UDC 621.317.39.082.742: 531.768

論 文

53-B 67

誘導発電機形加速度計の動作特性とその改善に関する統一的な考察

正 員 須 藤 二 全 (群馬大)

正 員 関 根 秀 臣 (群馬大)

正 員 水 出 正 一 (群馬高専)

1. ま え が き

2 相誘導速度発電機の励磁巻線に直流電流を供給しドラグカップ形回転子を一定速度で駆動した場合、速度起電力に基づく回転子電流によって出力巻線との鎖交磁束を生ずるが、これは時間的に変化しないので、出力巻線には何ら誘起電圧を生じない。しかしながら回転速度が変動するような場合には、その速度変動に伴って前記鎖交磁束にも変動を生じ、その結果、出力巻線には角速度の時間的変化、すなわち角加速度に比例した電圧が誘起することになる。

このように、2 相誘導速度発電機の 1 相を直流励磁することによって角加速度の検出が可能となることを Frazier 氏⁽¹⁾が指摘して以来、今日まで Kazaryan 氏⁽²⁾をはじめ、Law, Novotny, Ödön, Károly, Burrige, Umamaheswaran 氏ら^{(3)~(5)}によって、過渡特性を中心に動作解析がなされ、それぞれほぼ同様な出力電圧表示式が導かれ、誘導発電機形加速度計の動作特性と応用に関し有益な資料を与えている。

また、筆者らによって定常的な正弦波振動入力についての応答特性が解析され⁽⁶⁾⁽⁷⁾、その改善が検討されている。しかしながら、これらの解析においてはその過渡特性と定常特性とがそれぞれ別個な動作条件の下に論議されており、両者を相互に関連づけるような試みはこれまでなされていない。

すなわち、過渡的な加速度入力についての応答特性に関しては、その代表的な Law, Novotny 氏らの出力電圧表示式⁽³⁾(以後、簡単に Novotny の表示式と呼

ぶ)に見られるように、動作速度の上昇に伴う回転子インピーダンスの増加および回転子電流の位相遅れに基づく出力電圧感度の非直線的低下の問題などが主として論議されている。一方、定常的な正弦波状振動入力に関しては、筆者らの報告に見られるように出力電圧感度が振動振幅を変数とする第 1 種ベッセル関数で示される振幅依存性と振動周波数の高次高調波を含む周波数依存性をもつことをはじめ、これに一定の回転速度が重なりあった場合には、更に振動周波数と回転速度との和および差の項からなる回転速度依存性を生ずることなどが中心的な問題として取扱われている。

また、筆者らの特性改善に関する研究の一環としてなされた周波数依存性の補償法⁽⁹⁾および温度誤差の補償法⁽¹⁰⁾についての報告は、いずれも定常的な正弦波振動入力についての応答特性のみを対象にしたもので、過渡的な加速度入力についての特性改善に適用する場合の問題については触れていない。従って、定常、過渡両特性を含めた応答特性全般の改善について、更に検討することが必要である。

本文では、まず一般的な動作解析によって過渡特性の一般表示式を導き、これに基づいて Novotny の表示式に補正項を導入し、より適用性の広い拡張された Novotny の表示式を導いた。また、定常的な正弦波状振動入力についても、一般式を導くとともに、拡張された Novotny の表示式に対比される基本的出力電圧表示式を示した。

次に、前記拡張された Novotny の表示式ならびに定常特性を表わす基本的出力電圧表示式を用いて、応答特性に及ぼす動作速度の影響を考察し、その速度依存性を除去するのに必要な動作条件を示した。また、このような動作条件の下では演算増幅器を用いた特性補償法が定常特性、過渡特性を通じて統一的に適用され、効果的に動作特性を改善し得ることを理論的ならびに実験的に明らかにした。

A Systematic Investigation Concerned with Performance Characteristics and its Improvement on the Induction Generator Type Accelerometer. Tsugumasa Suiō, Member, Hideomi Sekine, Member, (Faculty of Engineering, Gunma University) & Masakazu Mizuide, Member (Gunma Technical College).

須藤二全：正員，群馬大学工学部電気工学科

関根秀臣：正員，群馬大学工学部電気工学科

水出正一：正員，群馬工業高等専門学校電気工学科

2. 動作特性の解析

解析に際し、ここでは第1図に示すように加速度計の回転子上に1ターンの仮想コイルを想定し、その有効軸長および半径を l, r とし、回転子周辺の磁束密度 B_0 は正弦波状に分布するものと仮定した。

〈2・1〉 過渡特性の解析 いま、静止状態にある回転子を $\alpha(t)$ なる任意の角加速度で駆動した場合、上記仮想コイルに誘起する速度起電力 $e(t)$ は、その角速度を $\omega(t)$ とすれば

$$e(t) = 2B_m l r \omega(t) \sin \theta_i(t) \quad \dots\dots\dots (1)$$

ここに、

$$\left. \begin{aligned} \theta_i(t) &= \theta_0 + \theta(t), \quad \theta(t) = \int \omega(t) dt \\ \omega(t) &= \int \alpha(t) dt, \quad B_0 = B_m \sin \theta_i(t) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2)$$

となり、仮想コイルの抵抗を R 、自己インダクタンスを L とすれば、

$$L \frac{di(t)}{dt} + Ri(t) = e(t) \quad \dots\dots\dots (3)$$

なる関係が成立し、仮想コイルを流れる電流は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} i(t) &= (2B_m l r / L) \varepsilon^{-t/T} \int \varepsilon^{t'/T} \omega(t') \\ &\quad \times \sin \{\theta_0 + \theta(t')\} dt' \quad \dots\dots\dots (4) \end{aligned}$$

但し、 $T = L/R$

ここで、仮想コイル周辺の磁気抵抗を $\mathcal{R}$ とすれば、仮想コイル面に直角に生ずる磁束 $\phi(t)$ の出力巻線軸方向の成分 $\phi(t)$ は

$$\phi(t) = \{i(t)/\mathcal{R}\} \sin \{\theta_0 + \theta(t)\} \quad \dots\dots\dots (5)$$

となり、回転子全体の仮想コイル数を N 、出力巻線の実効巻数を $\varepsilon_0 W_0$ とすれば、加速度計の出力電圧 $e_0(t)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} e_0(t) &= -\varepsilon_0 W_0 (N/\pi) \frac{d}{dt} \left[\int_0^\pi \{i(t)/\mathcal{R}\} \right. \\ &\quad \left. \times \sin \{\theta_0 + \theta(t)\} d\theta_0 \right] \quad \dots\dots\dots (6) \end{aligned}$$

Fig. 1. Elementary model of the accelerometer.

(4), (6)式より出力電圧 $e_0(t)$ を計算すれば、(付1)式に示すような任意の角加速度入力 $\alpha(t)$ についての一般的な出力電圧表示式が得られる。

ここで、Novotny の表示式の導出過程を考察するため次の(a), (b)に示すような動作条件を $\omega(t)$ に仮定すれば、(4), (6)式より各場合における仮想コイル電流 $i(t)$ 、出力電圧 $e_0(t)$ は次のように示される。

(a) $d\{\omega(t)\}/dt \ll \alpha[\varepsilon^{t'/T} \sin \{\theta_0 + \theta(t')\}]/dt$ の場合
これは加速度入力に十分小さい場合に相当し、(4)式の時間積分において $\omega(t)$ なる項を定数のようにみなして取扱えば、

$$\begin{aligned} i(t) &\simeq \left(\frac{2B_m l r}{L} \right) \varepsilon^{-t/T} \left\{ \int \varepsilon^{t'/T} \sin \{\theta_0 \right. \\ &\quad \left. + \theta(t')\} dt' \right\} \omega(t) \quad \dots\dots\dots (7) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= \left(\frac{2B_m l r}{L} \right) \frac{\omega(t) T}{\sqrt{1 + \{\omega(t) T\}^2}} \\ &\quad \times \sin \{\theta_0 + \theta(t) - \varphi(t)\} \quad \dots\dots\dots (8) \end{aligned}$$

$$e_0(t) = \left(\frac{K}{L_r} \right) T \frac{1 - \{\omega(t) T\}^2}{[1 + \{\omega(t) T\}^2]^2} \frac{d\omega(t)}{dt} \quad (9)$$

但し、

$$\left. \begin{aligned} \varphi(t) &= \tan^{-1} \{\omega(t) T\} \\ K &= B_m l r \varepsilon_0 W_0 / \mathcal{R} \\ L_r &= L/N, \quad R_r = R/N \\ T &= L_r / R_r \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (10)$$

(b) $d\{\sin \{\theta_0 + \theta(t)\}\}/dt \ll d\{\varepsilon^{t'/T} \omega(t')\}/dt$ の場合
これは動作速度 $\omega(t)$ が十分小さく、従って $\omega(t)$ を時間積分した回転角 $\theta(t)$ の時間的な変化も十分小さい場合に相当し、(4)式の時間積分において $\sin \{\theta_0 + \theta(t)\}$ なる項を定数のようにみなして取扱えば

$$\begin{aligned} i(t) &\simeq \left(\frac{2B_m l r}{L} \right) \varepsilon^{-t/T} \left\{ \int \varepsilon^{t'/T} \omega(t') dt' \right. \\ &\quad \left. \times \sin \{\theta_0 + \theta(t)\} \right\} \quad \dots\dots\dots (11) \end{aligned}$$

$$e_0(t) = \left(\frac{K}{L_r} \right) \varepsilon^{-t/T} \int \varepsilon^{t'/T} \alpha(t') dt' \quad \dots\dots\dots (12)$$

となる。

上記(9)式は $K \equiv -M^2 I$ とおくことにより、Novotny の表示式⁽³⁾と一致する。なお、この表示式においては $\omega(t)$ の時間的な変化に基づいて回転子回路のインダクタンスに生ずる誘起電圧の影響が考慮されていない。従って回転子回路の電気的時定数に基づく応答遅れも無視されることになるので、その適用範囲もかなり制限されたものとなる。これまで、Novotny の表示式と正弦波振動入力についての表示式との関連が見いだし得ないのも上記の理由によるものと考えられ、これが統一的な特性補償法の考察に際して一つの障害

になっている。

〈2・2〉 Novotny の表示式の拡張 次に, Novotny の表示式に補正を施すことにより, より一般的な Novotny の表示式に拡張することを試みた。

(9)式で示された Novotny の表示式において, 応答初期の十分に加速されていない状態を考えれば, $\omega(t)T \ll 1$ とみなせるので, その出力電圧 $e_0(t)$ は

$$e_0(t) \approx (K/L_r) T \{d\omega(t)/dt\} \dots\dots\dots (13)$$

となる。一方, このような状態においては〈2・1〉節の(b)の条件が成立するので, より正確な出力電圧の表示式は(12)式で与えられることになる。(13)式が(12)式と同一結果を示すためには, 次の対応関係が成立することが必要である。

$$\left\{ \frac{d\omega(t)}{dt} \right\} \equiv \frac{1}{T} \varepsilon^{-t/T} \int \varepsilon^{t/T} \alpha(t) dt \dots\dots\dots (14)$$

すなわち, 機械的な角加速度入力項 $\alpha(t)$ に(14)式の右辺に示された演算を施したものを Novotny の表示式における加速度項 $\{d\omega(t)/dt\}$ に適用することによってその導出過程において無視された回転子回路の電気的時定数に基づく応答遅れが考慮された, より一般的な Novotny の表示式に拡張される。ここで, 取扱いを容易にするため(9)式で示された, Novotny の式における $\omega(t)$ を $\Omega(t)$ に置換えれば, 拡張された Novotny の表示式は次のように示される。

$$\left. \begin{aligned} e_0(t) &= \left(\frac{K}{L_r} \right) T \frac{1 - \{\Omega(t)T\}^2}{[1 + \{\Omega(t)T\}^2]^2} \frac{d\Omega(t)}{dt} \\ \frac{d\Omega(t)}{dt} &= \frac{1}{T} \varepsilon^{-t/T} \int \varepsilon^{t/T} \alpha(t) dt \\ \Omega(t) &= \frac{1}{T} \varepsilon^{-t/T} \int \varepsilon^{t/T} \omega(t) dt \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (15)$$

上記の拡張された Novotny の表示式の妥当性を確かめるためにステップ入力についての特性計算を行ない(9)式で示した Novotny の表示式および(付1)式の一般表示式を用いた場合と比較して第2図に示した。図に見られるように, 拡張された Novotny の表示式による計算結果は一般表示式を用いた結果と極めてよく一致し, Novotny の表示式に比べて応答特性の計算に一層優れた適用性をもつことが確められた。

〈2・3〉 定常特性の解析 ここでは定常的な正弦波振動入力について, これまで明らかにされていない最も一般的な出力電圧表示式を導き, 次に入力振動振幅に制限を設けることにより拡張された Novotny の表示式に対比される基本的出力電圧表示式を示した。

過渡特性のときと同様, 第1図を参照し仮想コイルの瞬時的な角度位置を $\theta_i(t)$, 角速度を $\omega(t)$, その誘起電圧を $e(t)$ とすれば, 次のように示される。

第2図 拡張された Novotny の表示式によるステップ応答の計算結果と一般表示式および Novotny の表示式による結果との比較

Fig. 2. Comparisons of calculated results of the step response by means of a developed Novotny's expression with the results of a general expression and Novotny's expression.

$$\left. \begin{aligned} \theta_i(t) &= \theta_0 + \omega_0 t + \theta_m \sin \omega_i t \\ \omega(t) &= \omega_0 + \omega_i \theta_m \cos \omega_i t \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (16)$$

$$e(t) = 2B_m l r \{ \omega_0 + \omega_i \theta_m \cos \omega_i t \} \sin \{ \theta_0 + \omega_0 t + \theta_m \sin \omega_i t \} \dots\dots\dots (17)$$

$$\begin{aligned} &= B_m l r \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\theta_m) [2\omega_0 \sin \{ (\omega_0 + n\omega_i)t + \theta_0 \} + \omega_i \theta_m \{ \sin \{ \omega_0 + (n+1)\omega_i t + \theta_0 \} + \sin \{ \omega_0 + (n-1)\omega_i t + \theta_0 \} \}] \dots\dots\dots (18) \end{aligned}$$

但し, $J_n(\theta_m)$ は第1種第 n 次のベッセル関数を示す。従って, 仮想コイルを流れる電流の定常値は,

$$\begin{aligned} i(t) &= B_m l r \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\theta_m) \\ &\times \left(\frac{2\omega_0}{\sqrt{R^2 + \{(\omega_0 + n\omega_i)L\}^2}} \right. \\ &\times \sin \{ (\omega_0 + n\omega_i)t + \theta_0 - \varphi_{n0} \} \\ &+ \frac{\omega_i \theta_m}{\sqrt{R^2 + \{ \omega_0 + (n+1)\omega_i \} L \}^2}} \\ &\times \sin \{ \omega_0 + (n+1)\omega_i t + \theta_0 - \varphi_{n1} \} \\ &+ \frac{\omega_i \theta_m}{\sqrt{R^2 + \{ \omega_0 + (n-1)\omega_i \} L \}^2}} \\ &\times \sin \{ \omega_0 + (n-1)\omega_i t + \theta_0 - \varphi_{n2} \} \left. \right) \dots\dots\dots (19) \end{aligned}$$

ここに,

$$\left. \begin{aligned} \varphi_{n0} &= \tan^{-1}\{(\omega_0 + n\omega_i)T\} \\ \varphi_{n1} &= \tan^{-1}\{(\omega_0 + (n+1)\omega_i)T\} \\ \varphi_{n2} &= \tan^{-1}\{(\omega_0 + (n-1)\omega_i)T\} \end{aligned} \right\} \dots\dots (20)$$

となり、これを(6)式に適用して出力電圧を計算すれば、(付2)式に示すような正弦波振動入力についての出力電圧の一般式が得られる。すなわち、加速度計の出力電圧は一般に入力振動幅を変数とする第一種ベッセル関数の無限級数に展開され、その各項は振動周波数とその高調波成分および回転速度が組合わされた複雑な周波数特性をもつことが示されている。

しかしながら、筆者らが先に報告⁽⁶⁾⁽⁷⁾したように入力の振動振幅 θ_m を制限し、これを 0.2rad 以下に選んだ場合には、上記第1種ベッセル関数の各項は

$$\begin{aligned} J_1(\theta_m) &= J_2(\theta_m) = \dots\dots = J_l(\theta_m) \\ &= J_n(\theta_m) \approx 0, \quad J_0(\theta_m) \approx 1 \end{aligned}$$

とみなすことができ、(付2)の一般式は次のように簡易化される。

$$\begin{aligned} e_0(t) &\approx \frac{K\omega_i^2\theta_m}{2} \left[\frac{\sin(\omega_i t - \varphi_1)}{\sqrt{R_r^2 + \{(\omega_0 + \omega_i)L_r\}^2}} \right. \\ &\quad \left. + \frac{\sin(\omega_i t + \varphi_2)}{\sqrt{R_r^2 + \{(\omega_0 - \omega_i)L_r\}^2}} \right] \dots\dots (21) \end{aligned}$$

ここに、

$$\varphi_1 = \tan^{-1}\{(\omega_0 + \omega_i)T\}, \quad \varphi_2 = \tan^{-1}\{(\omega_0 - \omega_i)T\}$$

上記(21)式を複素量で表わせば、

$$\begin{aligned} \dot{E}_0 &= \frac{K}{2} \left[\frac{1}{R_r + j(\omega_i + \omega_0)L_r} \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{R_r + j(\omega_i - \omega_0)L_r} \right] \dot{\alpha} \dots\dots (22) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= \frac{\{1 - (\omega_i T)^2\} + j2\omega_i T}{[1 - \{(\omega_i T)^2 - (\omega_0 T)^2\}] + j2\omega_i T} \\ &\quad \times \left[\frac{K/R_r}{1 + j\omega_i T} \right] \dot{\alpha} \dots\dots (23) \end{aligned}$$

$$= F_1 G(j\omega_i) \dot{\alpha} \dots\dots (24)$$

ここに、

$$\begin{aligned} \dot{\alpha} &= \omega_i^2 \theta_m \varepsilon^{j\omega_i t} \\ G(j\omega_i) &= (K/R_r) / (1 + j2\omega_i T) \end{aligned} \dots\dots (25)$$

$$F_1 = \frac{\{1 - (\omega_i T)^2\} + j2\omega_i T}{[1 - \{(\omega_i T)^2 - (\omega_0 T)^2\}] + j2\omega_i T} \dots\dots (26)$$

となる。(22)、(23)式は振動振幅に制限 ($\theta_m < 0.2\text{rad}$) を設けた場合、回転速度の影響を考慮した定常特性を表わす基本的表示式である。

3. 動作特性の考察

ここでは、(15)式の拡張された Novotny の表示式と、上記(23)式の定常特性を表わす基本的表示式とを

用いて動作特性を考察した。

〈3・1〉 過度特性の考察 拡張された Novotny の表示式における速度依存項 F_2 は(15)式より次のように表わされる。

$$F_2 = \frac{1 - \{\Omega(t)T\}^2}{[1 + \{\Omega(t)T\}^2]^2} \dots\dots (27)$$

(27)式において、動作速度 $\Omega(t)$ が十分に立上らない初期の状態においては $\{\Omega(t)T\}^2 \ll 1$ なる条件が満足されるので、(27)式において $F_2 \approx 1$ となり、動作速度の影響は無視されるが、時間の経過とともに $\Omega(t)$ が増大し、上記の条件が成立せず出力電圧感度が低下する結果となる。従って動作速度の影響を除くためには、測定対象となる回転体の最高動作速度 $\Omega(t)_{\max} \equiv \Omega_{0m}$ と加速度計回転子の電気的定数 T との積が

$$(\Omega_{0m}T)^2 \ll 1 \text{ rad}^2 \dots\dots (28)$$

なる関係を満足することが必要である。

次に、上記の条件を具体的に示すために、 $\Omega_{0m}T$ が 0.1, 0.07, 0.05rad なる場合の速度依存項 F_2 を(27)式により算定すると、それぞれ 0.970, 0.985, 0.993 となり、3% の誤差を許容すれば(28)式の条件は次のように表わされる。

$$\Omega_{0m}T \leq 0.1 \text{ rad} \dots\dots (29)$$

すなわち(29)式の条件が成立する場合には、(15)式に示した拡張された Novotny の表示式は次のように書改められる。

$$e_0(t) = \left(\frac{K}{R_r} \right) \left(\frac{1}{T} \right) \varepsilon^{-t/T} \int \varepsilon^{t'/T} \alpha(t) dt \dots (30)$$

初期値をゼロとして(30)式をラプラス変換すれば次式が得られる。

$$E_0(s) = \left(\frac{K/R_r}{1 + Ts} \right) \alpha(s) \dots\dots (31)$$

ここに、

$$E_0(s) = \mathcal{L}\{e_0(t)\}, \quad \alpha(s) = \mathcal{L}\{\alpha(t)\}$$

すなわち、 $\Omega_{0m}T \leq 0.1 \text{ rad}$ なる動作条件の下では一次遅れの表示式となる。

〈3・2〉 定常特性の考察 正弦波状振動入力に関する出力電圧の速度依存項 F_1 は、(26)式に示されるように入力振動周波数 ω_i と回転速度 ω_0 との間に

$$\omega_i^2 \gg \omega_0^2 \dots\dots (32)$$

なる関係が成立するか、あるいは回転速度 ω_0 と回転子の電気的時定数 T との積が

$$(\omega_0 T)^2 \ll 1 \text{ rad}^2 \dots\dots (33)$$

の関係を満足する場合には $F_1 \approx 1$ となり、出力電圧の速度依存性は除かれる。しかしながら(32)式の条件は特定の振動入力についてのみ成立する関係であるので、ここでは回転子速度 ω_0 と回転子の電気的時定数

T によって定まる (33) 式の条件について考察する。(33) 式の条件は、前記過渡特性の考察で示された (28) 式と全く同一の内容を示すものであり、従って定常特性の場合についても過渡特性の場合と同じ動作条件、すなわち最高回転速度 ω_{om} と電気的時定数 T について

$$\omega_{om} T \leq 0.1 \text{ rad} \quad \dots\dots\dots (34)$$

なる関係が満足される場合について、その速度依存性を考察した。なお、(34) 式に示された時定数 T としては通常の加速度計における値を考慮して、2, 1, 0.5, 0.3, 0.1 ms の五通りに選び、各場合について (34) 式が成立するような下記の組合せについて検討した。

$$\begin{aligned} & \text{(i)} \begin{cases} T=2 \text{ ms} \\ \omega_{om}=50 \text{ rad/s} \end{cases} \quad \text{(ii)} \begin{cases} T=1 \text{ ms} \\ \omega_{om}=100 \text{ rad/s} \end{cases} \\ & \text{(iii)} \begin{cases} T=0.5 \text{ ms} \\ \omega_{om}=200 \text{ rad/s} \end{cases} \quad \text{(iv)} \begin{cases} T=0.3 \text{ ms} \\ \omega_{om}=1,000/3 \text{ rad/s} \end{cases} \\ & \text{(v)} \begin{cases} T=0.1 \text{ ms} \\ \omega_{om}=1,000 \text{ rad/s} \end{cases} \end{aligned}$$

また、定常特性における速度依存性は (26) 式に見られるように入力振動周波数 ω_i によっても影響されるので、 ω_i をパラメータとして選ぶことが必要となるが、ここでは実際上の問題を考慮し振動周波数 ω_i として

(1) 回転子の静的不釣合やカップリング不良などによって生ずる回転子の 1 回転あたり 1 ないし 2 回の割合で生ずる振動、すなわち $\omega_i = \omega_{om}, 2\omega_{om}$ の場合。

(2) 2 相サーボモータやコンデンサモータなどにおける静止時や不平衡運転時に生ずる電源周波数 50 Hz およびその 2 倍の周波数成分、すなわち $\omega_i = 100\pi, 200\pi \text{ rad/s}$ の場合。

(3) 回転子軸におけるねじり振動などに基づく比較的高い周波数成分に相当する $\omega_i = 1,000\pi, 2,000\pi \text{ rad/s}$ の場合。

について、それぞれ (26) 式により速度依存項 F_1 の大きさおよび位相角の計算を行なった。速度依存項 F_1 についての計算結果は (i) ~ (v) の組合せにおけるいずれの場合も $|F_1|$ は誤差 1% 以下、 $\angle F_1$ は 0.37°

第 1 表 速度依存項 F_1 の計算例
Table 1. Numerical examples of F_1 .

振動角周波数 ω_i (rad/s)	$T_0=1 \text{ ms}$ $\omega_{om}=100 \text{ rad/s}$		$T_0=0.1 \text{ ms}$ $\omega_{om}=1,000 \text{ rad/s}$	
	$ F_1 $	$\angle F_1$	$ F_1 $	$\angle F_1$
ω_{om}	0.990	0.111	0.990	0.111
$2\omega_{om}$	0.991	0.210	0.991	0.210
100π	0.993	0.296	0.990	0.036
200π	0.997	0.369	0.990	0.071
$1,000\pi$	1.001	0.030	0.993	0.296
$2,000\pi$	1.000	0.004	0.997	0.369

$\omega_{om} T_0 = 0.1 \text{ rad}$

以下の誤差範囲で、 $F_1=1$ と一致することが確かめられた。上記計算結果のうち、(ii), (v) の場合を第 1 表に示した。

すなわち、定常特性においても (34) 式の条件が満足される場合には、その速度依存性が無視され、(23) 式は次のように簡明な表示式となる。

$$\dot{E}_0 = \left(\frac{K/R_r}{1+j\omega_i T} \right) \dot{\alpha} \quad \dots\dots\dots (35)$$

この (35) 式は一次遅れの表示式であり、過渡特性における (31) 式と全く同形で、 $s=j\omega_i$ とおくことにより、両者は一致する。

4. 特性補償法の考察

以上に述べた動作特性の考察に基づいて、ここでは $\theta_m \leq 0.2 \text{ rad}$, $\Omega_{om} T = \omega_{om} T \leq 0.1 \text{ rad} \dots\dots\dots (36)$ なる動作条件の下に定常、過渡両特性に共通に適用される特性補償法について考察する。

ここに述べる演算増幅器を利用した加速度計の特性補償法は、筆者らによって初めて試みられたもので、これまで改善し得なかったドラッグカップ回転子の電気的時定数に基づく出力電圧の一次遅れの特性を、一次進みの特性を付与した演算増幅器を出力巻線に接続することによって補償し、出力電圧感度の周波数依存性を除去することを意図したものであり、特性改善に効果的であることは先の報告^{(9),(10)}に見られるとおりである。しかしながら上記の報告においては、非反転形の演算増幅器を利用した補償回路を周波数特性の改善に用いているために、補償回路の構成上、温度誤差も含めての補償が不可能となり、周波数補償用のほかにもう 1 個の利得補償用演算増幅器を用いて温度誤差を改善する方法を採っている。このために、2 個のサーミスタ素子を含む演算増幅器についてそれぞれ調整を必要とするなどの欠点をもっている。

本文では、1 個の反転形演算増幅器を用いて周波数特性と温度誤差とを同時に改善し得る、より効果的な特性補償法について考察する。

いま、加速度計における回転子導体の抵抗の温度係数を γ とし、ここではその動作温度範囲を基準温度を中心に $\pm 25^\circ\text{C}$ 程度にとれば回転子抵抗 R_r および回転子の電気的時定数 T は次のように示される。

$$\begin{aligned} R_r &\simeq R_{r0} \{1 - \gamma (\theta - \theta_0)\} \\ T &\simeq T_0 \{1 - \gamma (\theta - \theta_0)\} \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (37)$$

ここに、 R_{r0} , T_0 は基準温度 θ_0 における回転子抵抗および回転子の電気的時定数を表わす。

補償特性を考察する出力電圧表示式としては、過渡特性を示す (31) 式、あるいは定常特性を表わす (35) 式

のいずれでもよいが、ここでは(35)式を用いることに
して、これに(37)式の関係を採用すれば、

$$\dot{E}_0 = \frac{K}{[R_{r0}/\{1-\gamma(\Theta-\Theta_0)\}]} * \frac{\dot{\alpha}}{[1+j\omega_i T_0\{1-\gamma(\Theta-\Theta_0)\}]} \dots\dots (38)$$

となる。上記出力電圧の周波数特性および温度誤差の補償に、第3図に示す反転形演算増幅器を適用する場合を考える。図において、出力巻線に接続された抵抗

R_1 およびコンデンサ C_1 は演算増幅器の入力インピーダンス $\dot{Z}_i$ を形成し、また抵抗 R_2 はそのフィードバックインピーダンス $\dot{Z}_f$ を形成する。また、抵抗 R_1 には負の温度係数 δ をもつサーミスタ素子を用い、これを次のように表わす。

$$R_1 = R_{10}\{1-\delta(\Theta-\Theta_0)\} \dots\dots\dots (39)$$

ここに、 R_{10} は基準温度 Θ_0 における R_1 の抵抗値を示す。いま、演算増幅器の入力電圧を $\dot{E}_0$ とし、その増幅度 A が十分大きいとすれば演算増幅器の出力電圧 $\dot{E}_{op}$ は

$$\begin{aligned} E_{op} &= -(\dot{Z}_f/\dot{Z}_i) \dot{E}_0 \\ &= -\frac{R_2[1+j\omega_i C_1 R_{10}\{1-\delta(\Theta-\Theta_0)\}]}{R_{10}\{1-\delta(\Theta-\Theta_0)\}} \dot{E}_0 \end{aligned} \dots\dots\dots (40)$$

となる。(38)式の $\dot{E}_0$ を(40)式に代入すれば、前記演算増幅器を適用した場合の加速度計出力電圧 $\dot{E}_{op}$ が得られる。

$$\begin{aligned} \dot{E}_{op} &= -\frac{R_2[1+j\omega_i C_1 R_{10}\{1-\delta(\Theta-\Theta_0)\}]}{R_{10}\{1-\delta(\Theta-\Theta_0)\}} \\ &\quad \times \frac{K}{[R_{r0}/\{1-\gamma(\Theta-\Theta_0)\}]} * \frac{\dot{\alpha}}{[1+j\omega_i T_0\{1-\gamma(\Theta-\Theta_0)\}]} \dots\dots (41) \end{aligned}$$

上記(41)式において、出力電圧 $\dot{E}_{op}$ が振動周波数 ω_i および動作温度 Θ に無関係となるためには、その構成要素間に次の関係が成立することが必要である。

$$\delta = \gamma, \quad C_1 R_{10} = T_0 \dots\dots\dots (42)$$

すなわち、サーミスタ素子 R_1 の温度係数 δ が回転子

Fig. 3. Schematic diagram of a compensation network by means of an inverted operational amplifier containing a thermistor.

第4図 サーミスタを含む反転形演算増幅器にバッファ増幅器を前置した補償回路の概要

Fig. 4. Schematic diagram of a compensation network pre-set a buffer amplifier on an inverted operational amplifier containing a thermistor.

導体の温度係数 γ に等しく、補償回路における一次進み時定数 $C_1 R_{10}$ が回転子の電気的時定数 T_0 に等しくなるように選定すれば、出力電圧の周波数特性および温度誤差は完全に除去されることになり、出力電圧 $\dot{E}_{op}$ は次のように示される。

$$\dot{E}_{op} = -K\{R_2/(R_{10}R_{r0})\} \dot{\alpha} \dots\dots\dots (43)$$

上記解析結果はそのまま過渡特性にも適用されるもので、両特性を通じて効果的な特性改善が可能であることが示された。また、上記の補償回路はサーミスタ素子を含む1個の反転形演算増幅器によって、出力電圧の周波数特性および温度誤差とともに改善し得る点が一の報告⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾に比べて優れており、調整面から言ってもより有利な方法と考えられる。なお、加速度計における回転子の温度上昇は、回転子自体の発熱によるよりも外部からの加熱による影響のほうが一般に大きいと考えられるので、出力電圧の温度誤差の補償に際してはドラッグカップ回転子に接近した鉄心部にサーミスタ素子を配置するようにして、回転子との温度差をできるだけ小さくするように配慮することが望ましい。

また、反転形演算増幅器を用いた補償回路における一つの問題点は演算増幅器の入力インピーダンス $\dot{Z}_i$ が加速度計の出力インピーダンスに比べて十分高い値でないと負荷効果を生じやすいことである。このような問題を避け、補償回路の一次進みの時定数を決定する C_1, R_1 の選定の自由度を増すためには、第4図に示すようにその前段にバッファ増幅器を用いると好都合である。また、このように構成した場合には R_4/R_3 の比を大きく選ぶことにより、同時に十分な増幅度も得られる利点がある。

5. 特性補償法の実験結果

ここでは、定常特性と過渡特性の両者について、前記反転形演算増幅器を用いた補償法を適用し実験を行った結果について述べる。

〈5・1〉 定常特性についての実験結果

加速度計の回転子に振動入力を与える正弦波励振装置としては既報⁽⁶⁾⁽⁷⁾と同様2相サーボモータを用い、その1相を直流励磁、他の1相を交流励磁する方法を用いて回転子軸に交流励磁の周波数と同一の正弦波振動を発生させ、回転子軸上に接着した小円鏡とランプスケールとによりその振動角を読取る方法を用いた。なおここでは基準温度を50°Cに設定し、第4図に示す構成の補償回路を用い、サーミスタを含む抵抗素子 R_1 およびコンデンサ C_1 が50°Cにおいて、それぞれ(42)式の関係を満足するように調整した。すなわち、供試機Aについては $C_1 R_1 = 1.8\text{ms}$ 、供試機Bの場合は $C_1 R_1 = 0.7\text{ms}$ に選び、その他の抵抗素子は $R_2 = R_{10}$ 、 $R_3 = R_4$ のように選定して実験した。

実験結果は第5図および第6図に見られるように、補償前に示された出力電圧感度の周波数特性ならびに温度誤差は先の報告⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾と同様、特性補償法の適用により著しく改善され、実用上十分な補償効果が示され

第5図 出力電圧感度の周波数補償についての実験結果

Fig. 5. Experimental results of a compensation for frequency characteristics of an output voltage sensitivity.

第6図 出力電圧感度の温度補償についての実験結果

Fig. 6. Experimental results of a compensation for temperature characteristics of an output voltage sensitivity.

第7図 過渡特性測定用実験装置の概要

Fig. 7. Schematic diagram of an experimental apparatus applied to a measurement of a transient characteristics on the accelerometer.

た。なお、ここでは補償前および補償後における特性の比較を容易にするため、第4図におけるバッファ増幅器の出力端子2-2'間に発生する電圧 E_o' を補償前の出力電圧として用いている。

〈5・2〉 過渡特性についての実験結果

加速度計の回転子を駆動する過渡的な角加速度の発生には、第7図に示すような駆動用モータと電磁クラッチからなる加速度発生装置を用い、クラッチ接続時に生ずる近似ランプ状の角加速度を用いて実験を行なった。

すなわち、実験の手順として、まず駆動モータにより電磁クラッチの駆動軸を一定の回転速度(500rpm)に、クラッチの負荷軸を静止状態に保持する。次に、電磁クラッチを接続し、始動時に負荷軸に生ずる近似ランプ状の角加速度を入力として、基準温度(50°C)に保たれた供試加速度計B($T_0=0.7\text{ms}$)を駆動し、クラッチの接続直後における出力電圧の立上がり特性を特性補償法の適用前および適用後について、それぞれ2現象のメモリ・スコープを用いて観測した。

本実験においては、その最高動作速度 Ω_{0m} が500rpmであるから $\Omega_{0m} T_0 = 0.037\text{rad}$ となり、前記(29)式の条件 $\Omega_{0m} T_0 \leq 0.1\text{rad}$ が十分満足されることになり、過渡特性に及ぼす動作速度の影響は無視されるので、その過渡特性は単純な一次遅れの特性を示すものと考えられる。なお、第7図に示された補償回路には先の定常特性の補償に使用した回路をそのまま適用した。

第8図は上記の実験における出力電圧の立上がり特性を補償前、補償後について写真撮影した結果を示したものである。(a)は補償後の結果を、(b)は補償前の特性を示している。同図に見られるように、補償前の特性(b)は補償後の特性(a)に比べて回転子の電気的時定数 T_0 (0.7ms)に相当する0.6ms程度の応答遅れを生じていることが観察される。これは補償回路の適用によって出力電圧の応答遅れが改善されたことを

(a) 補償後の過渡特性
(b) 補償前の過渡特性
動作開始時刻: t_1
スケールファクタ: Y 軸: 50 mV/div, 161 (rad/s²)/div
X 軸: 0.5 ms/div
加速度計の時定数: 0.7 ms

第 8 図 加速度計出力電圧の過渡的な時間遅れの改善

Fig. 8. Improvements of a transient time lag on the accelerometer output voltage.

示すもので、上記の特性補償法により定常、過渡両特性を統一的に改善し得ることが明らかにされた。

6. む す び

以上述べた統一的な考察により次の結果を得た。

(1) 一般的な解析に基づき Novotny の表示式を拡張し、より一般性に富む出力電圧表示式を導いた。

また、定常、過渡両特性について、それぞれ詳細な特性計算が可能な出力電圧の一般表示式を示した。

(2) 振動入力に回転子速度が重なり合った場合の出力電圧表示式に速度依存項を設定することにより、回転速度の影響をより明確に取扱得る基本的表示式を示した。

(3) $\omega_m T = \Omega_{0m} T \leq 0.1 \text{ rad}$ なる条件が成立する場合、速度依存性は除去され、定常特性、過渡特性とも一次遅れとみなすことができ、両特性を通じて統一的に特性補償が適用され、効果的に動作特性を改善し得ることを与えた。

(4) 周波数特性、温度誤差とともに補償するにはこれまでサーミスタを含む演算増幅器 2 個を必要としそれぞれについて複雑な調整を要したが、これをサーミスタを含む演算増幅器 1 個で改善することのできる、より優れた特性補償法を新たに提案した。

(昭和 52 年 9 月 22 日受付, 同 53 年 1 月 24 日再受付)

文 献

- (1) R. H. Frazier: "Analysis of the Drag-Cup AC Tachometer by Means of 2-Phase Symmetrical Component", *Amer. Inst. Elect. Engers. Trans.* **70**, 1844 (1951)
- (2) S. T. Kazaryan: "Induction Tachometer as an Angular Acceleration Transducer", *Automation and Remote Control* **20**, 646 (1959)
- (3) J. Law, Jr. & D. W. Novotny: "The Two-phase Accelerometer", *IEEE Trans. Power Apparatus Syst.* **PAS-83**, 6, 614 (1964)

- (4) L. Ödön u N. Károly: "Serleges forgórészű aszinkron gép szöggyorsulás mérő üzemmódjának vizsgálata", *Elektrotechnika*, **62**, 446 (1968)
- (5) R. E. Burridge & V. S. Umamaheswaran: "Accelerometer Characteristics of a Drag-Cup Induction Machine", *IEEE Trans. Power Apparatus Syst.* **PAS-87**, 1603 (1968)
- (6) 須藤, 他: 「二相誘導電動機形加速度計の基礎特性の検討」
制御工学 **11**, 6, 308 (昭 42)
- (7) 須藤・篠宮: 「2 相誘導電動機形加速度計の加速度応答特性におよぼす回転速度の影響」計測自動制御学会論文集, **7**, 3, 211 (昭 46)
- (8) 須藤, 他: 「2 相誘導電動機形加速度計の過渡応答の解析」計測自動制御学会論文集 **9**, 2, 246 (昭 48)
- (9) 篠宮: 「2 相誘導電動機形加速度計の応答特性の一改善法」電学論 **95**, 3411 (昭 50-4)
- (10) 篠宮: 「2 相誘導電動機形加速度計の温度誤差とその補償」電学論 **96**, 341 (昭 51-7)

付 録

I. 任意の角加速度入力 α についての一般的な出力電圧表示式

$$e_0(t) = \left(\frac{K}{L_r} \right) \left(\frac{1}{T} \right) \left[\omega(t) T - \sqrt{1 + \{\omega(t) T\}^2} \right. \\ \times e^{-t/T} \left[\int_0^{t/T} e^{t'/T} \omega(t') \cos \theta(t') dt' \right] \\ \times \cos \{ \theta(t) - \varphi(t) \} + \left\{ e^{t/T} \omega(t) \right. \\ \times \sin \theta(t) dt \} \sin \{ \theta(t) - \varphi(t) \} \left. \right] \quad \text{..... (付 1)}$$

但し, $K = B_m l r \varepsilon_0 W_0 / R$, $\varphi(t) = \tan^{-1} \{ \omega(t) T \}$

$$L_r = L / N, R_r = R / N, T = L_r / R_r$$

II. 正弦波振動入力についての一般的な出力電圧表示式

$$e_0(t) = K \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} J_{nl}(\theta_m) \\ \times \left[\frac{(n-l) \omega_0 \omega_i}{\sqrt{R_r^2 + \{(\omega_0 + n \omega_i) L_r\}^2}} \right. \\ \times \sin \{ (n-l) \omega_i t - \varphi_{n0} \} \\ + \frac{(n-l+1) (\omega_i^2 \theta_m / 2)}{\sqrt{R_r^2 + \{ \omega_0 + (n+1) \omega_i \} L_r^2}} \\ \times \sin \{ (n-l+1) \omega_i t - \varphi_{n1} \} \\ + \frac{(n-l-1) (\omega_i^2 \theta_m / 2)}{\sqrt{R_r^2 + \{ \omega_0 + (n-1) \omega_i \} L_r^2}} \\ \times \sin \{ (n-l-1) \omega_i t - \varphi_{n2} \} \left. \right] \dots \text{(付 2)}$$

但し,

$$J_{nl}(\theta_m) = J_n(\theta_n) J_l(\theta_m)$$

$$\varphi_{n0} = \tan^{-1} \{ (\omega_0 + n \omega_i) T \}$$

$$\varphi_{n1} = \tan^{-1} \{ \omega_0 + (n+1) \omega_i \} T$$

$$\varphi_{n2} = \tan^{-1} \{ \omega_0 + (n-1) \omega_i \} T$$