求めた. その結果を Fig. 7 に示す.

ただし, 計算に用いた  $Z_1, Z_2$  の値は次のとおりである.

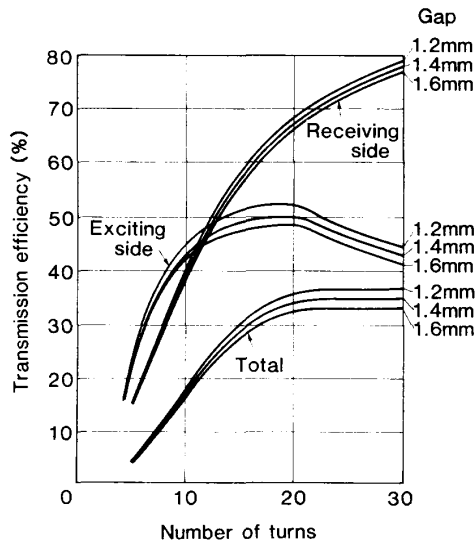


Fig. 7 Relations between number of turns of transmission coils and transmission efficiency.

- ・送信側  $Z_1=8 \Omega$   $Z_2=13.6 \Omega$  (誘導性)
- ・受信側  $Z_1=14 \Omega$  (誘導性)  $Z_2=230 \Omega$

この  $13.6 \Omega$  および  $14 \Omega$  は既知の抵抗を直列に接続し、32 kHz で励振してデジタルマルチメータでそれぞれの端子電圧を測定して求めた。また、直流抵抗分は小さいので無視した。

Fig. 7 の結果によれば、励振側については最低 10% の伝達効率は数ターンあれば確保できる。そして、巻数が 15~20 ターンするとき最も効率が良い。このような傾向を示す定性的理由は、巻数が 10 ターン以下の場合には発振回路から見た負荷インピーダンスが低く発振回路の出力インピーダンスでの電圧降下が大きいため、また 25 ターン以上では回転トランスのコイルの直流抵抗が大きくなるためである。

また、受信側についても 10% の伝達効率は数ターンで確保できる。しかし、負荷である信号処理部の入力インピーダンスが高いため、巻数が多くなって直流抵抗が多少増加しても伝達効率が低下する割合が小さくなる。このためピークが存在しない。そして、励振、受信両方の効率を乗じた総合効率では 30 ターン以下の場合では 20 ターンでほぼ最高に達した。そこで試作は 20 ターンで行うことにした。この場合ギャップを 1.4 mm とすれば、プローブでの電圧低下 1/1 000 を含めた伝達効率は約  $0.34 \times 10^{-3}$  となり、発振回路最大開放電圧を 50 V とすれば、信号処理部への入力電圧は 17 mV となり信号処理に必要な十分な値が得られる。また、20 ターンの場合励振側に負荷をつないだ時発振回路にかかる負荷は約  $19 \Omega$  となり、50 V の出力電圧でも電流は 2.6 A

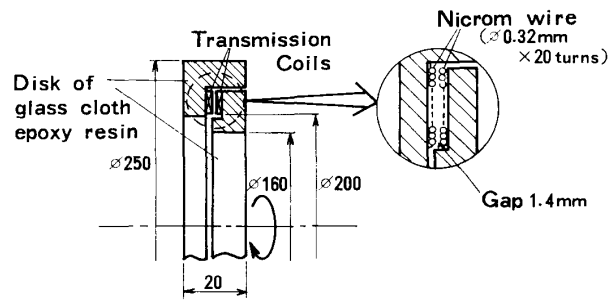


Fig. 8. Structure of rotating transformer.

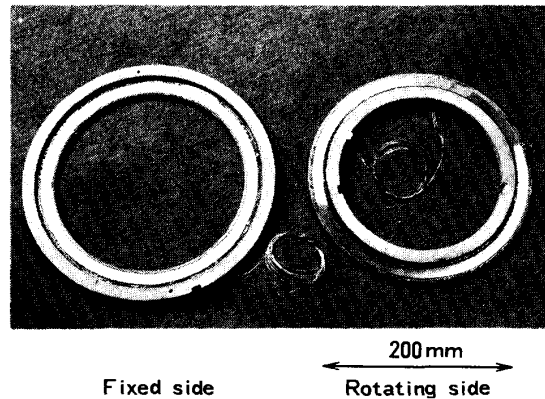


Photo. 2. Appearance of rotating transformer.

となりコイルが焼損しない範囲である。なお、通常の使用状態では 1 A 程度の電流値である。

### 5. 試作結果

前節の結果に基づいて 20 ターンの平盤状コイルをガラスエポキシ製の円盤に貼りつけて回転トランスを試作した (Fig. 8, Photo. 2)。前述のごとくトランス用コイルの内径は 200 mm、巻線直径は 0.32 mm、巻線の平均間隔は 0.4 mm である。まず試作した回転トランス用コイルの直流抵抗とリアクタンスを測定した。この結果、直流抵抗は  $3.0 \Omega$  で Fig. 4 の計算結果とほぼ一致した。また、リアクタンスは試作した 4 個の平均で  $43.7 \Omega$  であり計算値  $42.0 \Omega$  より多少大きい、4% 程度の誤差であり製作精度の問題と思われる。以下この 20 ターンコイルを採用した回転トランスの性能確認実験の結果を示す。

#### 5.1 負荷およびギャップを変えた時の伝達効率

まず二次側を無負荷にしてコイル間ギャップを変化させた時の伝達効率を実測と計算で求めた。その結果を Fig. 9 に示す。かなり良く一致しており設計計算が正しいことを示している。次に二次側にプローブの励振コイルを接続して励振側の伝達効率を実測し計算と比較し

た。結果を Fig. 10 に示す。この場合も実測値と計算値は良く一致している。同様の実測、計算を受信側についても実施したがやはり良く一致した(図示は省略)。

5.2 探傷波形の比較

以上の結果より、試作した回転トランスは S-N 比を低下させずに探傷信号を伝達できる効率 (>10%) を持

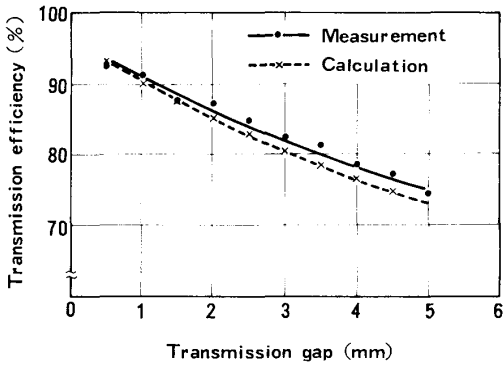


Fig. 9. Relations between transmission gap and transmission efficiency at open circuit.

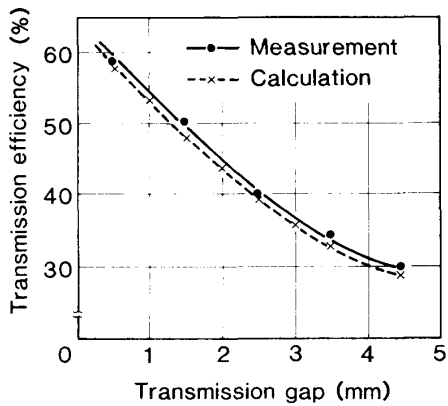


Fig. 10. Relations between transmission gap and transmission efficiency of exciting side.

っていることがわかった。これを確認するために、プローブ固定・材料回転の状態、励振受信両側にトランスを入れた場合と、ケーブルで直結した場合について対比試験片を探傷した結果を Fig. 11(a), (b) に示す。Fig. 11 によれば傷信号の絶対値はトランスを入れると低下する。すなわち Fig. 7 より総合伝達効率約 34% であり、その分信号の大きさが Fig. 11(a), (b) の減衰定数の差 10 dB(28 dB-18 dB) に現れている。しかし、探傷結果として重要な S-N 比は変化していない。

この結果より、渦流探傷機用の回転トランスとして平盤状空芯コイルで十分な性能が得られることが確認できた。

6. 回転機構の製作

今までの実験では回転トランスを用いた場合でも対比試験片を回転させ、プローブとトランスは静止状態で測定した。しかし、実際にはプローブと回転トランスの一方のコイルを回転させて使用する。この場合検討すべき点は、トランスを高速で回転させた時のベアリングのガタ等によるトランスのギャップ変化に起因するノイズである。Fig. 10 よりトランスのギャップ 1.4 mm 付近でのギャップ変化  $\Delta d$  に対する効率変化  $\Delta\eta$  は(9)式で表される。

$$\left(\frac{\Delta\eta}{\Delta d}\right)_{d=1.4} = -9(\%/mm) \dots\dots\dots (9)$$

一方、前述のごとく Photo. 1 により観測すると傷による信号の変化は受信コイル電圧の 14% 程度である。そこでトランスのギャップ変化によるノイズが傷信号の 10% 以下になるよう、すなわち、たとえギャップ変化がすべてノイズになつたとしても傷信号の 1/10 程度であつて、その分の S-N 比が 10 以上となるように設定すると、(10)式よりギャップ変動を 0.04 mm 以下に押

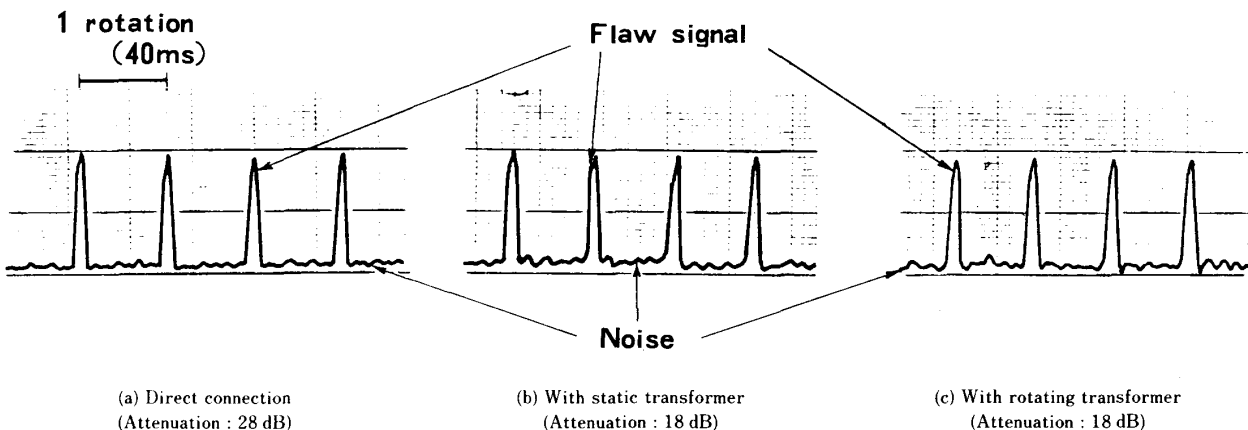


Fig. 11 Example of flaw detection wave form.

さえなければならない。

$$\frac{2 \times \left( \frac{\Delta \eta}{\Delta d} \right)_{d=1.4} \times \Delta d}{(\eta)_{d=1.4}} \leq 0.14 \times 0.1 \dots\dots\dots (10)$$

ここで分子の2は、励振、受信二個のトランスでのノイズの加算を意味する。ギャップ変化を0.04 mm 以下に押さえることは特に困難ではなく一般のベアリングでほぼ実現できる。

製作した回転機構に対比試験片を入れ、プローブおよびトランスを回転させて探傷した結果を Fig. 10(c) に示す。ケーブル直結に対比試験片を回転した場合と比較しても S-N 比は同等であり、空芯トランスで探傷情報が十分に伝達されているといえる。

### 7. 多重化の検討

被探傷材の振動が大きいとリストオフ変動ノイズが大きくなり S-N 比が低下する。そこで、被探傷材の振動抑制のため回転機構の前後にピンチロール等の押さえ機構を設置するが、その効果は回転機構の胴長が短い方が大きい。回転機構の主構成要素はプローブ、回転トランスおよびベアリングであるので、胴長を短くする方法として同一円盤上に複数の回転トランスを構成して円盤の数を削減することが考えられる。Fig. 1 に示したフェ

ライトコアを用いた回転トランスの場合はリングコアの直径を変えて多重構成にする。その場合、おのおののフェライトコアの間に非磁性材を配すれば透磁率の違いにより互いの信号がフェライトコア間を通って干渉することはない。しかし、本開発の空芯トランスの場合はすべて非磁性材を使用しており、互いの信号の干渉の可能性が出てくるので検討を要する。同一円盤上に構成するトランスで伝達する信号は同種信号の組合せのみを考える。

まず励振信号については探傷情報を含んでいないので同一のトランスの二次側から複数の励振コイルへの並列または直列で励振信号を供給できる。また同一円盤上に二個のトランスを構成して互いに干渉したとしても同一信号であるので問題はない。

受信信号の場合は各プローブが異なる探傷情報を含んでいるので、同一円盤上での複数トランス構成の可否について実験的に確認する必要がある。Fig. 12 に示すように同一円盤上に構成した二つの回転トランスの一次側を二つのプローブの受信コイルに接続し二次側を二つの信号処理部に接続してその影響を調査した。二つのトランス用のコイル間に幅約 5 mm のシールド用のコイルを付加した。すなわち、φ0.32 mm のニクロム線を 55 ターン巻き、両端各 20 ターンをトランス用、中間 15 ターンをシールド用とした。このシールドコイルを開放にし

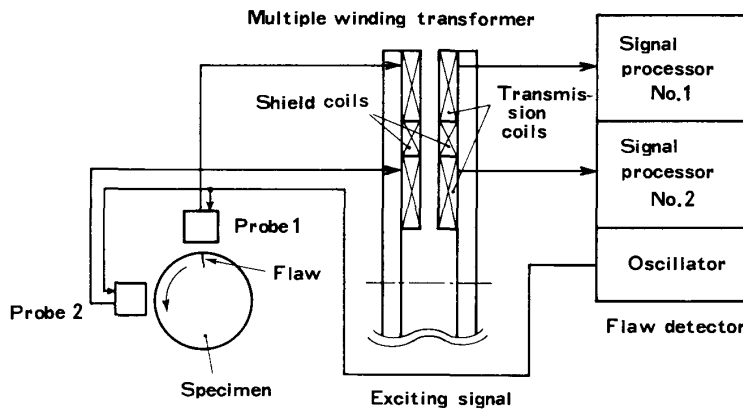


Fig. 12. Flaw detection test using multiple winding transformer.

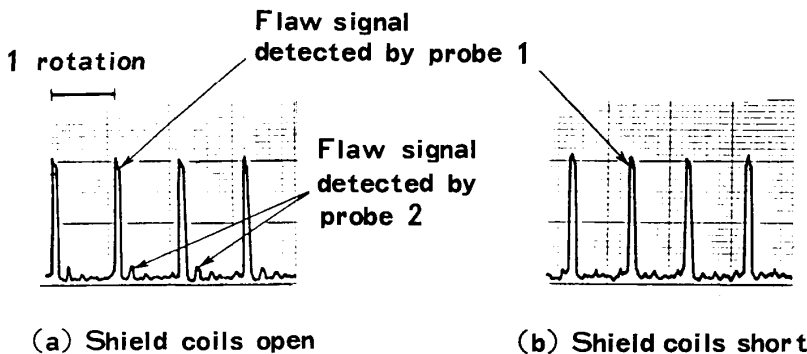


Fig. 13. Example of flaw detection wave form using multiple winding transformer.

た場合と短絡した場合の探傷波形を Fig. 13 に示す。この結果によればシールドコイル開放の場合は他のプローブの探傷情報が約 1/7 程度重畳されている。しかし、シールドコイルを短絡すれば受信プローブ端子電圧は実測では約 12% 減少したが、このような影響はなくなる。一般に複数プローブを使用する目的は探傷カバー率向上のためが多く、複数プローブで探傷しても探傷結果を OR 接続して出力する場合が多い。このような使用方法においては他プローブの情報が重畳されても問題はない。これに対して傷の円周方向位置の情報も得る必要があつて信号が重畳することが許されない場合には、シールドコイルを短絡状態で付加すれば良いことがわかる。

以上の結果より、同一円盤上に二個のトランスを構成することは可能であり円盤数を削減できることがわかった。

## 8. 考 察

市販品の渦流探傷機に使用されている Fig. 1 の形状のフェライトコア付回転トランスに探傷プローブを接続して測定した伝達効率は、励振側で 67%、受信側で 80% であつた。これは本開発によるトランスの伝達効率 50%、67% (Fig. 7) と比較しておのおの 17%、13% 高い。

しかし、3・2 で述べたように探傷に必要な最小伝達効率はそれぞれ約 10% であるので、必ずしもフェライトコアは必要でないことがわかる。

また、今まで述べてきた伝達効率は丸棒鋼なしの値であつた。そこで、丸棒鋼の影響を調べるために対比試験片をプローブと 1 mm の距離に近づけてみたが、伝達効率の低下は、約 6% にすぎなかつた。さらに、受信側トランスを多重化してシールドコイルを短絡した時のプローブ受信コイルの端子電圧低下は前述のように 12% であつた。

以上すべての要因の影響を考慮しても(11)式のように十分な伝達効率が得られ、実用化できることがわかる。

$$\left( \begin{array}{l} \text{単独の場合} \\ \text{の総合効率} \end{array} \right) \times \left( \begin{array}{l} 1 - \text{丸棒鋼に} \\ \text{よる低下率} \end{array} \right) \times \left( \begin{array}{l} 1 - \text{多重化に} \\ \text{よる低下率} \end{array} \right) \\ = 0.34 \times 0.94 \times 0.88 = 0.29 (29\%) \dots \dots \dots (11)$$

ここで開発した空芯平盤状コイルを用いた回転トランスは製作が容易で安価であるため、他の用途として、回転体のトルク測定やアコースティックエミッション信号測定などへの応用も可能と思われる。

## 9. 結 言

回転プローブ型渦流探傷機に不可欠な回転トランスを空芯化および多重化することを試みた。結果は次のとおりである。

(1) 平盤状に巻いた 20 ターンのコイル二個を間隔約 1.4 mm で対向させた回転トランスで受信側はもとより励振側も十分な伝達効率が得られた。

(2) 実際に回転機構を試作して回転に起因するノイズを調査したが、特別に機械的精度に留意しなくてもケーブル直結の場合と比較してノイズは増加せず、探傷した結果においてもほぼ同等の S-N 比が得られた。

(3) 同一円盤上に二個のトランスを構成した場合、その間にトランス用コイルと同じ材質で作ったシールドコイルを入れればトランス同士相互干渉することなく信号伝達でき、探傷した場合の S-N 比も確保できることがわかった。

以上の結果により回転プローブ型渦流探傷機においてプローブと信号処理部間の非接触信号伝達は空芯の回転トランスで十分機能することが判明した。回転トランスの空芯化により、回転プローブ型渦流探傷機の回転機構を容易に安価に、かつ、短時間で試作することができ、探傷性能向上の研究に大いに役立つている。

最後に本開発を進めるに当たり御激励をいただいた大同特殊鋼(株)常務取締役中央研究所所長加藤哲男博士に感謝いたします。

## 文 献

- 1) 土門 齊: 非破壊検査, 34 (1985), p. 246
- 2) 広島龍夫, 坂本隆秀, 岡本 穆, 稲葉真一, 山田一秀, 宮田謙一: 鉄と鋼, 68 (1982), S403
- 3) 尾本義一: 電磁気学 (1964), p. 268 [学献社]
- 4) 坂本捷房: 電子通信ハンドブック (1967), p. 2-37