

## コアタイプ回転変圧器の設計法とその検証

小田原 幸生  
機械電子部

The Method of Designing for the Core-Type Rotary Transformer and its Verification

Yukio ODAWARA  
Mechanics & Electronics Division

## 要旨

回転する検出器に非接触で給電するため、検出器または回転軸に円形コイルを取付け、コイルを巻いたコアを円形コイルと交差させて固定し、固定したコアのコイルを1次コイル、回転する円形コイルを2次コイルとするコアタイプ回転変圧器を考案した。これにより1次コイルを小型化でき、効率及び給電電力の増加を図ることができる。コアタイプ回転変圧器の設計を容易にするため、コア形状が四角形のものについて有限要素法による3次元磁界解析を行い、形状の変化に対する磁気抵抗、磁気利用率の変化を求め、1次コイルと2次コイルの自己インダクタンス、相互インダクタンスをグラフから読み取ることができるようにした。駆動回路の解析、実験による検証と併せて報告する。

## 1. はじめに

トルク検出器など回転する検出器への配線に、従来からスリップ・リング、回転変圧器などが用いられてきた。しかし、精密な工作が必要であったり、コストの問題がネックになっている。このため、手軽なトルク検出の方法について研究を行ってきたが、この過程で非接触で給電を行う回転変圧器を考案した。変圧器の型が内鉄型変圧器(Core-Type Transformer)であるので、コアタイプ回転変圧器と名づけた。(1)

コアタイプ回転変圧器は、“C”の形のコアに巻いたコイルとコアの内側を通る円形コイルから成り、前者を1次コイルとして固定し、後者を2次コイルとして回転軸の外周または回転する検出器に取り付け、回転変圧器を構成する。特長は、コアにより1次コイルを小さくできるので製作・取付けが容易であり、また、複数個の1次コイルを2次コイルに連結することにより給電電力と効率の増加が図れる。

コアタイプ回転変圧器は磁界がコア外部にも分布するため解析が複雑である。そこで、代表的コア形状に対し有限要素法による3次元磁界解析を用い、形状の変化に対する磁気抵抗、磁気利用率の変化を調べ、グラフにより自己インダクタンス、相互インダクタンスを求められるようにした。給電回路の解析、試験による検証と併せて報告する。

## 2. コアタイプ回転変圧器の概要

## 2.1 特 性

コアタイプ回転変圧器 (Fig. 1(a)) では2次コイルを回転軸または回転する検出器から保持して回転させるため、コアに2次コイルを保持する材料や導線を通過させる隙間を設けている。この隙間は一般の変圧器のギャップと比べ

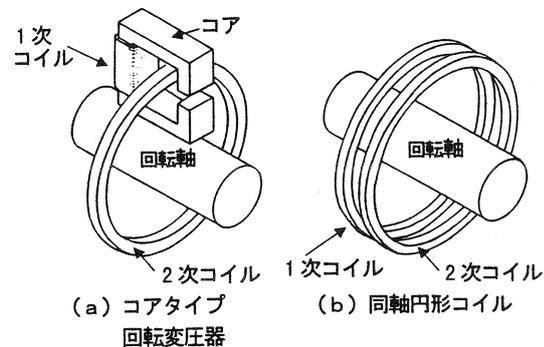


Fig.1 円形コイルを有する回転変圧器

で大きいため、コア外部へ漏れ出る磁束が多い。

Fig. 2は四角形のコアを持つコアタイプ回転変圧器のコア断面中心に沿った磁束密度の変化を3次元磁界解析により求めたものである。これによると、1次コイルの箇所では磁束の変化は少なく、コアの角付近で磁束が急激に減少・回復している。その他の箇所ではコイルから遠ざかるにつれ磁束がほぼ均一に減少していることが分かる。これは、コアの角付近でコア断面内側に磁束の集中が起きること、また、コイルを巻いている箇所以外で漏れ磁束が一樣に発生していることを意味する。Fig. 3はコイル中心と間隙中心を結ぶ直線上の磁束密度(コイル軸に平行な成分)の変化を調べたもので、コアの枠の内側における磁束分布が分かる。

## 2.2 特 長

コアタイプ回転変圧器は給電効率が高くないため、用途はセンサ回路など小電力の給電に限られる。同じ使い方をする同軸円形コイル (Fig. 1 (b)) と比較すると、特長は次のようになる。

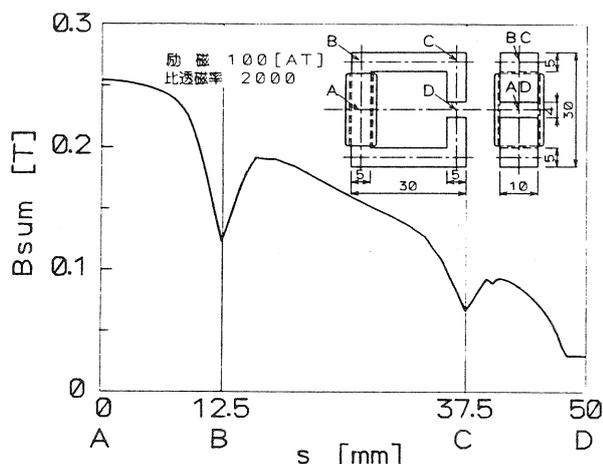


Fig. 2 コア断面中心軸に沿った磁束(絶対値)の変化

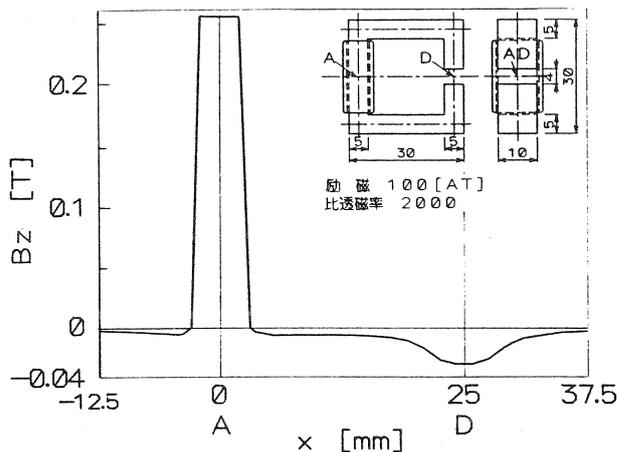


Fig. 3 コイル中心と間隙中心とを結ぶ直線上の磁束(垂直方向)の変化

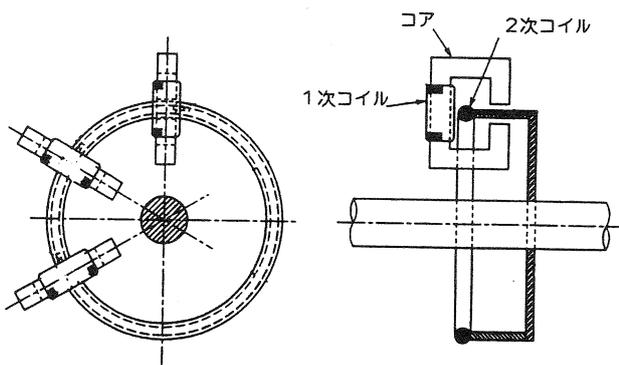


Fig. 4 1次コイルを複数個連結した例

1) 1次コイルを小さくできる。

小型化により製作や取付けが便利になる。また、コアから出る漏れ磁束の影響の及ぶ範囲を小さくできる。

2) 1次コイルの並列連結により給電電力の増大が可能。

適用する回転軸の径が大きい時など、2次コイルを大きくしたい場合がある。しかし、これにより給電効率が低下するが、1次コイルの並列連結 (Fig. 4) により給電電力を増大させることができ、効率も大幅に改善できる。

一例として、1次コイルを2個用いると2次コイルに発生する電圧 ( $V_2$ ) が2倍になる。この結果、負荷抵抗を  $R_L$  とすると、出力は  $V_2^2 / R_L$  の関係から4倍になる。また、2次コイル出力の整流回路はコンデンサ・インプット型であるため無効電力が改善できる。

### 3. コアタイプ回転変圧器の容量の計算

コアタイプ回転変圧器の解析では、磁界がコア外部にも分布するため、3次元磁界解析などの複雑な解析が必要である。そこで、コアの形状変化に対する磁気抵抗、磁気利用率の変化を調べ、グラフを用いて補間や重ね合わせ、比例関係から容量を求められるようにした。なお、3次元磁界解析は有限要素法による解析ソフトウェア (ANSYS version 5.5.2) を用いた。

### 3.1 3次元磁界解析の結果

基準となる四角形のコア (縦30mm×横30mm×厚10mm, フレーム幅5mm, ギャップ長4mm, 比透磁率  $\mu_r$  2000) に対し各部の寸法を変え、磁気抵抗、磁気利用率の変化を調べた。寸法パラメータをFig. 5に示す。

磁気抵抗、磁気利用率は次のように計算した。

○ 磁気抵抗  $R$  [AT/Wb]

$$R = (1 \text{ 次コイル起磁力} / 1 \text{ 次コイル内平均磁束})$$

○ 磁気利用率  $r$

$$r = (2 \text{ 次コイルとの鎖交磁束} / 1 \text{ 次コイル内平均磁束})$$

2次コイルとの鎖交磁束は、コアにおける2次コイルの位置に対応するコア断面 A-A, B-B, C-C の x 方向磁束 [Wb] とした。解析結果は次のとおりである。

- (1) 形状倍率が増加する場合 (Fig. 6)
- (2) キャップ長が増加する場合 (Fig. 7)
- (3) ギャップ幅が増加する場合 (Fig. 8)
- (4) コア高さが増加する場合 (Fig. 9)
- (5) コア幅が増加する場合 (Fig. 10)
- (6) コア厚さが増加する場合 (Fig. 11)

Fig. 6の“形状倍率が増加する場合”から、コア形状が相似形であれば磁気抵抗  $R$  は形状の倍率に反比例し、さらにコアと2次コイルとの位置が相似の関係であれば磁気利用率  $r$  は変わらないことが分かる。

### 3.2 容量の計算

1次コイル、2次コイルの巻き数を  $N_1, N_2$  とすると、

○ 1次コイル自己インダクタンス  $L_1 = N_1^2 / R$  [H]

○ 相互インダクタンス  $M = r N_1 N_2 / R$  [H]

と計算できる。

2次コイル自己インダクタンスはコアの影響も考慮する必要があり、理論的確認はまだ行っていないが、次の

1)~4)の手順で概略値を求められる。

1) コイル単体のインダクタンス ( $L_2'$  [H]) を求める。

円形コイルの計算方法は既に知られており<sup>4)</sup>、また、製

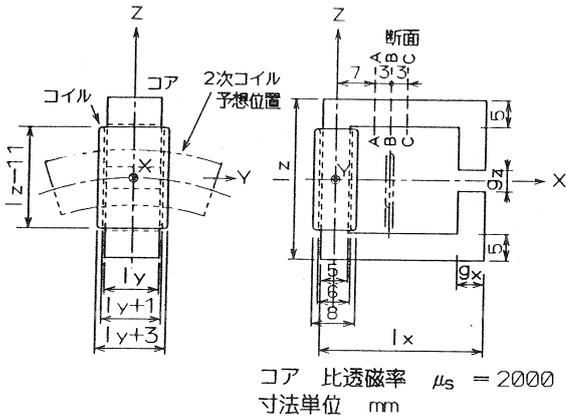


Fig. 5 3次元磁界解析におけるコア形状パラメータ

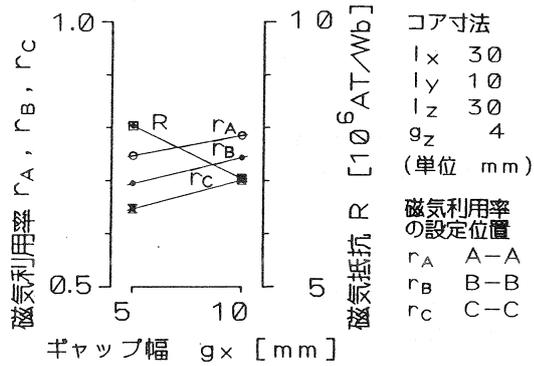


Fig. 8 ギャップ幅が変化する場合

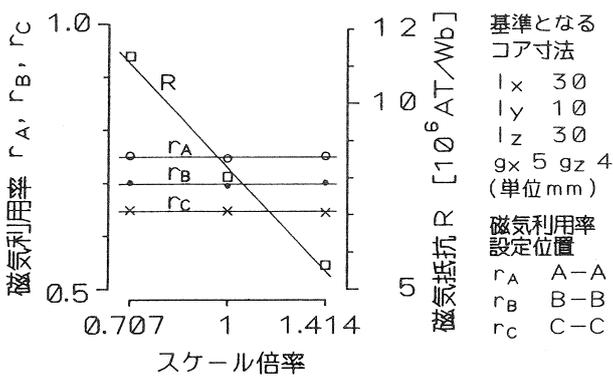


Fig. 6 形状倍率が変化する場合

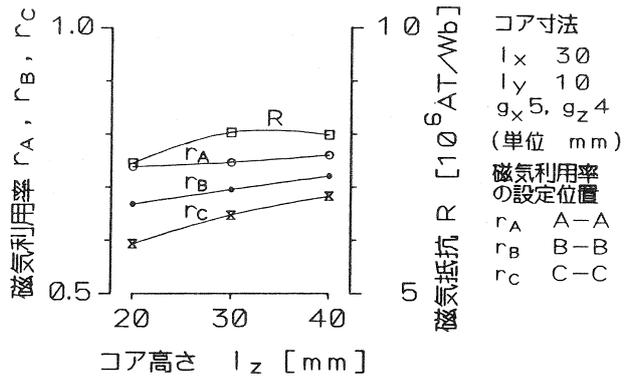


Fig. 9 コア高さが変化する場合

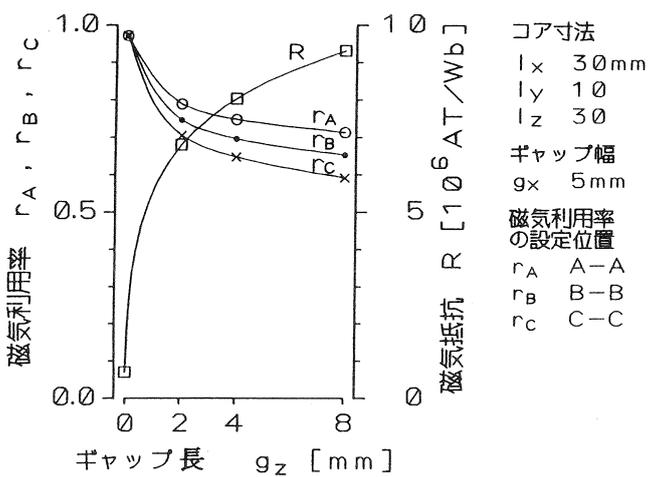


Fig. 7 ギャップ長が変化する場合

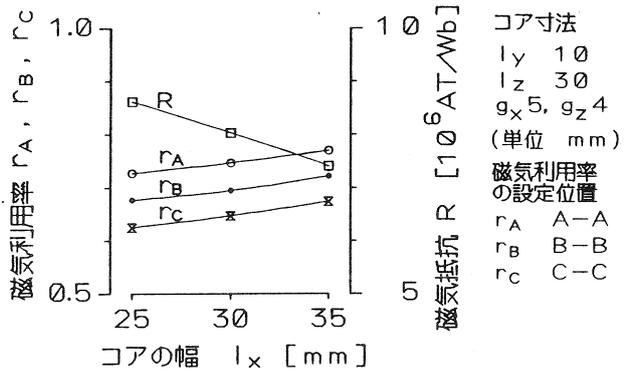


Fig. 10 コア幅が変化する場合

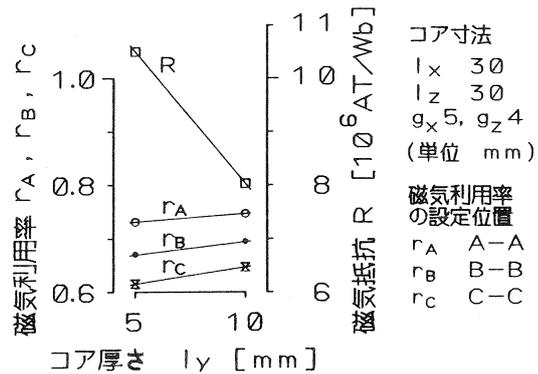


Fig. 11 コア厚さが変化する場合

作も容易であるため実測により容量を求めることができる。

- 2) コイル単体の磁気抵抗 ( $R_2'$ ) を求める。

$$R_2' = N_2^2 / L_2' \quad [\text{AT/Wb}]$$

- 3) コイル磁気抵抗 ( $R_2'$ ) とコア磁気抵抗影響分 ( $R/r$ ) の並列合成磁気抵抗 ( $R_2$ ) を求める。

$$R_2 = (R/r) \times R_2' / ((R/r) + R_2') \quad [\text{AT/Wb}]$$

4) 2次コイルの自己インダクタンス ( $L_2$ ) を求める.

$$L_2 = N_2^2 / R_2 \quad [H]$$

#### 4. 給電回路について

コアタイプ回転変圧器は1次コイルと2次コイルの磁氣的結合が弱いため、共振回路を用いて給電を行う。本章では回路の動作、回路方程式による解析、設計のポイントについて述べる。

##### 4.1 給電回路とその動作の表記

給電はスイッチング電源のフライバック式コンバータを変形した共振回路を用いる。給電回路を Fig. 12 に、動作波形を Fig. 13 に示す。Fig. 13 に示した step I ~ step V の時間区分は次の回路方程式の説明に対応する。

解析では2次コイルにN個の1次コイルを並列に連結した場合を扱う。N個の1次コイルの特性、2次コイルとの連結状態は同じであり、1次コイルに印加する電圧・位相も同じとする。また、解析を簡単にするためダイオードやコイル導線の電圧降下、コアタイプ回転変圧器の漏れ磁束が周囲の金属と干渉して発生する渦電流損、コアの鉄損は無視する。Table 1 に主な変数を示す。

step I : パワーMOS-FETがON, 1次コイルに通電開始

step I の開始はパワーMOS-FETのゲート信号がONに変わり、なおかつ1次コイル電流  $i_a$  がプラスに転じた時点とする。2次コイルの起電力は整流ダイオードに対して逆方向であるため、2次コイルには電流が流れない。終了はパワーMOS-FETがOFFするまでとする。

初期条件:  $i_a = 0$

終了条件: パワーMOS-FETがOFFに転換。

解:  $v_a = -E_0$

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

$$i_b = 0$$

( $R_a$ : 1次コイル抵抗+パワーMOS-FETのON抵抗 [ $\Omega$ ])

step II : 共振コンデンサへ充電開始

電磁誘導により1次コイルの電流  $i_a$  が共振コンデンサ  $C_1$  に充電される。一方、2次コイル出力電圧  $v_b$  が出力コンデンサ  $C_2$  の電圧  $E_2$  に達するまで電流は出力されない。

$$\text{基本式: } L_1 i_a' + v_a = 0 \quad (\text{ただし, } ia' = \frac{dia}{dt})$$

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

初期条件:  $i_a = (\text{step I の } i_a \text{ 終了電流})$

$$v_a = -E_0$$

終了条件:  $v_b = -NM i_a' = E_2$

解:  $\omega = 1/\sqrt{L_1 C_1}$ ,

$$E_p = \{E_0^2 + (L_1/C_1) \cdot I_0^2\}^{1/2}$$

$$\tan \phi = -E_0 / (I_0 \sqrt{L_1/C_1})$$

とすると

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

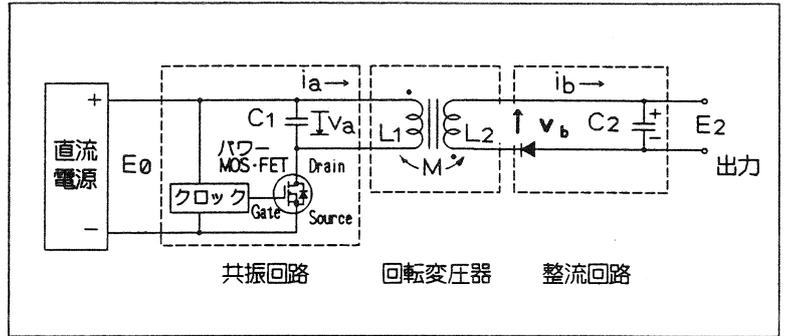


Fig. 12 コアタイプ回転変圧器による給電回路

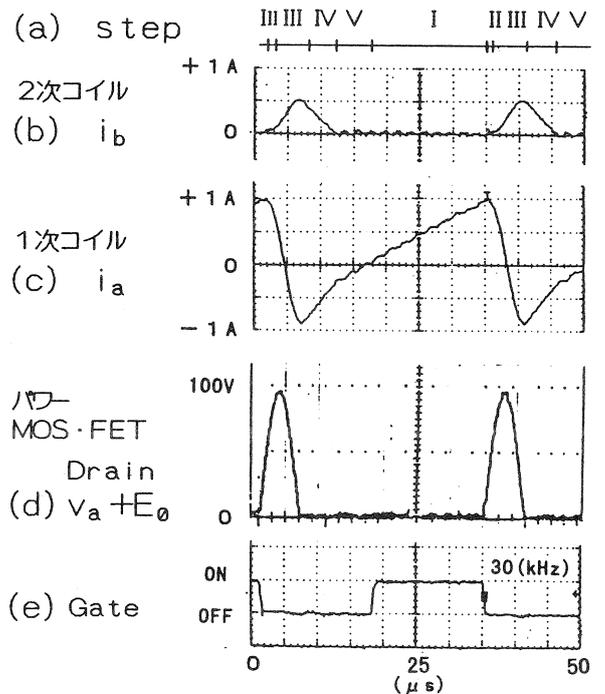


Fig. 13 給電回路の動作波形

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

(充電初期電流  $I_0 = C_1 E_p \omega$ )

$$i_b = 0$$

step III : 共振コンデンサの充/放電,

出力コンデンサの充電

このステップは共振コンデンサの電圧が最大に達するまでと、その後の放電の過程である。同時に2次コイル出力によりコンデンサ  $C_2$  が充電される。終了は共振コンデンサ電圧  $v_a$  が  $-E_0$  [V] まで低下する時で、パワーMOS-FETのダイオードが通電する直前までである。出力コンデンサ  $C_2$  の容量は十分大きく、出力電圧  $E_2$  は変わらないものとする。

$$\text{基本式: } L_1 i_a' + M i_b' + v_a = 0$$

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

$$L_2 i_b' + NM i_a' + E_2 = 0$$

終了条件:  $v_a = -E_0$

Table 1 解析パラメータと実施データ

記号	物理量	[単位]
N	2次コイルに連結する1次コイルの数	
t	各ステップの経過時間	[s]
$v_a$	共振コンデンサ電圧	[V]
$v_b$	2次コイル電圧	[V]
$i_a$	1次コイル電流	[A]
$i_b$	2次コイル電流	[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]
$L_1$	1次コイル自己インダクタンス	[H]
$L_2$	2次コイル自己インダクタンス	[H]
M	相互インダクタンス	[H]
$I_0$	初期充電電流 ( $i_a$ の最大値)	[A]
$P_2$	給電電力	[W]
$F_s$	給電サイクルの周波数	[Hz]

解： $I_{a0} = (\text{step IIの } i_a \text{ 終了値})$ ，  
 $V_{a0} = (\text{step IIの } v_a \text{ 終了値})$   
 $C = C_1$   
 $L = L_1 - N M^2 / L_2$   
 $E_p = \{ (V_{a0} - M E_2 / L_2)^2 + (L / C) I_{a0}^2 \}^{1/2}$   
 $\omega = 1 / \sqrt{L C}$   
 $\tan \phi = (V_{a0} - M E_2 / L_2) / (I_{a0} \sqrt{L / C})$   
とすると、  
 $v_a = M E_2 / L_2 + E_p \sin(\omega t + \phi)$   
 $i_a = C E_p \omega \cos(\omega t + \phi)$   
 $i_b = M N (i_{a0} - i_a) / L_2 - t E_2 / L_2$

## step IV：出力コンデンサの充電終了まで

このステップでは共振コンデンサ電圧  $v_a$  は  $-E_0$  [V] にクリップされ、1次コイル電流  $i_a$  は直流電源一極からパワーMOS-FETのダイオード、1次コイルを通して直流電源+極に流れる。2次コイルからは充電電流  $i_b$  がコンデンサ  $C_2$  へ出力される。ステップの終了は  $i_b$  が0になるまでである。

$$\text{基本式} : L_1 i_a' + M i_b' - E_0 = 0$$

$$L_2 i_b' + N M i_a' + E_2 = 0$$

終了条件： $i_b = 0$

解： $I_{a0} = (\text{step IIIにおける } i_a \text{ の終了値})$ ，  
 $I_{b0} = (\text{step IIIにおける } i_b \text{ の終了値})$  とする。  
 $v_a = -E_0$   
 $i_a = I_{a0} + t \cdot (M E_2 + L_2 E_0) / (L_1 L_2 - M^2 N)$   
 $i_b = I_{b0} - t \cdot (M N E_0 + L_1 E_2) / (L_1 L_2 - M^2 N)$

## step V：1次コイルからの戻り電流が0になるまで

このステップでは2次コイルには電流は流れず、直流電源一極からパワーMOS-FETのダイオード、1次コイルを通して直流電源+極へ流れ込む電流  $i_a$  が次第に0 [A]にな

る。ステップの途中、パワーMOS-FETのゲート信号がONに変わるが、共振の動作には影響しない。

$$\text{基本式} : L_1 i_a' - E_0 = 0$$

終了条件： $i_a = 0$

解： $I_{a0} = (\text{step IVにおける } i_a \text{ の終了値})$   
 $i_a = I_{a0} + (E_0 / L_1) \cdot t$   
 $v_a = -E_0$   
 $i_b = 0$

給電サイクルに要する時間、給電電力等は解析結果から求めることができるので省略する。

## 4.2 設計のポイント

回路設計では、回路損失を見込んだ給電電力  $P_2$  を満たす  $I_0$ 、 $C_1$ 、 $L_1$ 、 $L_2$  の最適な組み合わせを回路方程式や実施例を参考にして求める。この際に下記の制約を受ける。

- 1) 共振コンデンサ ( $C_1$ ) の耐圧による制限を受ける。
- 2) 1次コイル及び2次コイルの近傍は一定の磁路を確保する必要がある。コアタイプ回転変圧器に鋼製回転軸や磁気シールドなどを近付け過ぎると、漏れ磁束により損失が増大する。
- 3) 給電は共振回路によるため、 $I_0$ 、 $C_1$ 、 $L_1$ 、 $L_2$ 、 $M$  が決まれば自動的に給電サイクルとパワーMOS-FETのON/OFFデューティ比が決まる。また、給電サイクルの周波数が増大すると出力は減少する。

出力調整では共振サイクル周波数とスイッチング・デューティ比を変える必要があるが、パワーMOS-FETのON時間をstep Iの所要時間よりも長めに設定しておけば、実際のON時間は自動的に回路上で調整される。

- 4) 1次コイル巻き数 ( $N_1$ ) × 充電初期電流 ( $I_0$ ) が飽和磁束密度の制限を受ける。
- 5) 効率の点で、相互インダクタンス ( $M$ ) を大きくとり、2次コイル・インダクタンス ( $L_2$ ) を抑えたいが、給電電力が大きくなる程、また、2次コイルの径が大きくなる程、条件の選択が厳しくなる。これに対し、2次コイルに連結する1次コイルの数 ( $N$ ) を増やして対処することができる。

## 5. コアタイプ回転変圧器の試験結果

コアタイプ回転変圧器の容量の計算、給電回路の解析を実験で確認するため、容量の異なる円形コイルを用いた給電試験 ([1]、[2]) と、Fig. 14 に示すトルク検出器<sup>(2)</sup>における給電特性の把握 ([3]) を行った。

## 5.1 コアタイプ回転変圧器の容量の計算とその確認

1次コイル自己インダクタンス ( $L_1$ )、相互インダクタンス ( $M$ )、2次コイル自己インダクタンス ( $L_2$ ) の計算結果と実測結果、コアの寸法等のパラメータ、計算の説明をTable 2~Table 4に示す。

1次コイル自己インダクタンスと相互インダクタンスの計算では、まず、Fig. 9によりコアの高さ35[mm]に相当す

る磁気抵抗R, 磁気利用率rを求めた。ただし、これはギャップ長 4[mm]が基準であるので、Fig.7よりギャップ長の補正を求め、補正した。

試験結果の評価では、今回示した計算方法は厳密な数値を得ることが目的ではないので、誤差の目安を約10[%]以内とした。これによると、1次コイル自己インダクタンスと相互インダクタンスの計算結果は良好であった。また、2次コイル自己インダクタンスは計算値が実測値より若干大きくなったが、一応、満足できる結果であった。

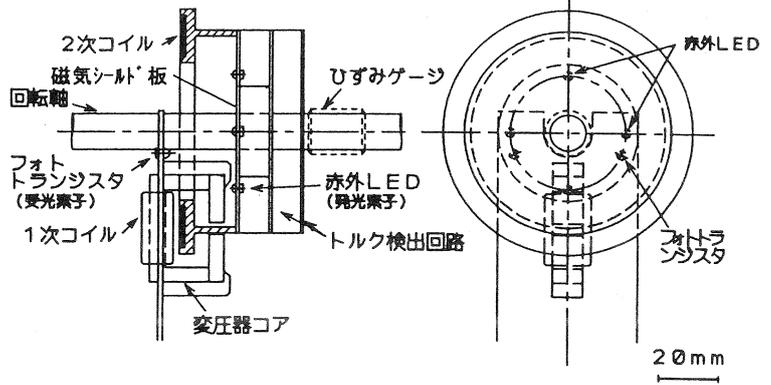


Fig. 14 トルク検出器への応用例

Table 2 1次コイル自己インダクタンス(L<sub>1</sub>)の実測, 計算結果

例	1次コイル・データ	実測	計算
【1】	ギャップ長 5 mm	170 μH	168 μH
【2】	φ0.6 フォルマル線 巻数 38 回	172 "	-
【3】	ギャップ長 8 mm 巻数 44 回?	158 "	-
【1】【2】寸法 縦 35mm×横 30mm×厚 10mm, 枠幅平均 5 mm, ギャップ長 5 mm 磁気抵抗: R=8.6×10 <sup>6</sup> [AT/Wb] (Fig.9:8.2×10 <sup>6</sup> [AT/Wb]← Fig.7:ギャップ長補正 +5%) 【1】【2】【3】(共通) コア材: TDK製 EI コア 型式 PC40EI35-Z 計測: LCZメータ 測定周波数 20[kHz]			

Table 3 相互インダクタンス (M) の実測値, 計算結果

【1】2次コイル φ200mm 円形コイル φ1mm フォルマル線 巻数 12 回	実測 35 μH	計算 37 μH
【2】2次コイル φ80mm 円形コイル φ0.6mm ジュンフロン線 巻数 44 回	133 μH 135 μH	136 μH
【3】トルク検出器 (Fig. 14)	108 μH	-
○計算方法 $M = r N_2 L_1 / N_1$ 【1】【2】 $x_{cc} = 9 \text{ mm} \rightarrow$ 磁気利用率 $r = 0.70$ ( $x_{cc}$ : 1次コイル中心と2次コイル断面中心の距離) (Fig.9より $r = 0.72$ ← Fig.7: ギャップ長補正 -2%) ○計測方法 $M = L_1 \cdot V_2 / V_1$ $V_1$ : 1次コイルに印加した正弦波の振幅 $V_2$ : 2次コイルに出力した信号の振幅 (コアタイプ回転変圧器から給電回路と負荷を外して計測) ファンクションジェネレータ, オシロスコープ 測定周波数 30[kHz]		

### 5.2 コアタイプ回転変圧器による給電の計算と確認

Fig. 12 に示す給電回路において、出力に接続する負荷抵抗, 直流電源電圧 E<sub>0</sub> と初期充電電流 I<sub>0</sub> が等しいという条件で、計算と実測によってコアタイプ回転変圧器の特性値 (共振コンデンサ最大電圧, 出力電圧, 給電電力等) を求め、比較した。なお、計算ではダイオードによる順方向電圧降下 (パワーMOS・FET: 0.4[V], 整流ダイオード: 0.6[V]) を考慮した。また、使用した数値 (L<sub>1</sub>, L<sub>2</sub>, M) は Table 2~4 の実測値を用いた。この結果を Table 5-1~5-2 に示す。

解析ではコイル導線の抵抗, コアにおける損失, 漏れ

Table 4 2次コイル自己インダクタンス(L<sub>2</sub>)の実測値, 計算結果

1次コイルの連結個数		N=0	N=1	N=2
【1】2次コイル φ200mm	実測	77 μH	85 μH	95 μH
	計算	-	88 μH	100 μH
【2】2次コイル φ80mm	実測	321 μH	453 μH	575 μH
	計算	-	479 μH	631 μH
【3】トルク検出器	実測	171 μH	286 μH	-
R, r : Table 2~3 で用いた数値				
計測: LCZメータ 測定周波数 20[kHz]				

磁束による損失は無視したので、給電電力(P<sub>2</sub>), 共振コンデンサ最大電圧は解析結果の方が実測よりも大きな数値になると考えられる。これに関して、共振コンデンサ最大電圧は解析結果の方が実測結果より10~20[%]大きめに出了。また、給電電力は、給電電力が大きい場合には解析結果の方が大きくなったが、給電電力が少ない場合は逆の結果となった。これはダイオードによる順方向電圧降下を一定と仮定したことや、初期充電電流 I<sub>0</sub> の計測誤差のためと思われる。その他の特性値 (出力電圧 E<sub>2</sub>, 給電サイクル周波数 F<sub>s</sub>) は計算値と実測値で誤差10[%]以内で一致した。

全体的にまとめると次のようになる。

- 1) コアタイプ回転変圧器の解析ではコイルの銅損, コアの鉄損, 漏れ磁束による渦電流損は微小であるとして無視しているが、実測値と比較し誤差20[%]以内で出力電圧, 給電電力, 共振コンデンサの最大電圧等を求めることができた。
- 2) 1次コイルを2個, 2次コイルに連結することにより、給電電力を約4倍にすることができ、効率的にも大幅な改善が見られた。
- 3) トルク検出器での応用例 (Table 6) では、コアタイプ回転変圧器は容量, 損失の点で周辺の鋼製回転軸, シールド板の影響を受けるが、実測値との差は小さかった。

Table 5-1 給電試験結果 (【1】2次コイル φ200mm, 巻数 12 回)

1次コイル連結個数	N=1				N=2				単位
	20[kHz]		40[kHz]		20[kHz]		40[kHz]		
	実測	(計算)	実測	(計算)	実測	(計算)	実測	(計算)	
出力電圧 $E_2$	9.72	(10.23)	5.17	(4.97)	20.5	(20.8)	11.4	(11.1)	V
給電電力 $P_2$	0.643	(0.711)	0.182	(0.168)	2.86	(2.93)	0.878	(0.839)	W
給電効率 (実測)	29%		24.5%		48%		45%		
充電初期電流 $I_0$	1.65	(1.72)	0.594	(0.661)	1.84	(1.79)	0.80	(0.75)	A
共振コンデンサ最大電圧	138	(156)	58.5	(60.2)	143	(160)	61	(67.5)	V
給電サイクル周波数 $F_s$	20.0	(19.0)	40.0	(41.7)	20.0	(19.0)	40.0	(38.9)	kHz
直流電源電圧: ( $E_0$ ) 12 [V], 共振コンデンサ容量 ( $C_1$ ): 0.02 [ $\mu$ F], 負荷抵抗: 147 [ $\Omega$ ], 2次コイル抵抗: 0.16 [ $\Omega$ ]									

Table 5-2 給電試験結果 (【2】2次コイル φ80mm, 巻数 44 回)

1次コイル連結個数	N=1				N=2				単位
	20[kHz]		40[kHz]		20[kHz]		40[kHz]		
	実測	(計算)	実測	(計算)	実測	(計算)	実測	(計算)	
出力電圧 $E_2$	19.1	(20.7)	11.8	(11.6)	37.5	(40.7)	23.5	(23.3)	V
給電電力 $P_2$	2.48	(2.92)	0.943	(0.913)	9.57	(11.3)	3.76	(3.69)	W
給電効率 (実測)	53%		57%		63%		67%		
充電初期電流 $I_0$	1.95	(1.98)	0.85	(0.84)	2.4	(2.31)	1.1	(0.99)	A
共振コンデンサ最大電圧	148	(167)	64	(71)	148	(180)	73	(78)	V
給電サイクル周波数 $F_s$	20.0	(19.2)	40.0	(39.5)	20.0	(19.3)	40	(39.8)	kHz
直流電源電圧: ( $E_0$ ) 12 [V], 共振コンデンサ容量 ( $C_1$ ): 0.02 [ $\mu$ F], 負荷抵抗: 147 [ $\Omega$ ], 2次コイル抵抗: 2.5 [ $\Omega$ ] 備考: N=2, 20[kHz]の試験では整流ダイオード (HRW37F 日立 1個使用) が過熱気味であった。									

Table 6 トルク検出器における給電試験

	実測値	計算値
出力電圧 $E_2$	12.3 [V]	14.0 [V]
給電電力 $P_2$	0.9 [W]	1.0 [W]
給電効率 (実測)	42 [%]	-
共振コンデンサ最大電圧	78 [V]	79 [V]
充電初期電流 $I_0$	0.91 [A]	0.90 [A]
給電サイクル周波数	37 [kHz]	37 [kHz]
共振コンデンサ容量 $C_1$ 0.02 [ $\mu$ F]		
1次コイル 自己インダクタンス $L_1$ 171 [ $\mu$ H] (単独 158 [ $\mu$ H])		
2次コイル 自己インダクタンス $L_2$ 286 [ $\mu$ H] ( 218 [ $\mu$ H])		
相互インダクタンス (実測) $M$ 108 [ $\mu$ H]		
※変圧器の容量測定周波数は 30 [kHz]		
( ) 内数値は, 1次コイル, 2次コイルをトルク検出器から外し, 個別のコイルとして計った数値.		
直流電源電圧 $E_0$ 12.0 [V]		

### 5. まとめ

- 3次元磁界解析に基づき, コア形状が四角のコアタイプ回転変圧器において, コア形状の変化に対し磁気抵抗, 磁気利用率の変化を求めたグラフにより, 1次コイルと2次コイルの自己インダクタンス, 相互インダクタンスを誤差 10[%]以内の精度で計算できた.
- 共振回路を用いたコアタイプ回転変圧器の回路の挙動を方程式で表し, 設計する回路に対し誤差 20[%]以内で給電電力や共振コンデンサの充電電圧等の特性値を

求めることができた.

- 1次コイルを2次コイルに2個, 並列連結することにより, 給電電力を約4倍にすることができ, さらに給電効率も大幅に改善できた.

### 6. おわりに

これまで, コア形状が四角形のコアタイプ回転変圧器について検討を行ったが, 今後, より高い効率が期待できる円形コアを用いたものについても検討する予定である.

本研究で助言していただいた大分大学 生産システム工学科 (工学博士) 小川 幸吉 助教授に感謝の意を表す.

### 参考文献

- 特許出願 “回転体への電力供給用変圧器”  
特願平-10-230375 平成 10 年 8 月 17 日出願
- 小田原 幸生: 平成 8 年度研究報告 P. 72~75
- 小田原 幸生: 平成 10 年度研究報告 p. 68~71
- 電気工学ハンドブック (電気学会), 昭和 63 年初版  
3編 基礎物理 7章 電磁誘導作用