UDC 621.313.84:531.77.082.7.083.6

論文

53-B 84

ステップモータの乱調の精密測定法

正員 下谷和久 (東工大)

正員 片岡昭雄 (東工大)

1. まえがき

ステップモータは周知のように入力パルスが加わると一定の角度ずつ回転する電動機で、数値制御用電動機として広く使用されているが、電動機固有の乱調現象が生じ、これが大きいと電動機の運転上誤動作の原因となるばかりでなく加工物の仕上りにも悪影響を及ぼす。特に低速時ではステップモータの巻線電流が方形波状となるなどのため乱調現象が顕著となる。

近年、各種加工物の精密化などに伴い、この乱調現象の十分な解明と軽減策はますます必要となっており既に巻線電流を台形波状あるいは正弦波状とすることによって、乱調を軽減しようとする試みもなされているが^{(1)~(3)}、乱調現象は低速運転時よりもより高速運転時においても生じており、かつその現象は極めて複雑である。この乱調現象の軽減のためには様々な条件下で発生する種々な乱調の十分な解明が望まれるが、このためには、まず各種乱調を精密に測定しは握ることが必要である。

さて、この種の測定には従来ステップモータ軸の移動回転角をポテンシオメータあるいはレゾルバなどで電圧に変えて測定する角度-電圧測定法⁽⁴⁾が用いられてきた。この方法はごく低速度の数ステップ応答における乱調測定には適用できる。しかしステップモータの1回転中のステップ数が多い場合には1ステップの角度が小さくなるため、この方法では乱調の検出感度と測定精度が低下する。また、広い速度範囲にわたる連続応答の測定には不向きである。

一方、一般的な電動機の回転速度むらの測定法として筆者の方法など幾つかの方法があり⁽⁵⁾⁽⁶⁾、そのステップモータへの適用も考えられるが、これらは定速回転中の微小な速度変動の測定を目的としたもので、ステップモータの乱調測定には適当でない。

ステップモータの乱調測定法としては回転角位置の時間的変動を測定でき、かつ低速時から高速時までの広い速度範囲において、連続応答時の乱調をその微小振幅から脱調限界の大振幅まで測定できることが必要である。

本論文はステップモータの各種駆動条件下における乱調を、高精度に測定する一測定法を提案するものである。以下、まず本測定法の原理を述べこれを理論的に解析する。次いで試作測定装置について構成要素、特性などを示し、また試作装置により試料ステップモータの駆動周波数の急変時における過渡応答を含めて各種乱調の測定例を示す。更に回転角を検出する回転エンコーダなど各構成要素の誤差の影響を明らかにし測定精度にも言及する。

2. 本測定法の原理と構成⁽⁷⁾

本論文ではステップモータへの入力パルスに正確に追従する理想的な回転子の回転角と、実際の回転子の回転角との差の時間的変動を乱調と呼び、この乱調をデジタル的手法を用いて測定しようとするものである。

本測定法の原理を第1図に示す。ステップモータへの入力パルスは簡単のため一定周波数とする。いま、ステップモータが入力パルスに正確に追従し、定速度 ω_r で回転すると仮定すると、その回転角 $\theta_r(t)$ は(a)図に示す直線となる。このステップモータ軸へ微小回転角 δ ごとにパルスを発生する回転エンコーダ(回転角-パルス変換器)を直結すると、回転エンコーダの発生パルスは等間隔パルス P_r となる((b)図)。これに対し、実際のステップモータの回転角 $\theta_s(t)$ は乱調成分を含んでいるためエンコーダの出力はこの P_r とは異なったものになる。いま、乱調成分を正弦波状とし、

$$\theta_s(t) = \omega_r t + a \sin \omega_s t \dots\dots\dots (1)$$

で与えられるものとすれば、エンコーダの出力は(c)図のパルス P_A となる。 P_A はパルス P_r が乱調信号によって位相変調された形となるから、この P_A から乱調信号を次のようにして復調する。復調器として加減算カウンタを用意し、その加算端子へ P_A を入力する。

A Method for the Precision Measurement of Huntings of Stepping Motors. By Kazuhisa Shimotani, Member, Teruo Kataoka, Member (Tokyo Institute of Technology)

下谷和久: 正員, 東京工業大学工学部電気電子工学科, 助手
片岡昭雄: 正員, 東京工業大学工学部電気電子工学科, 助教授, 電機変換工学講座

第 1 図 乱調測定原理

Fig. 1. Principle of measuring hunting.

一方、減算端子へは P_r を適当な方法により作って入力すると、このカウンタの内容 $P_c(t)$ は P_A と P_r との差のパルス数を表わし、理想回転角からの角偏位をデジタル的に表示することになる〔(d)図〕。カウンタの内容 $P_c(t) > 0$ となれば回転子が理想回転角よりもゆきすぎ、反対に $P_c(t) < 0$ となれば回転子が理想回転角よりも遅れ、角偏位の時間的変動すなわち乱調成分がデジタル的に復調されたことになる。従って、このデジタル量を D-A 変換器によりアナログ信号へ変換すると (e) 図のようになり、これをローパスフィルタを通せば瞬時乱調波形がシンクロスコープなどで直視、測定可能となる〔(f)図〕。

第 2 図は上述の原理により試作した測定装置の回路構成を示す。上述の基準となる理想パルス P_r はステップモータの入力パルス P_i に対応しているから、もしその対応関係が 1:1 ならば P_r として P_i を用い

第 2 図 本測定法の回路構成線図

Fig. 2. Block diagram of the proposed method.

ればよいが、本測定装置では測定精度の向上の観点から対応関係を $M:1$ にしている ($M \gg 1$)。すなわち、ステップモータの 1 ステップの回転角に対し、回転エンコーダは M パルスを発生するようになっている。従って第 2 図に示すように、基準パルス P_r は入力パルス P_i の周波数の M 倍のものを発振器により作り、これを加減算カウンタの減算端子へ入力している (同図の計数補助回路については第 4 章で述べる)。

これまでの説明では便宜上 P_r は等間隔パルスとしたが、これは実際のステップモータの入力パルスに対応する任意のパルスでよく、これを第 2 図のパルス発生器により与えれば、そのときの乱調を測定できる。

3. 復調波形解析

前章で述べたように、本測定法は第 1 図 (e) のような D-A 変換器復調波形からローパスフィルタにより乱調波形を分離測定するので、ローパスフィルタの通過帯域幅の決定にはこの復調波形の周波数成分を定量的には握しておく必要がある。そこで本章では D-A 変換器復調波形を解析する。この復調波形は一般に段数 $N (\geq 1)$ の階段状波形〔第 1 図 (e) では $N=2$ 〕となる。この波形は乱調の波形振幅、角周波数および位相などによって多種多様に変化し、その一般的解析は困難となる。そこで数式的取扱いを容易にするため本章での解析の対象範囲を以下のように限定する。

(1) 乱調波形は正弦波状とする。

(2) 乱調振幅は比較的小さく回転は一方方向のみとする (第 1 図で $d\theta_s(t)/dt > 0$)。

(3) 乱調角周波数は回転エンコーダの出力平均角周波数に比べて十分低い。

乱調が大振幅の場合は復調階段状波形の段数が非常に多い場合に相当する。この場合は信号成分に対し信号以外の成分は相対的に十分小さく、復調上あまり問題とはならない。

さて復調階段状波形は一見複雑であるが、これを次に示すように段数 1 の N 個の波形に分解して考えると、比較的容易に扱えることが明らかとなった。以下第 1 図 (e) の波形を例に取ってその解析手順を示す。

第 3 図 (a) は、この復調階段状波形で、これを (b) 図、(c) 図のような段数 1 の二つの波形 f_1 と f_2 へ分解する。 f_1 は第 1 図のパルス列 P_r および P_A において、それぞれ左から偶数番目のパルスだけを拾い出したものを改めて P_r および P_A とした場合の D-A 変換器出力であり、 f_2 は同じく奇数番目のパルスに対応する D-A 変換器出力であ

第3図 復調波形の分解

Fig. 3. Resolution of the demodulated wave form.

第4図 f_1 の波形解析Fig. 4. Wave form analysis of f_1 .

る。

さて、 f_1, f_2 の波形は一般には正負非対称となるので、正、負の波形を分けて考える。すなわち、 f_1 の波形で乱調波 $a \sin \omega_s t$ の正の区間に対応する部分を F_{1+} とし、一方、負の区間に対応する部分を F_{1-} とする ($f_1 = F_{1+} + F_{1-}$)。 f_2 についても同様とする。これらの波形 F_{1+}, F_{1-} の名々は基準のこぎり波と乱調波に比例する信号波 $A_s \sin \omega_s t$ とで作られる PWM 波形とみなされる。第4図は、この関係を示したものである。図で F_{1+} の任意の1パルス、例えばパルス P の時間幅は第1図(a)の $t_2 - t_1 = \tau$ に等しく

$$\tau = (a \sin \omega_s t_1) \tan \alpha \quad \dots\dots\dots (2)$$

一方、第4図(b)からパルス幅 τ はのこぎり波と乱調波の交点 θ_1, θ_2 間の時間差で与えられ、

$$\tau = (A_s \sin \omega_s t_1) T / E \quad \dots\dots\dots (3)$$

但し、 E, T : のこぎり波の振幅、周期 (第1図 P_r の周期の2倍)

信号波とのこぎり波の振幅 A_s 、 E が次の関係

$$A_s = a E / T \cdot \tan \alpha \quad \dots\dots\dots (4)$$

となるように選ばれば、(2)式と(3)式は等しくなり、第4図(b)の両波形の交点 Q_1, Q_2 などから F_{1+} が得られることがわかる。 F_{1-} についても同様で図示のようになる。よって、このような PWM 波形 F_{1+}

などのフーリエ級数表示が得られれば D-A 変換器復調波形が解析できたことになる。

以下、第4図で横軸をのこぎり波の一周期を 2π とする角度 θ で表わし、 F_{1+} のフーリエ級数を求めることとする。このためには、まず $F_{1+}(\theta)$ と同じ高さ1で周期 2π を有し、パルス幅が一定であるような一般的な連続方形波列 $F_{U+}(\theta)$ を考える (第4図(c))。この波形の各立上りの位置を $\theta_1 = 2j\pi + \theta_{11}$ ($j=0, 1, 2, \dots$) とし、また立下りの位置を $\theta_2 = 2j\pi + \theta_{12}$ とすると (θ_{11}, θ_{12} は一定値)、そのフーリエ級数は次式となる。

$$F_{U+}(\theta) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\theta + b_n \sin n\theta) \quad \dots\dots\dots (5)$$

但し、 $\theta = \omega_p t + \gamma_0$ 、 $\omega_p = 2\pi/T$ 、 γ_0 : 乱調信号とのこぎり波との位相差 (第4図の場合は $\gamma_0 = 0$)

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= 1/(2\pi) \cdot (\theta_{12} - \theta_{11}) \\ a_n &= 1/(n\pi) \cdot (\sin n\theta_{12} - \sin n\theta_{11}) \\ b_n &= 1/(n\pi) \cdot (-\cos n\theta_{12} + \cos n\theta_{11}) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (6)$$

これに対し、第4図の F_{1+} のような PWM 波形では上式の θ_{11}, θ_{12} に相当する値は一定値ではなく区間 (2π) ごとに変化する。このような PWM 波に対しては上述の θ_{11}, θ_{12} が次のように時間的に変化するとし、扱うことによりそのフーリエ級数を得ることができる⁽⁸⁾。いま F_{1+} に対する θ_{11}, θ_{12} を乱調波形と基準のこぎり波との交点から求めると、

$$\left. \begin{aligned} \theta_{11} &= -2\pi A_s / E \cdot \sin \omega_s t + 2\pi \\ \theta_{12} &= 2\pi \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (7)$$

これを(6)式へ代入して次式を得る。

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= A_s / E \cdot \sin \omega_s t \\ a_n &= 1/(n\pi) \cdot \sin (2n\pi A_s / E \cdot \sin \omega_s t) \\ b_n &= 1/(n\pi) \cdot \{ \cos (2n\pi A_s / E \cdot \sin \omega_s t) - 1 \} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (8)$$

これらの係数を(5)式へ代入したものが $F_{1+}(\theta)$ のフーリエ級数表示である。

さて、このようにして得られた F_{1+} は乱調波形の正の区間に対して用いるべきものであるが、これを乱調波形の負の区間に用いると F_{1-} を表わすことが次のようにして容易に確かめられる。

F_{1-} のフーリエ級数表示を求めるには第4図(d)のような一般的な連続方形波列 $F_{U-}(\theta)$ から出発すればよく、そのフーリエ級数は(5)式に負号をつけたもので表わされる。ここで式中の θ_{11}, θ_{12} として F_{1-} に対応する第4図(b)の乱調波とのこぎり波の交点から得られる

$$\left. \begin{aligned} \theta_{11} &= 0 \\ \theta_{12} &= -2\pi A_s/E \cdot \sin \omega_s t \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (9)$$

を代入すれば、 F_{1-} のフーリエ級数表示が得られる。これは上で求めた F_{1+} のフーリエ級数に一致する。

以上により第3図の f_1 のフーリエ級数は結局(8)式を(5)式に代入したもの(これを以下単に $F_{U+}(\theta)$ と記す)で表わされる。

次に第3図の f_2 は f_1 より π だけ位相が遅れるので、

$$f_2 = F_{U+}(\theta - \pi) \dots\dots\dots (10)$$

よって $F_{DA} = f_1 + f_2$ として、D-A 変換器復調波形のフーリエ級数表示が得られる。

以上では F_{DA} を第3図のように2段の波形として説明したが、 F_{DA} が N 段の波形からなる場合には、これを段数1の N 個の波形に分解して、上と同様にフーリエ級数を求めればよい。その結果は次式となる。

$$\begin{aligned} F_{DA}(\theta) &= \sum_{i=1}^N F_{U+}\{\theta - 2\pi(i-1)/N\} \\ &= N A_s/E \cdot \sin \omega_s t \\ &\quad + \sum_{m=1}^{\infty} 1/(m\pi) \cdot \{J_0(2\pi m N A_s/E) \\ &\quad - 1\} \sin m N \theta + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} 1/(m\pi) \\ &\quad \times J_{2k-1}(2\pi m N A_s/E) \\ &\quad \times \{\sin(m N \theta + 2k-1)\omega_s t\} \\ &\quad - \sin(m N \theta - 2k-1)\omega_s t\} \\ &\quad + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} 1/(m\pi) \cdot J_{2k}(2\pi m \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\times N A_s/E \{ \sin(m N \theta \\ &\quad + 2k\omega_s t) + \sin(m N \theta - 2k\omega_s t) \} \\ &\dots\dots\dots (11) \end{aligned}$$

但し、 J_k : 第 k 次のベッセル関数

上式において右辺1第項が所要の乱調信号成分にはならない。第2項はエンコーダの出力の中心角周波数($\omega_{rp} = N\omega_p$)とその m 倍成分であり、第3項と第4項は側帯波成分である。ここで(11)式から各成分を求め、その振幅と角周波数とを乱調信号成分の振幅と ω_{rp} とでそれぞれ規準化したものの一例($N=5$)を第5図に示す。同図で規準化角周波数 0.02 が所要の乱調信号成分ではかの成分は不必要のものである。同図で両者が離れているため両者をローパスフィルタで分離できる。なお、復調帯域とその精度については第6章で詳述する。

4. 試作装置

次に第2図の回路構成により試作した測定装置の各構成要素、特性について述べる。また試料ステップモータなどの数値についても述べることにする。

〈4・1〉 構成要素

(1) 回転エンコーダ このエンコーダの一回転あたりのパルス数 N_p は第6章で述べるように大きいことが望ましい。本装置で使用したものは市販のモアレしまを利用した光電式で、二組の方形波 P_a と P_b (各1,500パルス/回転)を発生する。 P_a と P_b とは電氣的に90度の位相差を有し、この位相差から回転方向を判別する。本装置では上記の各方形波から周波数が2倍(3,000パルス/回転)のパルスを作成し、位相の異なる二つのパルス列 P_A (正転パルス)、 P_B (逆転パルス)を得ている(第2図参照)。

(2) 加減算カウンタ ステップモータの乱調を脱調限界程度の大振幅まで測定するためには、本測定装置の加減算カウンタはそれに見合うだけの計数容量を必要とする。ここでは試料ステップモータの ± 2 ステップ (± 2 ステップ $\times 3,000$ (パルス/回転)/54(ステップ/回転) = ± 111 パルス)を測定範囲としているので2進8ビットのICカウンタを用いた。

(3) D-A 変換器 上述の加減算カウンタのデジタル内容をアナログ信号へ変換するものである。変換器のビット数は測定角偏位に対応する数に変換できればよく、また変換電圧は大きいほど外部雑音、電源リップルなどに対して有利となる。ここでは2進8ビット(A社製2進12ビットのICの上位8ビットを使用)、出力電圧 $\pm 10V$ のICを使用した。その線形誤差(Linearity error)⁽⁹⁾は $\pm 0.0125\%$ 以下で、

第5図 復調波形 $F_{DA}(t)$ の周波数スペクトル
Fig. 5. Frequency spectrum of demodulated wave form $F_{DA}(t)$.

試料機の回転角で ± 7 秒程度に相当し、通常の乱調振幅ではその測定誤差への影響はほとんど無視できる。

(4) ローパスフィルタ D-A 変換器の出力波形から、位相変復調時の ω_r および側帯波成分を除去し、乱調信号成分を取出すものである。側帯波成分は第3章で示したように、その周波数が低域から高域まで広範囲にわたり、またそれらの成分は乱調の周波数と振幅によって変化するためフィルタのシャ断周波数 f_c の決定は簡単ではない。ここでは復調精度(第6章で詳述)を1%として、 $f_c=1\text{kHz}$ (高速運転時測定用)と $f_c=110\text{Hz}$ (低速時用)の二組の一次CRフィルタを用意した。

(5) 基準パルス発生器 基準パルス P_r は等価的な理想回転角となるもので、その周波数は高い安定度が要求される。ここでは水晶発振器を用い、原周波数(1MHz)をプログラブルカウンタにより分周して任意の周波数のパルスを発生している。なお、本装置ではこの発生パルス周波数の設定値を任意にステップ的にあるいは連続的に変更し得る付属回路が設けてあり、これにより駆動パルス周波数の急変あるいは連続変化に対するステップモータの追従性と、その過渡応答時の乱調が測定可能である。

(6) $1/M$ 分周回路 基準パルス P_r を分周してステップモータの駆動周波数 P_i を作る回路で、これにより P_r と回転エンコーダのパルス P_A とのパルス数の等価性を保持する。

(7) 計数補助回路 第2章の原理の説明では簡単のため乱調は逆回転のない小振幅を扱い、信号の流れは実線の経路としたが、実際には補助回路を経由する点線の経路となる。すなわち、乱調が逆転を含む場合には上記(1)で述べた P_A と P_B によりこれを判別し、逆転の期間だけ P_A の加算端子への入力を停止して代りに P_B を減算端子へ入力する。これにより大振幅の乱調の復調が可能となる。なお、 P_A と P_r または P_B と P_r とが、同時にカウンタに入力されると誤動作を起すので、本補助回路はこれを防止するため P_r , P_A , P_B を三個のフリップフロップへ一時記憶し、それらの内容を時刻をずらして順次読出す機能ももたせている(読出しの最大遅れ $0.2\mu\text{s}$)。

(8) ステップモータと駆動回路 試料ステップモータは三相縦続リラクス形 54 ステップ/回転(一相励磁法)、励磁電流 3A(一相)、100V のもので静止トルクは $0.3\text{kg}\cdot\text{m}$ である。駆動回路は三組のサイリスタフリップフロップから構成している。

〈4.2〉 試作装置の試験 第6図は、乱調信号と等価なテスト信号三角波 100Hz(搬送周波数 $P_r=50$

第6図 三角波の復調波形

Fig. 6. Demodulation output for a triangular wave (Lower waves).

kHzで $P_i \approx 900\text{pps}$ に相当)に対する本装置の復調出力波形例を示す。(a)図は大振幅信号例(試料機の約2.3ステップ/秒の乱調振幅に相当)であり、(b)図は微小振幅信号例(約1/440ステップに相当)でどちらも良好な復調波形($f_c=1\text{kHz}$ を使用)が得られることがわかる。

5. 乱調測定例

筆者らは、前述の回路構成による試作測定装置により、試料ステップモータの種々な駆動条件の下での乱調を測定した。その結果、多種多様な乱調波形を直視、測定でき、本測定法が乱調測定に有用であることが確かめられた。以下に主な乱調波形の測定例を示す。

〈5.1〉 本測定法と従来の測定法との比較 始めに本測定法と従来のポテンシオメータによる測定法との乱調測定例を第7図に示す。(a)図は数ステップ応答例で、波形の上側が本測定法によるもの、中央がポテンシオメータによるもの、下側の方形波は励磁相の切換を示すマーカー信号で正信号が三相A, B, C中のA相励磁を示す(以後も同様)。(a)図でポテンシオメータによる測定波形は振動を伴ったステップ状の回転角位置そのものを表わし、低速時の数ステップ応答測定には好都合といえる。しかし、モータの1回転あたりのステップ数が多くなると1ステップの電圧変化量が小さく、測定感度が減少すると同時にポテンシオメータの線形性との兼ね合いで測定精度が低下する。

第7図 二測定法による乱調波形例

Fig. 7. Wave forms of huntings by two measurement methods.

一方、本法による測定波形は理想回転角位置を基準とし、それからの角偏位を測定するため振動を伴う右下りの角偏位の波形となる。なお、本法は1ステップ間隔を細分(本装置では1/55に細分)して角偏位を測定するため、モータの1回転あたりのステップ数が多い場合でも前者と比較して本質的に測定感度が高く測定精度も低下しない。このことは本法の大きな特徴の一つといえる。次に(b)図は駆動周波数20ppsにおける連続応答の一例である。同図でポテンシオメータによる測定波形は移動回転角信号が大きく右上りの直線に近い波形となり、それに乗っている乱調信号は移動回転角信号に埋没してしまい、20ppsの低速時でさえもその読取りは困難である。これに対し本測定法では図示のようにこれを明りように直視、測定できる。

〈5・2〉一定駆動周波数における乱調 低速連続応答(5pps)の一例を第8図(a)に示す。この乱調は数種の成分からなる複合波形で駆動周波数と同期しており、その最大振幅は1ステップで励磁相の切換直後に生じている。また、短い周期の乱調は1ステップ応答時の振動(約10Hz)である。次に駆動周波数250ppsの一例を(b)図に示す。この乱調は駆動周波数と同期しない正弦波状のものでその周期が比較的大きく、その振幅は1/4ステップであるが時間と共にある程度増減する。

〈5・3〉始動時の乱調 正常な始動の一例(駆動周波数38pps)を第8図(c)に示す。この乱調は始動直後に回転角の機械的な遅れが生じ、これによって加速トルクが増加するため進みが生じる。その結果、進みによる制動力が生じこれによって遅れが生じる。更に進み、遅れが次々に繰返し相の安定点を中心に角偏位が時間的に振動しているようすがわかる。この乱調成分は10Hzと1.7Hzの二成分から成り最大振幅は約1ステップの遅れである。実測の結果、始動時の乱調は始動時の駆動周波数によっても異なるが数成分から成る複合波形となり、その主成分は機械系の振動周波数である。次に異常始動の一例を(d)図に示す。A相保持からB相励磁で始動してC, A, B, Cと励磁を進めると二度目のC相励磁点でC相の一つ遅れの、次の安定点へ飛び、以後大きな乱調を伴いながら同期回転しているようすがわかる。

〈5・4〉騒動周波数の変化に対する乱調 測定の結果、次のことがいえる。この種の乱調は駆動周波数の変化前後の周波数、変化時点における乱調周波数、その振幅と位相などにより、変化以後の乱調は多種多様な形状となる。

始めに、周波数がステップ的に変化した場合の正常

第8図 乱調波形例(一相励磁法無負荷時)

Fig. 8. Wave forms of huntings.

例を(e)図(90→100pps)に示す。この乱調成分は約三成分から成り、最大振幅は急変後1.6秒後で約0.4ステップである。次に異常例を(f)図(160→200pps)に示す。これは急変8秒後に一つ遅れの安定点へ飛んだ誤動作の場合である。このほかに急変後直ちに誤動作を生じる場合、または脱調して停止する場合、あるいはある時間後に脱調して停止するなど種々の場合が生じる。

次に駆動周波数を時間と共に増加し、 df/dt が一定な線形加速試験に対する追従の一例を(g)図に示す。同図は連続応答時(60pps)から $df/dt=340\text{pps/s}$ で加速した場合である。この乱調は駆動周波数の増加に従ってその振幅と位相遅れが増加し、また振動周期も長くなる。位相遅れが1.5ステップに達した時点で脱調が起り、そのときの駆動周波数が約560ppsであることがわかる。

以上の測定例からも明らかなように、角偏位の時間

的变化を測定する本法によれば、従来の方法では測定困難な各種駆動条件に対する様々な乱調波形を正確に測定することができる。これにより本測定法は各種乱調の解明や、乱調軽減策の検討に大いに役立つものと思われる。

6. 測定誤差

ここで誤差について考え、測定精度を検討する。誤差は測定信号に含まれる乱調信号以外の成分で、その発生の性質から二つに大別できる。その一つは変復調時に原理的に発生する側帯波がローパスフィルタを通過して出力に現われるもので、他は装置の構成要素の誤差が出力信号に重なって現われるものである。

〈6・1〉側帯波と復調帯域 側帯波は乱調角周波数 ω_s とその振幅(段数 N で表わす)および回転エンコーダの中心角周波数 ω_r などによって大きく変化する。第9図は側帯波周波数スペクトルの包絡線の下限部分〔(11)式で $m=1$ の側帯波周波数スペクトルの下限部分で、例えば第5図の0.44以下の周波数成分〕の N に対する変化のようすを図示したものである(但し、 ω_s と ω_r とが離れた場合を示す)。同図の縦軸はスペクトルの規格化振幅で、横軸は(11)式の k および規格化乱調周波数 $\omega_s/\omega_r \times 100 = 100/(k+1)$ をとって示してある(例えば、第5図の規格化乱調角周波数0.02は同図より $k=49$ に相当)。第9図によれば、 N が大きくなるにつれて側帯波の分布が低域まで広がり、その振幅は N に反比例して小さくなる。

さて、誤差を小さくするためには同図から明らかにようにフィルタのシャ断周波数 f_c を低く選定しなければならないが、一方、測定帯域の観点から f_c の高いことが望ましい。しかし、これらは互いに相反するた

め f_c は測定の実用的観点から選定することとなる。

例えば、誤差を2%とすると同図で2%の直線と $N=3$ の包絡線の交点から測定可能な乱調角周波数の上限は ω_{rp} の約5.1%と読取れるから、これをシャ断周波数 f_c と選定する。また誤差を1%とすると f_c は ω_{rp} の約2.7%となることがわかる。

さて、 ω_{rp} は回転エンコーダ1回転あたりのパルス数と被測定機の回転速度の積である。従って、測定装置の周波数帯域と復調誤差が仕様で与えられれば、被測定機の回転速度を基にエンコーダ1回転あたりのパルス数が決定できる。換言すれば上述三者中二者が与えられれば、第9図を用いて他の一者が決定でき装置の定数が明確に選定できる。また誤差も明らかとなる。

〈6・2〉構成要素による誤差 測定装置の構成要素の誤差は次のものが考えられる。①回転エンコーダの分割誤差、②基準パルスの周波数のゆらぎによる誤差、③計数補助回路および論理ICのパルス伝送遅延による誤差、④D-A変換器の変換誤差などである。

これらの誤差は、その性質から①～③と④に大別でき後者については〈4・1〉節で述べたので、ここでは前者についてのみ考える。前者は位置検出パルスの発生時刻のゆらぎと等価となる。次にこのゆらぎによる誤差をデジタル計算機シミュレーションにより検討しよう。

さて、シミュレーションは幾つかの方法が考えられるが、ここでは、ゆらぎの誤差の分布が正規分布に従い、その標準偏差を σ 、またその平均値を零と仮定する。この誤差に相当する乱数を $\delta_r(t)$ とし、これを(1)式へ加えて加減算カウンタの内容 $P_c(t)$ を次式とする。

$$P_c(t) = [k\{\theta_s(t) + \delta_r(t)\}] - [k\theta_r(t)] \quad (12)$$

但し、 k : エンコーダの回転角-パルス変換定

数、 $[\]$: ガウスの記号

シミュレーションは次の三段階に分けて行なった。なお $\delta_r(t)$ の発生は正規乱数を発生するサブプログラム GAUSS (HITAC MSL)⁽¹⁰⁾ を使用し、標準偏差 σ をパルス間隔に対する規格化分割誤差とする。

- (1) ゆらぎの誤差 $\delta_r(t)$ の発生
- (2) $P_c(t)$ を $\theta_s(t)$ の一周期間計算
- (3) (2)の結果のフーリエ波形解析

次にシミュレーション結果の一例 ($\omega_s/\omega_r = 2\%$, $N=5$ の場合) を第10図に示す。同図の横軸は乱調角周波数とその高調波成分を示し、縦軸は理想基本波振幅による基本波分の規格化誤差の絶対値と高調波分の規格化振幅を示す。同図は σ をパラメータ (5, 10, 15

第9図 信号振幅 N と規格化下限側帯波

Fig. 9. Signal amplitude N and normalized lower side bands.

第 10 図 パルス誤差 σ の影響による復調信号の変化

Fig. 10. Variation of demodulation signal affected by pulse errors σ .

%)とし、各 σ について100回計算した結果で、グラフの○印は100回の振幅平均、一印は生起確率が95%中に生じた最大値である。

同図から以下のことがわかる。

(a) 各周波数成分の誤差の振幅は σ の大きさと共に増加し、それらの平均値は概略 σ と比例する。

(b) 生起確率が95%中に生じる乱調信号 ω_s 成分の最大誤差は σ の数値の約1/10以下であり、また ω_s の低次高調波成分の発生もおよその程度であり、 $\delta_r(t)$ の影響は割合少ない。

なお、 ω_s と ω_{rp} とが十分に離れていれば、 ω_s に対する $\delta_r(t)$ の影響は N が大きくなるにつれて小さくなる傾向にある。このことは $\delta_r(t)$ が ω_{rp} 近傍の側帯波に大きく影響を及ぼすのに対し、 ω_s に対しては一周期間のゆらぎのパルス数が多くなるため、その影響が相互に相殺されるためと考えられる。これに対し ω_s と ω_{rp} とが近い場合には ω_s と側帯波とが重なり、 N が大きくなるにつれて $\delta_r(t)$ の影響が大となる。これについては紙面の都合で省略する。

さて、使用した回転エンコーダの分割誤差は製品によって異なるが、ミニコンピュータを用いて測定した結果パルス間隔の0.1~1%程度でその誤差分布は正規分布であった(測定分解能は0.025%)。前述の①~③を考慮しても本試作測定装置の等価的なパルスのゆらぎによる誤差は数パーセント以内である。ここで誤差の大きさに余裕を取って $\sigma=10\%$ としても第10図の最大誤差は1%未満であることがわかる。本試作装置は、この程度の精度は十分確保できたものと思われる。

る。なお、上述のようにゆらぎの誤差の大きさがそのまま出力には現われないので、回転エンコーダの分割精度はさほど高精度のものを必要としない。それよりも ω_{rp}/ω_s の比をより大きくすることが望ましく、1回転あたりのパルス数の多いものが復調精度の点で有利である。

7. む す び

以上、本論文はステップモータの乱調測定の一方式として、基準パルスと回転パルスとの差、すなわち等価的な角偏位をデジタル的に位相復調して乱調を測定する方式を提案し、その復調特性を理論解析により明らかにした。その結果を基に測定装置を試作し、試料機の各種駆動条件下における乱調測定例を示し様々な乱調の測定ができることを示した。最後に誤差について述べ、誤差の質と装置の構成要素に基づく誤差の出力に及ぼす影響を明らかにした。装置の周波数特性、ダイナミックレンジ、回転エンコーダのパルス数 N_p 、その分割誤差、測定精度などの相互関係が明らかとなり装置の合理的な設計の基礎が得られた。

なお、本論文では被測定対象をステップモータの乱調測定に限定したが、本測定法は基準となるパルスによって駆動される電動機、例えばインバータで駆動される同期機の乱調測定などにも適用可能である。

終りに、ご指導を賜わる本学 宮入庄太教授に感謝の意を表わすと共に本研究に協力された本研究室卒研 生 滑 達彦(現在中部電力勤務)君にお礼申し上げる。

(昭和52年9月6日受付)

文 献

- (1) 七田, 他:「ハイ・パルスモータおよびハイ・サーボユニット」FUJITSU, 25, 1, 88 (昭 49)
- (2) 篠原, 他:「パルスモータの滑らか駆動回路方式について」昭50電気学会全大, No. 787, p. 988
- (3) Howard P. Layer: "High-resolution stepping motor drive." *Rev. Sci. Instrum.* 47, 4, 480 (1976)
- (4) 池辺:「パルスモータのステップ応答について」計測と制御 1, 5, 384 (昭 37-5)
- (5) 片岡, 他:「電動機回転むらの一測定法」電学論B, 94, 423 (昭 49-9)
- (6) R. R. Anderson: "Variations in Rotational Speed", *Bell. Lab. Rec.* 39, 12, 430 (1961)
- (7) 片岡, 他:「ステップモータの精密乱調測定法」昭 51 年電気学会全大 No. 584, p. 723
- (8) 高橋, 他:「PWM インバータの出力波形とゲート制御信号との関係」電学論B, 95, 73 (昭 50-2)
- (9) Analog Devices: "Product guide", *Analog Devices Inc.* p. 81 (1975)
- (10) 日立製作所:「プログラム・マニュアル OS 7-MSL」日立製作所第3版 p. 321 (昭 48-12)