レゾルバの偏心による角度検出誤差と短絡巻線の効果の考察

Considerations on the Angular Error Due to the Shaft Eccentricity and the Compensation Effect by Short-Circuit Winding on a Resolver

正木耕一・北沢完治・三村尚史・土道和美*・脇若弘之**・山田 一**

多摩川精機株式会社, 飯田市大休 1879 (☎395-0068)

*信州大学大学院工学系研究科, 長野市若里 500 (☎380-8553)

**信州大学工学部, 長野市若里 500 (☎380-8553)

K. Masaki, K. Kitazawa, H. Mimura, K. Tsuchimichi,* H. Wakiwaka,** and H. Yamada**

Tamagawa Seiki Co., Ltd., 1879 Oyasumi, Iida 395-0068

*Graduate School, Shinshu University, 500 Wakasato, Nagano 380-8553

**Faculty of Engineering, Shinshu University, 500 Wakasato, Nagano 380-8553

When a built-in resolver is incorporated into a motor shaft, there is sometimes a problem of an eccentricity error caused by mounting misalignment and tilting. This eccentricity error affects the sensing accuracy of the resolver and causes an angular error. A short-circuit winding applied in quadrature to the exciting winding helps to reduce the angular error due to the shaft eccentricity if the internal impedance of the short-circuit winding is optimally designed. This paper (1) analyzes the mechanism whereby the angular error leads to an error equation, (2) analyzes how the short-circuit winding reduces the magnetic flux in the quadrature axis, which acts to induce the angular error, and (3) clarifies the conditions for realizing a resolver error of under 10' at an eccentric rate ($\delta/g \times 100\%$) of under 50%.

Key words: resolver, eccentricity error, short-circuit winding, error compensation

1. ま え が き

最新の電動機のサーボ制御には角度センサが不可欠である。特に同期電動機形では、角度センサの信号をドライバ（駆動回路）側に取り込み、演算プロセッサ（DSP など）により制御目標値と位置信号をサーボ演算することで位置、速度あるいはトルク制御が可能となる。

電動機に組み込まれる代表的な角度センサは光学式または磁気式エンコーダのデジタル形センサとレゾルバ¹⁾またはポテンショメータ類のアナログ形センサに分類されてきた。最近出力信号の面では、アナログ/デジタル変換器の発達に伴い両者の差がなくなってきた。アナログ形はデジタル形に比べ一般にシンプルな構造であり、特にレゾルバは電動機に類似した構造で、温度や振動などの環境に強く、故障率が低いことが特徴である。

レゾルバの角度検出誤差はロータまたはステータ鉄心の機械加工誤差と二相コイルの巻線数および配置の不均衡に起因する二相出力電圧の振幅と位相ずれ、およびスロットにより発生する空間高調波のレゾルバ自身の内部要因がある²⁾。

レゾルバの角度検出誤差は、ロータとステータ鉄心の幾何学的関係にも起因して発生する。特に、電動機の軸に組込んで使用するタイプのレゾルバは、組込み時に発生する偏心と傾き

（偏心誤差と呼ぶ）による角度誤差が増加するため、偏心誤差による角度誤差を抑制する設計が望まれてきた。その対策として1961年にシンクロの励磁巻線に直交した短絡巻線³⁾を付加する方法が開発されたが、レゾルバの偏心に対する正確な理論と実際の効果については報告されていない。本論文は直交短絡巻線法を対象に以下のことを論述する。

- (1) 偏心誤差のメカニズムを解析し、偏心による角度誤差方程式を導出する。
- (2) 角度誤差を誘因する横軸磁束とそれを打ち消す短絡巻線の効果の解析を行う。
- (3) 試作モデルを作製しその効果について、実測値と計算値の比較を行う。
- (4) 偏心比 ($\delta/g \times 100\%$) 50% でも角度誤差が10'以内になることを満足するレゾルバの設計指標を確立する。

2. レゾルバの構造と原理

Fig. 1(a) に代表的なブラシレスレゾルバの構造を示す。ブラシレス構造のため回転トランスのステータ側から励磁電圧が入力されロータ側の回転トランスに誘起電圧が発生する。そのコイル電圧がレゾルバ本体のロータのコイルにつながっているため、そのロータの発生する起磁力 (mmf) によりステータ側の二相巻線に最終出力が得られる。Fig. 1(b) はレゾルバの理想状態のモデルであり、ロータの励磁巻線とステータの二相出力巻線の配置関係を示した。励磁電圧を式 (1) の交流電圧とすると、二相出力巻線の出力方程式は式 (2), (3) にて表される。

$$e_i = E \sin \omega t \quad [\text{V}] \quad (1)$$

$$\begin{cases} e_c = K e_i \cos \theta & [\text{V}] \\ e_s = K e_i \sin \theta & [\text{V}] \end{cases} \quad (2)$$

$$\quad (3)$$

ここで、 K : 結合係数、 E : 励磁電圧の実効値 [V]

このような二相電圧の振幅比から $\theta = \tan^{-1}(e_s/e_c)$ により角度 θ が求められる。この原理を利用した角度センサを一般にレゾルバと呼ぶ。

3. 偏心の影響と短絡巻線の効果

3.1 偏心時の角度誤差方程式

Fig. 2 に偏心時のレゾルバの解析モデル図を示す。レゾルバの出力電圧の定義より、角度 θ [°] はロータ励磁巻線に対し

(a) Structure of the resolver

(b) Winding structure

Fig. 1 Structure of the built-in resolver (Unit: mm).

てステータ巻線の cosine 出力が最大値にて sine 出力が零の位置を基準とする。基準位置からのロータ励磁巻線のなす角を θ °, そして基準位置から偏心の最大値のなす角を ϕ ° とすると, Fig. 2(b) から θ ° のギャップパーミアンス P はギャップ h [mm] から求めることができる。

ただし, 前述の回転トランスは理想的に動作しているものとし, 誘導電圧の高調波成分は無視できるものとする。

このとき, 単位面積当たりのギャップパーミアンスは, 次式にて表すことができるとする⁴⁾。

$$P = P_0 + P_1 \cos(\theta - \phi) \quad (4)$$

ここで, e_0 : 正常時のギャップ g [m] によるパーミアンス,

P_1 : 偏心 δ [mm] によるパーミアンスの変化分の最大値

次に, e_i によるロータ励磁巻線電流 i_m [A] から起磁力 (mmf) F [A] は次式となる。

$$\begin{aligned} F &= i_m \cdot N_m \cos \theta \\ &= F_0 \cos \theta \cos \omega t \quad [\text{A}] \end{aligned} \quad (5)$$

ここで, $i_m = \sqrt{2} I_m \cos \omega t$ [A], N_m : ロータ巻線数, $F_0 = \sqrt{2} I_m N_m$ [A]

式 (4) と (5) から出力方程式は $e_c = -\partial \phi / \partial t$ より次式が成り立つ。

$$\begin{aligned} e_c &= -\frac{\partial}{\partial t} \int_{\theta-(\pi/2)}^{\theta+(\pi/2)} F P d\theta \\ &= -\frac{\partial}{\partial t} \int_{\theta-(\pi/2)}^{\theta+(\pi/2)} [F_0 \cos \theta \{P_0 + P_1 \cos(\theta - \phi)\} \cos \omega t] d\theta \\ &= 2\omega F_0 P_0 \cos \theta \sin \omega t + \frac{F_0 P_1 \pi \omega}{2} \cos \phi \sin \omega t \end{aligned}$$

(a) Analyzed short-circuit effect of an eccentric resolver

(b) Analyzed permeance of an eccentric resolver

Fig. 2 Analyzed model of an eccentric resolver.

$$= e_0 \left[\cos \theta + \frac{\lambda_0 \pi}{4} \cos \phi \right] \quad [\text{V}] \quad (6)$$

ここで, $e_0 \equiv 2\omega F_0 P_0 \sin \omega t$, $\lambda_0 \equiv P_1 / P_0$

偏心を含んだ出力方程式は回転角 θ に ε_d の誤差が含まれる式に置き換えることができると仮定すると, 次式の関係が成り立つ。

$$\begin{aligned} e_s &= e_0 \left\{ \sin \theta + \frac{\lambda_0 \pi}{4} \sin \phi \right\} \\ &\equiv e_0 \sin(\theta + \varepsilon_d) \quad [\text{V}] \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} e_c &= e_0 \left\{ \cos \theta + \frac{\lambda_0 \pi}{4} \cos \phi \right\} \\ &\equiv e_0 \cos(\theta + \varepsilon_d) \quad [\text{V}] \end{aligned} \quad (8)$$

式 (7) と (8) から ε_d の連立方程式として解く。

$$\frac{e_s}{e_c} = \frac{\sin \theta + \frac{\lambda_0 \pi}{4} \sin \phi}{\cos \theta + \frac{\lambda_0 \pi}{4} \cos \phi} = \tan(\theta + \varepsilon_d) \quad (9)$$

右辺を展開し, ε_d が十分小さいとすると,

$$\frac{\sin \theta + \frac{\lambda_0 \pi}{4} \sin \phi}{\cos \theta + \frac{\lambda_0 \pi}{4} \cos \phi} = \frac{\tan \theta + \varepsilon_d}{1 - \varepsilon_d \tan \theta} \quad (10)$$

となり, ε_d について解くと以下のようなになる。

$$\varepsilon_d \approx \varepsilon_1 \sin(\theta - \phi) - \varepsilon_2 \cos 2(\theta - \phi) \quad (11)$$

ここで,

Fig. 3 Vector diagram of an eccentric resolver.

$$\varepsilon_1 = -\frac{\lambda_0 \pi}{4}, \quad \varepsilon_2 = -\frac{\lambda_0^2 \pi^2}{32}$$

式(11)から偏心により、1回転中に1周期と2周期が重畳した誤差カーブが発生することが推測できる。

3.2 短絡巻線の効果

Fig. 2(a)のロータ内の主巻線と直交する位置に配置した閉回路巻線を短絡巻線と呼ぶ。偏心のない理想的な状態の主巻線から発生する磁束を ϕ_m とする。一般にレゾルバの誤差が発生する原因は主磁束自身の波形の歪み、または ϕ_m の角度を変動させる磁束が発生する場合が考えられる。後者の磁束を横軸磁束 ϕ_q と呼ぶと、この ϕ_q と ϕ_m の時間的同相分どうしにより横軸磁束誤差 ε_q は次式で表現できることはすでに報告³⁾されている。

$$\varepsilon_q \approx \tan^{-1}(\phi_q/\phi_m) \quad (12)$$

今回は ϕ_q の発生原因を偏心のみと仮定すると、 $\varepsilon_q = \varepsilon_d$ となる。短絡巻線が横軸磁束 ϕ_q を減少させる原理は自明であることから、短絡巻線によって ε_d が抑制できることは容易にわかる。ここでは偏心による誤差抑制効果(誤差補償効果と呼ぶ)と短絡巻線の内部インピーダンスの関係を明らかにする。

Fig. 3に今まで述べた偏心の影響を含めたベクトル図を示す。横軸磁束 ϕ_q により短絡巻線側に誘起電圧 e_s' が一定量発生すると仮定すると、短絡電流はその短絡巻線の内部インピーダンス Z_s' に依存する。今、 $Z_s' = R_s' + jX_s'$ とし、 X_s'/R_s' の値を変化させた場合の残留磁束分 $\phi_r = \phi_q - \phi_s$ の値の変化を示した。

図から X_s'/R_s' を大きくすると ϕ_r は零に近づくことがわかる。すなわち、 X_s'/R_s' を大きくすると偏心誤差 ε_d が抑制されることがわかる。

以上を式で表すと次のようになる。

$$|\varepsilon_d| \approx \varepsilon_0 \left\{ \frac{1}{1 + (X_s'/R_s')^2} \right\} \quad (13)$$

ここで、 $X_s'/R_s' \equiv \eta_s$: 誤差補償係数、 ε_0 : 短絡巻線がない場合の誤差

Table 1 Design item of prototype resolver

Item		Symbol [unit]	Value
Rotor	Size	Outer diameter	$r_2 \times 2$ [mm]
		Inner diameter	D_R [mm]
		Thickness	l_R [mm]
	Number of slots		26
	Material		PB-N (JIS C 2531)
Gap		[mm]	0.08
Stator	Size	Outer diameter	D_s [mm]
		Inner diameter	$r_1 \times 2$ [mm]
		Thickness	l_s [mm]
	Number of slots		30
	Material		PB-N (JIS C 2531)
Item of electronic	Power source	E [V]	26
	Secondary voltage	$k e_s^*$ [V]	11.8
	Eccentricity error at 50%	ε_d	$\pm 10'$

* k : Coupling factor of rotary transformer

Under testing resolver

Fig. 4 Testing diagram for measurement of the resolver error.

4. 試作モデルによる結果

4.1 試作モデルの仕様

Table 1に試作モデルの設計仕様を示す。ここで、 (δ/g) を軸偏心比とし、軸偏心比 δ/g が50%のとき生じる誤差を理想状態の2倍の $10'$ 以内とする。

4.2 実験方法

Fig. 4に実験方法を示す。誤差の測定は16 bitのエンコーダと被測定物のレゾルバをデジタル変換したデータの比較を自動にて効率良く測定できる装置である。レゾルバの取り付け部分は偏心を自由に調整可能にし、短絡巻線には外部抵抗を変化させることにより誤差補償係数がやはり自由に変動できるように工夫した。

4.3 実験結果

Fig. 5に軸偏心比 $\delta/g \approx 25\%$ 時の、各誤差補償係数 $X_s'/R_s' \equiv$

Fig. 5 Experimental results for the angle error in each compensation factor at $\xi=25\%$.

Fig. 6 Experimental results for the angle error versus shaft eccentric rate on η_s .

η_s をパラメータとしたときの誤差カーブを示す。ここで明らかになったことは、式(11)の推測したように1回転中2周期の偏心誤差が現れている。また予想どおりに誤差補償係数による誤差抑制ができていて、なお、左右の振幅の相違は式(11)の ϕ の値に依存する。

Fig. 6 に偏心に対する誤差補償係数の効果を示す。設計目標値の50%軸偏心比にて10'以内を満足するためには、誤差補償係数が $\eta_s=2$ から2.7の範囲であることが判明した。

Fig. 7 に $\xi=25\%$ 時の誤差補償係数の効果を計算値と実測値で比較した。式(13)の計算値と実測値が15%以内の範囲で一致した。

Fig. 7 Calculated and measured angle error versus compensation factor ($\xi=25\%$, $\varepsilon_0=40'$).

5. まとめ

本論文で明らかにできたことを以下にまとめる。

- (1) 偏心誤差のメカニズムを解析した結果、偏心による誤差として第2次高調波が発生することを明らかにした。
- (2) 短絡巻線を設けることにより、偏心による誤差発生を抑制するメカニズムと効果を明らかにした。
- (3) 誤差補償係数($X_s/R_s \equiv \eta_s$)と偏心誤差(ε_d)の関係式を導き、その計算値と試作モデルによる測定結果が良く一致することを確認した。
- (4) 誤差補償係数 η_s を2~2.7の範囲に設計することにより、設計目標値である軸偏心比50%でも10'以内を満足することが確かめられた。

文 献

- 1) 正木耕一, 北沢完治, 唐沢 豊, 三村尚史, 西澤正晃, 土道和美, 脇若弘之, 山田 一: 日本応用磁気学会誌, 21, 781 (1997).
- 2) 正木耕一, 北沢完治, 三村尚史, 土道和美, 脇若弘之, 山田一: 計測自動制御学会学術講演会, SICE '97, p. 501 (1997).
- 3) 森田啓二郎: 電気学会論文誌, 81, 821 (1961).
- 4) 石崎 彰, 高崎一彦, 正木耕一, 北沢完治: 電気学会論文誌 D, 115, 598 (1995).

1997年10月27日受理, 1998年2月2日採録