

三相交流機における電磁トルク検出器

(昭和54年 5月31日 原稿受付)

二部 電気工学科 園 田 敏 勝
 二部 電気工学科 上 田 隆 三
 電気工学科 高 田 茂 夫

Detection of Electromagnetic Torque in Three-Phase a.c. Machine

by Toshikatsu SONODA
 Ryuzo UEDA
 Shigeo TAKATA

Abstract

This paper presents a detecting circuit of instantaneous electromagnetic torque in three-phase a.c. machine. The torque is represented with the outer-product of stator current and air-gap flux which is obtained by integrating the stator terminal voltage. The circuit executes this manipulation by detecting the stator voltage and current.

Since the detecting voltage includes some ripple components in case of unbalanced voltage or current, a circuit excluding them without degrading the response is equipped with the detecting circuit.

The proposed circuit has a high quality with respect to the performance of fast response and the linearity.

1. まえがき

同期発電機等三相交流機の運転中における軸トルクは、一般にひずみゲージ式トルク変換器、磁気検出器等を用いて検出されている。これらを用いてトルクを検出する場合、軸に何らかの細工を施さねばならず、また回路構成も複雑である。

これに対し本論文では三相交流機における電磁トルクの検出法を示したものである。トルクが積分された電圧と電流の積に比例することに基づき、端子電圧、電流の瞬時値を信号として電子回路的に検出するものである。これらの電圧、電流は三相対称であることを前提としているが、実際は非対称性によって検出電圧にリップル分が含まれる。そこでリップル除去回路を本検出器に付け加えた。しかし本検出回路は比較的簡単に構成でき、しかもすぐれた直線性と過渡特性を示し、十分実用に供し得ることを確認したので報告する。

2. 三相交流機の電磁トルク

三相交流機の電磁トルクでは一般に次式で与えられる²⁾⁶⁾

$$\tau = \frac{2}{3\sqrt{3}} \{ \phi_a(i_b - i_c) + \phi_b(i_c - i_a) + \phi_c(i_a - i_b) \} \quad (1)$$

ここで ϕ は各相巻線と鎖交する磁束で、 i は相電流の瞬間値である。

ここでは交流機として発電機を対象にして説明する。発電機の端子電圧 v は

$$v = \frac{d\phi}{dt} - i r_a \quad (2)$$

ここで r_a は発電機の電機子抵抗である。

磁束 ϕ は(2)式より

$$\phi = \int (v + i r_a) dt \quad (3)$$

一般に大形機では電機子抵抗は十分小さいのでこれを無視すると、

$$\phi = \int v dt \tag{4}$$

さらに三相交流の瞬時値における平衡条件

$$i_a + i_b + i_c = 0 \tag{5}$$

$$\phi_a + \phi_b + \phi_c = 0 \tag{6}$$

を用いると、(1)式は

$$\tau = \frac{2}{\sqrt{3}} \left(i_b \int v_{ca} dt - i_a \int v_{cb} dt \right) \tag{7}$$

または線間電圧を用いると

$$\tau = \frac{2}{3\sqrt{3}} \left\{ i_a \left(\int v_{cb} dt - \int v_{ba} dt \right) + i_b \left(\int v_{ac} dt - \int v_{oa} dt \right) \right\} \tag{8}$$

となる。

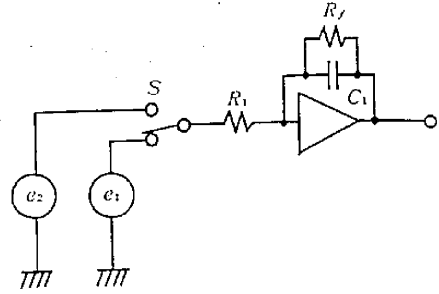
3. 電磁トルク検出器

3.1. 検出器の回路構成

三相交流機の電磁トルクを検出するには(7)または(8)式を電子回路で構成すればよい。

(7)式を用いた場合の簡単な結果は先に報告した。この場合は正確な中性点を別に設ける必要がある。そこでここでは中性点を必要としない(8)式を具体化した。その回路構成を第1図(a)に示す。ここで積分器は第2図に示すものを用いた。

トルクを検出するにあたり、電圧および線電流が非対



第2図 積分器回路

称であると(7)、(8)式いずれの場合にも検出電圧はリップル分を含む。よって第1図(b)に示すリップル除去回路を付加した。この動作については後述する。

3.2. 検出器の検出電圧

本検出器の静特性および過渡特性を発電機に L-R 負荷がつながった場合について調べる。

まず発電機端子電圧が $t=0$ で

$$e_1 = E_{m1} \sin(\omega t + \theta_1) \tag{9}$$

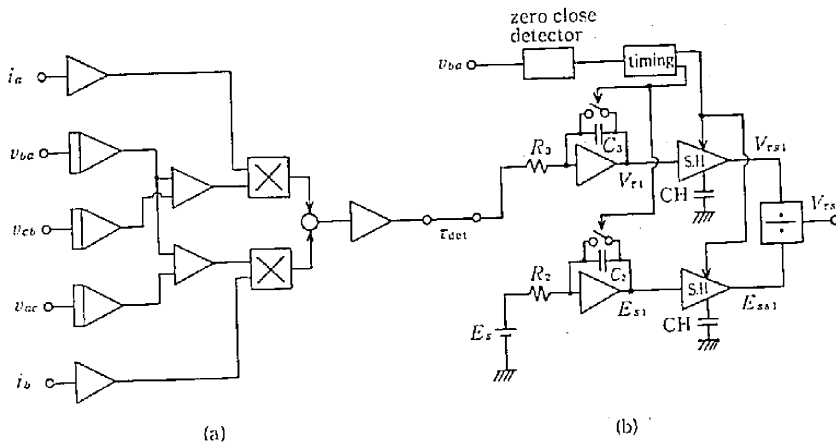
から

$$e_2 = E_{m2} \sin(\omega t + \theta_2) \tag{10}$$

へ切換った場合の積分器出力電圧は、以下 a 相のみ示すと

$$\int e_2 dt = -\frac{E_{m2}}{\omega} \cos(\omega t + \theta_2) \tag{11}$$

このときの相電流 i_2 は



第1図 電磁トルク検出回路

$$i_{20} = K_1 \{ E_{m2} \sin(\omega t + \theta_2 - \varphi) + [E_{m1} \sin(\theta_1 - \varphi) - E_{m2} \sin(\theta_2 - \varphi)] e^{-a t} \} \quad (12)$$

ここで

$$K_1 = \frac{1}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}}, \quad \varphi = \tan^{-1} \frac{\omega L}{R}, \quad a = \frac{R}{L}$$

よって e_1 から e_2 に切替えた場合の検出電圧 $\tau_{det(t)}$ は (7), (11), (12) 式より

$$\tau_{det(t)} = \frac{E_{m2}}{\omega} K_1 \{ E_{m2} \cos \varphi - [E_{m2} \cos(\omega t + \varphi) - E_{m1} \cos(\omega t + \theta_2 - \theta_1 + \varphi)] e^{-a t} \} \quad (13)$$

負荷が抵抗のみ、および定常状態において

$$\tau_{det(t)} = \frac{E_{m2}^2}{\omega R} \quad (14)$$

となり過渡項は現われない。

(14) 式はまた次のようにも書ける。

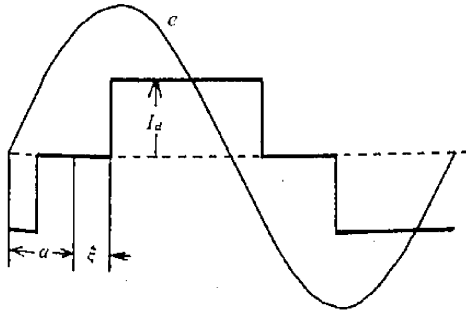
$$\tau_{det(t)} = \frac{p}{\omega} \quad (15)$$

これよりトルクは (有効電力)/(回転数) を表わしていることがわかる。

ここでは電圧、電流が正弦波における検出電圧について述べた。次に電流形インバータによって駆動されている誘導電動機に本検出回路を用いた場合の検出特性を調べる。

電流波形は第3図に示すものとして、これをフーリエ展開すると

$$i_s(t) = \frac{4}{\pi} I_d \left\{ \cos \xi \sin \omega t + \frac{\cos 3\xi}{3} \sin 3\omega t + \dots \right\} \quad (16)$$



第3図 インバータ電流波形

120° 通電形の場合 $\xi = \pi/6$ である。 $\xi = \pi/6$ として、(16) 式の基本波成分のみと、第3図に示すよう α の位相をもつ電圧 $e = E_m \sin(\omega t + \alpha)$ との積を求め、この平均値 p_{iav} は次式で示される。

$$P_{iav} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} E_m I_d \cos \alpha \quad (17)$$

(15) 式からわかるように検出電圧は p/ω である。よって本検出器は (17) 式よりインバータ電流の場合にも利用できる。

4. リップル除去回路

平衡三相定常時における検出電圧は(15)式に示すようにリップル分を含まない。しかし実際の負荷は不平衡な場合が一般的である。ここでは発電機電圧を対称三相とし、負荷のみが不平衡である場合のリップル分を示す。

$$\left. \begin{aligned} z_a &= R + jX \\ Z_b &= k_1 Z_a \\ Z_c &= k_2 Z_a \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

に e_1 を印加した場合の相電流の定常値は

$$\left. \begin{aligned} i_a &= K_2 \left\{ k_1 \sin\left(\omega t + \theta_1 - \frac{\pi}{6}\right) + k_2 \sin\left(\omega t + \theta_1 + \frac{\pi}{6}\right) \right\} \\ i_b &= -K_2 \left\{ k_2 \sin\left(\omega t + \theta_1 + \frac{\pi}{6}\right) + \cos(\omega t + \theta_1) \right\} \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

ここで

$$K_2 = \frac{\sqrt{3} E_{m1}}{(k_1 + k_2 + k_1 k_2)(R + jX)}$$

積分器出力電圧は

$$\int e_1 dt = -\frac{E_{m1}}{\omega} \cos(\omega t + \theta_1) \quad (20)$$

よって検出電圧 $\tau_{det(t)}$ は (7), (19), (20) 式より

$$\begin{aligned} \tau_{det(t)} &= \frac{2}{\sqrt{3}} K_2 \left\{ k_1 \sin^2\left(\omega t + \theta_1 - \frac{\pi}{6}\right) + k_2 \sin^2\left(\omega t + \theta_1 + \frac{\pi}{6}\right) + \cos^2(\omega t + \theta_1) \right\} \\ &= K_3 \{ K_4 \sin[2(\omega t + \theta_1) + \xi] + K_5 \} \end{aligned} \quad (21)$$

ここで

$$\begin{aligned} K_3 &= \frac{E_{m1}^2}{(k_1 + k_2 + k_1 k_2)(R + jX)\omega} \\ K_4 &= \sqrt{\left(1 - \frac{k_1 - k_2}{2}\right)^2 + \frac{3}{4}(k_2 - k_1)^2} \\ \xi &= \tan^{-1} \frac{2 - (k_1 + k_2)}{\sqrt{3}(k_2 - k_1)} \\ K_5 &= 1 + k_1 + k_2 \end{aligned}$$

となり直流分と2倍周期のリップルを含んだものとなる。

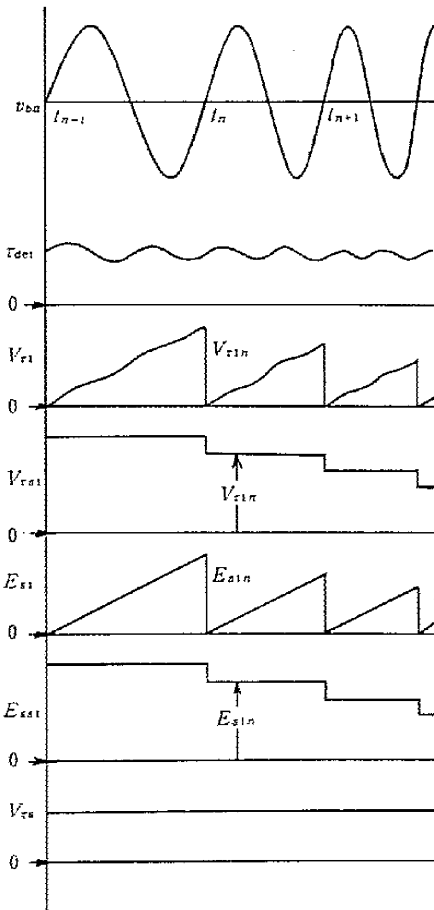
インバータ等を用いた場合にも同様にリップルが生じる。これを軽減するために、CR フィルター等を用いると、検出特性に遅れ要素を含むことになり、過渡特性を劣化させる。そこで第1図(b)に示す回路を用いてリップルを除去した。この回路の動作を第4図に示す。第1図(b)を参照して、 $E_{s1}, V_{r1}, E_{ss1}, V_{rs1}$ は各々次のようになる。

$$E_{s1} = -\frac{1}{C_2 R_2} \int_{t_n}^{t_{n+1}} E_s dt \quad (22)$$

$$V_{r1} = -\frac{1}{C_3 R_3} \int_{t_n}^{t_{n+1}} \tau_{det} dt \quad (23)$$

$$\text{ここで } t_{n+1} - t_n = \frac{1}{f} = T \quad (24)$$

とすると



第4図 リップル除去回路動作

$$E_{ss1} = -\frac{E_s}{C_2 R_2} T \quad (25)$$

$$V_{rs1} = -\frac{\tau_{det}}{C_3 R_3} T \quad (26)$$

故に出力 V_{rs} は

$$V_{rs} = K_6 \tau_{det} \quad (27)$$

ここで

$$K_6 = \frac{C_2 R_2}{C_3 R_3 E_s}$$

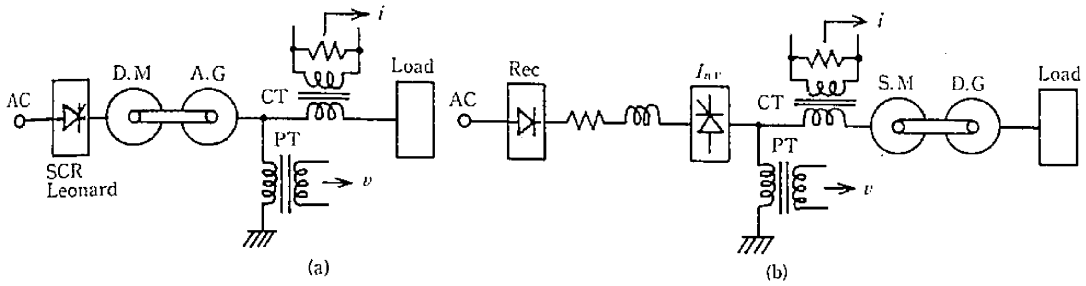
この V_{rs} は周波数およびリップルに関せず、検出電圧の平均値を一サイクル毎に出力することを示している。ただし τ_{det} にノイズが混入した場合には、その分が V_{rs} のリップル分として現われる。20式に示すように、負荷が抵抗ならば、検出電圧は瞬時応答となる。よって負荷が第4図 v_{ba} の正向き零点直前に変化したならば、 V_{rs} は1サイクル以内に、それ以外では2サイクル以内に新しいリップルなしのトルクを示す。

第4図の V_{r1}, E_{s1} 等の極性は(22)~(26)式と逆になっているのは、動作説明のため極性にとらわれずに表したためである。ゼロクロスディテクタには交流機の端子電圧に直流分が現われることを考慮して直流分を除去したものをを用いた。

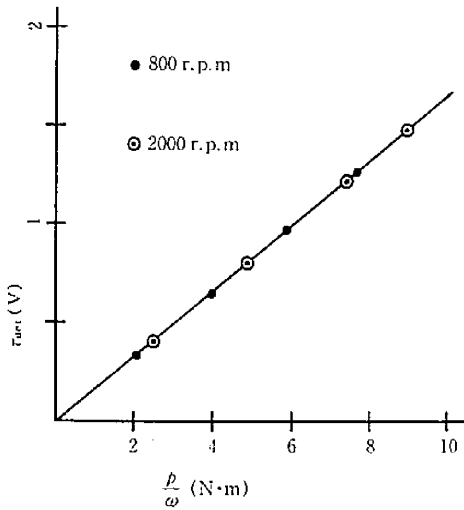
5. 実験結果

第5図に示す回路に本検出器を用いた場合の結果について以下示す。

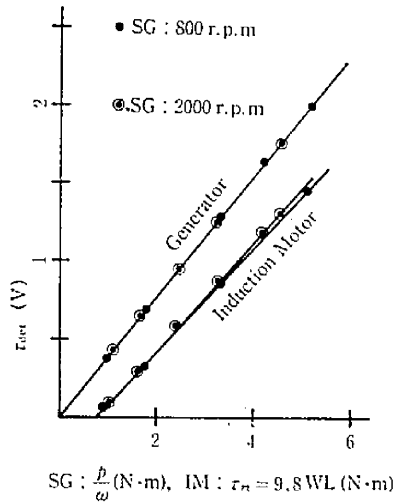
第6図は第5図(a)で負荷を R とし、発電機を800~2,000 r.p.m とした場合の静特性である。第7図は1,800 r.p.m で負荷力率を進み0.8から遅れ0.8まで変化した場合の特性を示す。第8図は負荷を誘導電動機とし、これに渦流型動力計を結合した場合で、発電機に対する P/ω および電動機の軸出力 τ_m と検出電圧の関係を示したものである。これより検出電圧に対する P/ω と τ_m の差は電動機を無負荷運転するのに必要なトルクである。写真1および第9図は第5図(b)で同期電動機を電流形インバータで駆動した場合の電圧、電流、検出波形とその静特性を各々示す。この場合と第7図に示すように、負荷力率が変化した場合、検出電圧はわずかな差をもつことがわかる。この原因は電流波形によるよりも後述するが、本検出器は電圧、電流の位相を $\pm 90^\circ$ 近くにする誤差を生じるためである。



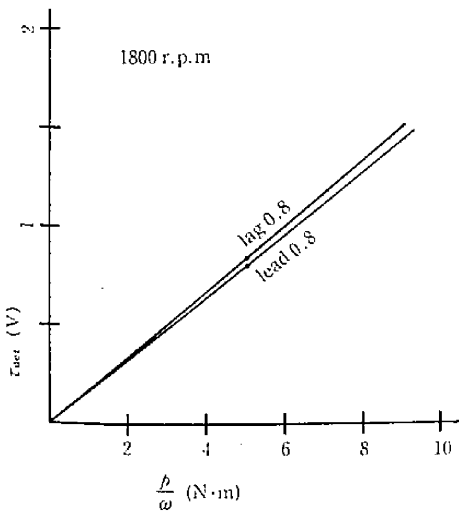
第5図 実験回路



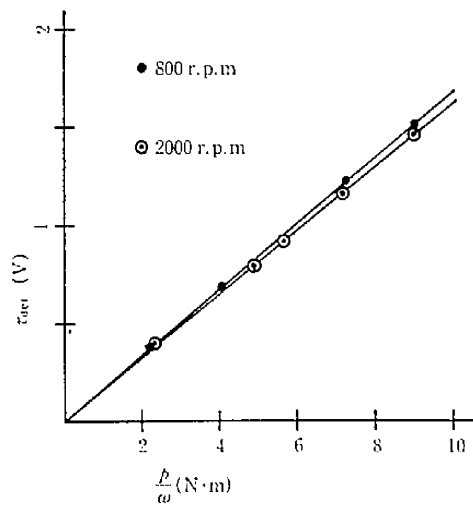
第6図 正弦波, 抵抗負荷



第8図 負荷が誘導電動機の場合



第7図 負荷力率を変化させた場合



第9図 インバータ駆動した場合

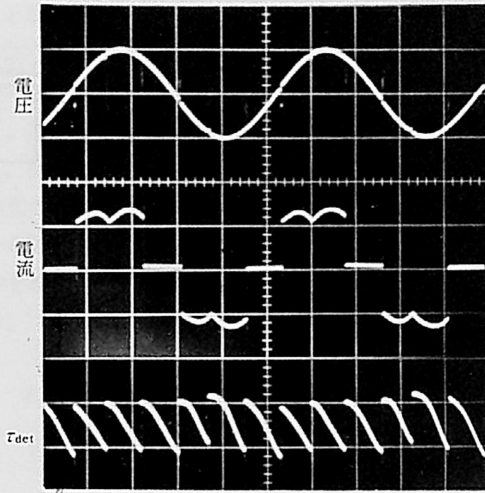
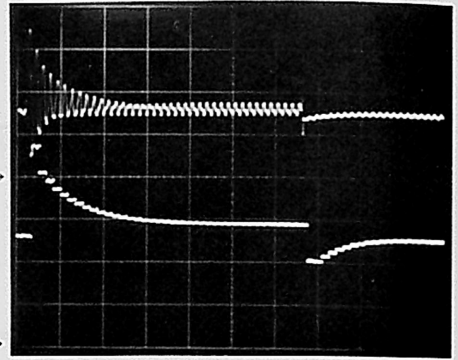
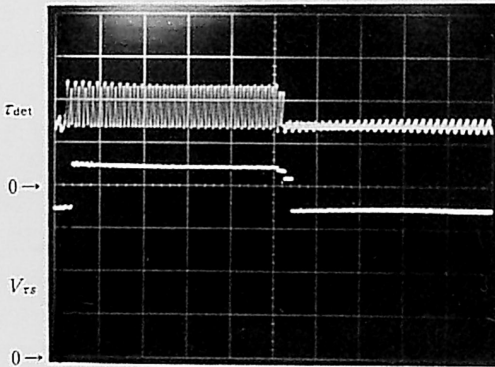


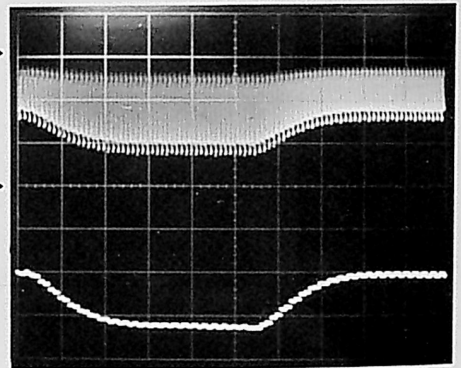
写真-1 電流形インバータで駆動した場合の電圧，電流，検出電圧波形



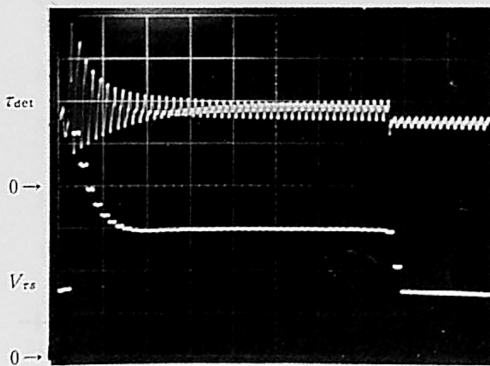
0.1 sec/div, 1800 r.p.m
 $\tau_{det} : 1 \text{ V/div}$, $V_{rs} : 1 \text{ V/div}$
 写真-4 T_r 付L-R負荷± T_r 付L-R負荷



0.1 sec/div, 1800 r.p.m
 $\tau_{det} : 0.5 \text{ V/div}$, $V_{rs} : 1 \text{ V/div}$
 写真-2 R負荷±R負荷



0.2 sec/div, 1350 r.p.m
 $\tau_{det} : -0.5 \text{ V/div}$, $V_{rs} : -1 \text{ V/div}$
 写真-5 インバータ駆動



0.1 sec/div, 1800 r.p.m
 $\tau_{det} : 1 \text{ V/div}$, $V_{rs} : 1 \text{ V/div}$
 写真-3 R負荷± T_r 付L-R負荷

写真2～5は本検出器の過渡特性を示す。写真2はあらかじめR負荷を接続しておき、さらにR負荷をステップ状に変化させた場合であり、(14)式に示すように、瞬時応答を示している。立下りに3サイクルを要しているが、これは負荷を切りかえたスイッチのチャタリングのためである。 τ_{det} に大きなリップルをもっているのは不平衡負荷を選んだことによる。写真3はまずR負荷を接続しておき、変圧器を介したL-R負荷を開閉した場合を示す。この場合、投入時における過渡分は負荷時定数が1.77 m(sec)と電源周期(60 HZ)に比べ、十分短かく、本来現われなければならないはずである。この過渡分は変圧器の過渡的なリアクタンスの影響と思われる。事実空隙を有するLとRを用いて、負荷時定数を10 m(sec)に選定し、先と同じ実験を行うと1～2サイクル以内に減衰してしま

第1表 実験に用いた機器定格

直流電動機	同期発電機	誘導電動機	渦流型動力計	P T	C T
100 V 2.2 kW 27 A 1800 r.p.m 分巻	3相 220 V 2 kVA 5.8 A 60 Hz	3相 200 V 2.2 kW 4 p 60 Hz 9A, 1720 r.p.m	3 kW 1800 r.p.m 30分定格	PV = 6600 V SV = 110 V 50/60 Hz 50 VA	PI = 15 A SI = 5 A 60 Hz 40 VA 1.0 級

い、 $V_{\tau s}$ は瞬時応答を示し、過渡分が現われないことを確認した。写真4は変圧器を介したL-R負荷にさらに変圧器を有するL-R負荷を開閉した場合である。この場合は写真3と異なり切り放し時にも過渡分が現われている。写真5は第5図(b)で直流発電機の負荷をステップ状に変化させた場合を示す。 τ_{det} 、 $V_{\tau s}$ が写真2~4と比べ逆極性となっているのは検出を発電機動作時に正とするように設定しているためである。これより τ_{det} に含まれるリップルが除去されているのがわかる。

本検出器の特性を調べるために用いた機器定格を第1表に示す。

6. 検出誤差

実験結果からもわかるように本検出器は、回転数、負荷力率によって若干の誤差をもつ。ここでその誤差の原因を調べる。

6.1. 積分器の R_f による誤差

3, 2節において積分器は(10)式に示すように常に初期電圧を含まない形でトルクを求めた。実際に用いた積分器は第2図に示すように R_f を C_1 の両端に挿入したものである。この場合の積分器出力電圧は(11)式に対して

$$e_{o0} = -K_7 \{ E_{m2} \sin(\omega t + \theta_2 - \delta) + [E_{m1} \sin(\theta_1 - \delta) - E_{m2} \sin(\theta_2 - \delta)] e^{-bt} \} \quad (28)$$

ここで

$$K_7 = \frac{R_f}{R_1 \sqrt{1 + (\omega C_1 R_f)^2}},$$

$$\delta = \tan^{-1} \omega C_1 R_f, \quad b = \frac{1}{C_1 R_f}$$

となる。よって検出電圧 τ_{det} は(13)式に対し

$$\tau_{det} = K_1 K_7 \{ E_{m2}^2 \sin(\delta - \varphi) - [E_{m2}^2 \sin(\omega t + \delta - \varphi) - E_{m1} E_{m2} \sin(\omega t + \theta_2 - \theta_1 + \delta - \varphi)] e^{-bt} + [E_{m2}^2 \sin(\omega t - \delta + \varphi) - E_{m1} E_{m2} \sin(\omega t + \theta_2 - \theta_1 - \delta + \varphi)] e^{-at} \}$$

$$+ [E_{m1} E_{m2} \{ \sin(\theta_2 - \theta_1 - \delta + \varphi) + \sin(\theta_1 - \theta_2 - \delta + \varphi) \} + (E_{m2}^2 + E_{m1}^2) \sin(\delta - \varphi)] e^{-(a+b)t} \quad (29)$$

となり定常誤差および過渡誤差を含んだものとなる。

(a) 定常状態における誤差

定常状態における誤差 ϵ_s は振幅による誤差 $A\epsilon_s$ と位相による誤差 $P\epsilon_s$ の積である。

$$\epsilon_s = A\epsilon_s \cdot P\epsilon_s \quad (30)$$

振幅による誤差は積分定数 $C_1 \cdot R_1 = 1$ とすると

$$A\epsilon_s = \frac{K_7}{\frac{1}{\omega}} = \frac{\omega C_1 R_f}{\sqrt{1 + (\omega C_1 R_f)^2}} \quad (31)$$

となり具体的に本検出器に用いた値を代入すると、800 r.p.mで $A\epsilon(s) = 0.99997$, 2000 r.p.mで0.99999となり、この場合の誤差はない。

次に位相による誤差 $P\epsilon_s$ は

$$P\epsilon_s = \frac{\sin(\delta - \varphi)}{\cos \varphi} = \sin \delta - \cos \delta \tan \varphi \quad (32)$$

となる。この場合 $\delta \approx 90^\circ$ なので $\sin \delta = 1$ としてよい。よって、800 r.p.mで

$$P\epsilon_s \approx 1 - 7.460 \times 10^{-3} \tan \varphi$$

2000 r.p.mで

$$P\epsilon_s \approx 1 - 2.984 \times 10^{-3} \tan \varphi$$

となり負荷力率が悪くなればなる程、また力率が一定ならば、 $\delta = \tan^{-1} \omega C_1 R_f$ であるから回転数が小さい程積分器による誤差は大きくなる。一例だが負荷力率が-80の場合、800 r.p.mで+4.23(%)、2,000 r.p.mで+1.69(%)の誤差を生じる。

(b) 過渡時における誤差

過渡時における誤差 ϵ_t は(13), (29)式より $\delta = 90^\circ$ として

求めると(29)式の右辺2項と4項のみである。すなわち

$$\begin{aligned} \varepsilon_t = & \{ E_{m2}^2 \sin(\omega t + \delta - \varphi) \\ & - E_{m1} E_{m2} \sin(\omega t + \theta_2 - \theta_1 + \delta - \varphi) \} e^{-bt} \\ & - [E_{m1} E_{m2} \{ \sin(\theta_2 - \theta_1 - \delta + \varphi) \\ & + \sin(\theta - \theta_2 - \delta + \varphi) \} \\ & - (E_{m2}^2 + E_{m1}^2) \sin(\delta - \varphi)] e^{-(a+b)t} \end{aligned} \quad (33)$$

ここで $\theta_1 = \theta_2$ とすると

$$\begin{aligned} \varepsilon_t = & E_{m2}(E_{m2} - E_{m1}) \cos(\omega t - \varphi) e^{-bt} \\ & - (E_{m2} - E_{m1})^2 \cos \varphi e^{-(a+b)t} \end{aligned} \quad (34)$$

となる。これより電圧および位相が変化せず負荷のみ変動した場合は、過渡誤差は現われない。

6.2. PT, CT による誤差

発電機の電圧、電流を信号としてとり出す場合、ここではアイソレーションアンプを用いずに、一般的な PT, CT を用いた。PT, CT の変成比は、振幅による誤差が 6.1 節の(a)で示したように誤差を決定するとは思われないので正しいとする。

定常時において(35)式からわかるように、一次、二次側で測定した有効電力 P_p, P_s との比をもって誤差 $T\varepsilon_s$ として差支えない。一次、二次間の位相差を γ とすると

$$T\varepsilon_s = \frac{p_s}{p_p} = K_s \frac{\cos(\varphi + \gamma)}{\cos \varphi} = K_s (\cos \gamma - \sin \gamma \tan \varphi) \quad (35)$$

ここで

$$K_s = \frac{(\text{電源電圧})^2}{(\text{負荷インピーダンス})}$$

本実験に用いた PT, CT について γ を測定した結果 PT は 800 r.p.m で -0.379 , 2000 r.p.m で -0.25 であった。 $K_s = 1$ として、 $\gamma \approx 0$ とすると 800 r.p.m で

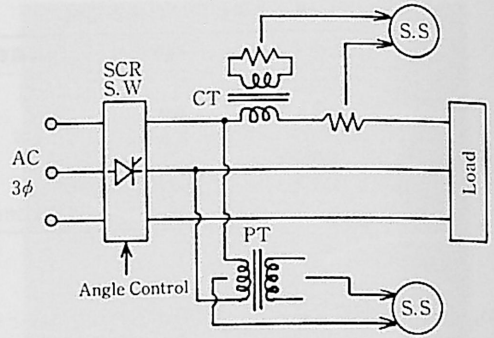
$$T\varepsilon_s \approx 1 + 6.615 \times 10^{-3} \tan \varphi$$

2000 r.p.m で

$$T\varepsilon_s \approx 1 + 4.363 \times 10^{-3} \tan \varphi$$

となり、6.1 節の場合と同様に、負荷力率が悪くなると誤差は大きくなる。負荷力率が -80° の場合 800 r.p.m で -3.75 (%), 2000 r.p.m で -2.47 (%) の誤差となる。

CT は 800~2000 r.p.m にわたり一次、二次間の位相誤差はほとんど認められなかった。



第10図 PT, CT の過渡特性測定回路

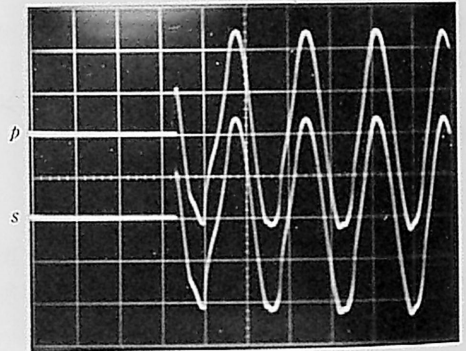


写真-6 PT の一次、二次電圧波形

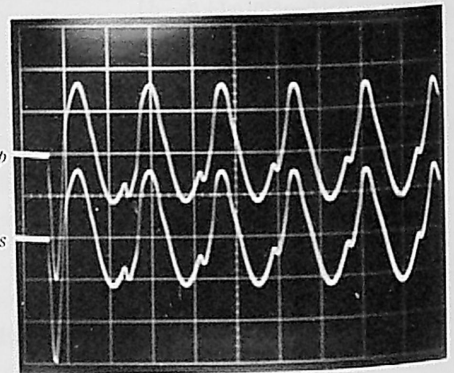
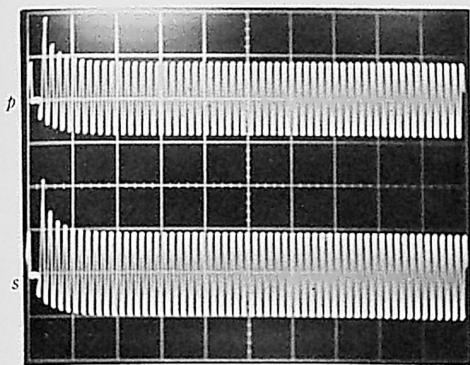


写真7 CT の一次、二次電流波形



0.1 sec/div, 1800 r.p.m.
写真—8 CTの一次、二次電流波形

PT, CTの定常および過渡時における誤差については、詳細に調べなければならないが、ここでは第10図に示す回路を用いて、過渡特性を調べた。写真6～8が、その一次、二次間の電圧、電流波形である。これより、PTの位相差を除けば、過渡時の誤差はほとんど無いものと思われる。

7. むすび

本検出器は特別な検出端を必要とせず、直線性もよく、正弦波、矩形波に対して十分利用できる。しかし負荷力率が極端に悪くなった場合、PTを含め積分器による誤差が出始める欠点がある。

2サイクルないし1サイクル以内にトルクの平均値を検出することができることにより、特にインバータ駆動

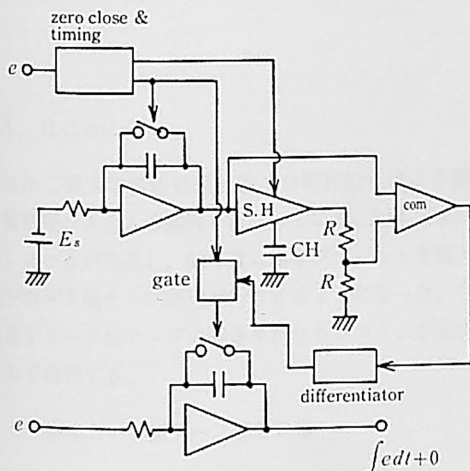
される電動機のトルク検出に有効である。

大形機の場合は、銅、鉄損等はほとんど問題とならない。しかし第8図からわかるように、小形機に対しては、これらを考慮する必要がある。

本検出器のもう一つの欠点は、電源電圧が変動した場合、積分器の C_1R_f による過渡項が問題となる。よって第11図に示す回路で積分器を等価的に(II)式になるように構成すれば、本検出器は1～2サイクル以内に定常および過渡誤差を完全になくすることができる。または積分器を用いずに P/ω を直接検出することも、比較的容易であるから、これらの形にするとさらに精度のよい検出器が構成できる。また、PTによる誤差はアイソレーションアンプを用いれば除去できるが、この精度が問題となる。

参考文献

- 1) 計測と制御 トランスデューサ特集 Vol. 12, No. 1, 1973.
- 2) C. E. Johnson, "A guide to torque transducers", Control Engineering, 47-49, AUG, 1973.
- 3) K. Harada and H. Sakamoto, "A new torque transducer with permanent magnet and a ring core", IEEE Transaction on Magnetics, Vol. MAG-12, No. 6, November, 1976.
- 4) K. Oniki et al. "Monitoring of grinding operation by induction motor with torque sensing function", Report of JSME, No. 788-2, 75-77, May, 17, 1979.
- 5) C. Concordia, Synchronous Machines, General Electric Company, 1951, Appendix B.
- 6) A. E. Fitzgerald, Charles Kingsley, Jr. Electric Machinery, McGraw-Hill 1961, Art 5-4, 6-4.
- 7) 岡田敏勝, 上田隆三, 高田茂夫: 三相交流機における電磁トルク検出器, 電気四学会九州支部連合大会論文集 No. 333, 1978年10月.



第11図 初期値を含まない積分器回路