

PLL-IC による直流電動機精密速度制御

檜崎久矩*・NGO DINH PHONG**

DC Motor Precise Speed Control System by Applying PLL-IC

Hisanori NARASAKI and NGO DINH PHONG

Abstract

In recent years, Phase-locked-loop electric circuits manufactured by integrated circuits techniques have promoted development of the precise motor speed control. The most popular example nowadays used is the speed control of Direct Drive Motor in a Stereo-turntable.

The authors aim to apply the PLL motor speed control to industrial motor drive. In this paper, we regarded this system as a Sampled-data feedback control system and analyzed its stability by using a Z-transform method. By experiment, the following results were confirmed.

- 1) When the sampling frequency becomes low, the stability limit gain is decreased.
- 2) At the low sampling frequency, the stability limit gain is inversely propotional as the mechanical time constant and damping factor over 0.5 is necessary.
- 3) The steady state error of motor speed is zero.
- 4) Speed change under driving is very difficult.

1. まえがき

電動機速度制御は、従来から種々の方式が実用化されていたが、これらの制御方式はアナログ的に行なわれており負荷、温度、経時変化などにより回転数が変化する欠点がある。最近、これらの欠点をなくした高精度の制御システムとして、回転数を基準水晶発振器の安定な周波数と完全に同期する PLL (Phase locked loop) 制御方式が考案された。近年の IC 技術の進歩によって複雑な制御回路は、LSI 化により小型、安価でかつ信頼性の高い電動機制御専用 PLL-IC が市販されるようになって PLL 制御方式の問題点¹⁾が解決され将来性が着目されている。

現在、ステレオターンテーブルに使用される場合は専用の低速度直結電動機であり、また速度検出用 A-D エンコーダは 1 回転あたり数 100 のパルスを出すものであるから相当精密な加工を要する。この場合の制御系は、パルス周波数が高く連続制御系とみなして差支えなく数件の解析例²⁾が発表されている。本論文では、筆者らはこの方式を一般産業用電動機制御に活用する

ため、特殊の電動機でなく、またエンコーダの 1 回転あたりパルス数も数個程度にすることを考えて検討した。この場合、パルス周波数が低く速度制御系を連続制御系として解析するのは不合理であり一種のサンプル値制御系とみなさねばならぬことに着目し、パルス伝達関数手法により系の安定性を求め、これが実験結果ともよく一致することを確認した。また、PLL 速度制御系の外乱負荷に対する回転数の過渡応答および周波数応答特性を実験により求めた。

2. PLL による電動機速度制御系

PLL とは、位相同期回路 Phase Locked Loop の頭文字をとったものであり、Fig. 1 はその回路構成を示す。これは、一種の周波数帰還式位相制御回路で位相比較器 (Phase Comparator: PC)、低域フィルタ

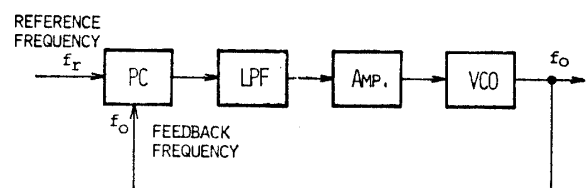


Fig.1 Schematic diagram of PLL

* 電気工学科

** 大学院電気工学専攻

(Low Pass Filter: LPF), 電圧制御発振器 (Voltage Controlled Oscillator: VCO) より成っている。

PLL 速度制御系には, Fig.1 おける電圧制御発振器 VCO を電動機, 制御器におきかえたものであるが, この場合回転数をパルス周波数信号に変換する回転数検出器 (ENCODER) が必要となる。また系の安定性から速度フィードバックを併用する³⁾。この速度制御系を Fig.2 に示す。

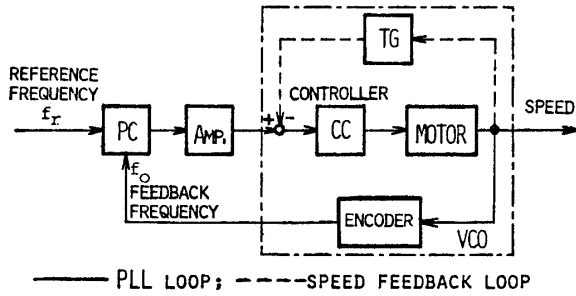


Fig.2 Schematic diagram of PLL motor speed control system

いま, エンコーダのパルス周波数を充分高いと仮定すると, この系を連続制御系とみなすことができそのブロック図を Fig.3 のように示す。

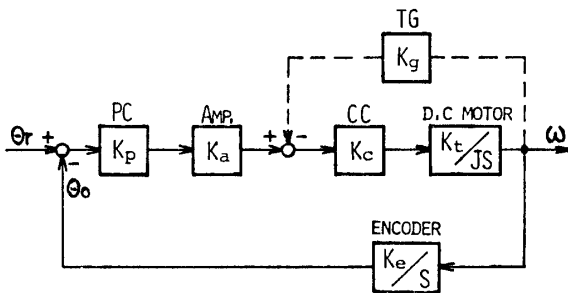


Fig.3 Block diagram of Fig.2

この場合, 特性方程式より減衰係数 ζ および非減衰固有角周波数 ω_n は下記の通りである。

$$\zeta = \frac{K_g}{2} \sqrt{\frac{K_c K_t}{J K_e K_p K_a}} \quad (1)$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_c K_t K_e K_p K_a}{J}} \quad (2)$$

ここで, K_c, K_a, K_g, K_p はそれぞれ制御器, エンコーダ, タコジェネレータ, 位相比較器の定数である。又 K_t, J は電動機のトルク定数および電機子慣性モーメントである。

3. 実験装置とその特性

実験装置は, 直流電動機, 電流制御器, 速度制御器, 回転数検出器 (ENCODER), 位相比較器から成りその構成図を Fig.4 に示す。

3.1 直流電動機と負荷

直流電動機としてミナーシャモータを用いた。また負荷として誘導電動機をミナーシャモータに直結し直流励磁することによって発電制動する。

3.2 電流制御器

Fig.4 の点線内に示すように, パワートランジスタを用いたプッシュプル形電流アンプであるため電動機を制動あるいは逆回転することができる。また速度制御用増幅器 SC の出力電圧は, 電流制御器入力となり電機子電流を電流制御用増幅器 CC にフィードバックし非常に応答の速い電流制御系を構成している。なお直流電源は, 電流アンプにプッシュプル回路を用いるため電源が必要となる。その回路は, Fig.4 に示すように一種の単相半波整流でリップルが大きいので容量の大きな平滑用コンデンサ C を接続している。

3.3 速度制御器

速度制御器は, 演算増幅器を用いて電動機の回転数をタコジェネでフィードバックした値と速度指令値 (PC の出力電圧) を比較して所定の出力を出すものである。なお, 速度フィードバック用の回転数—電圧

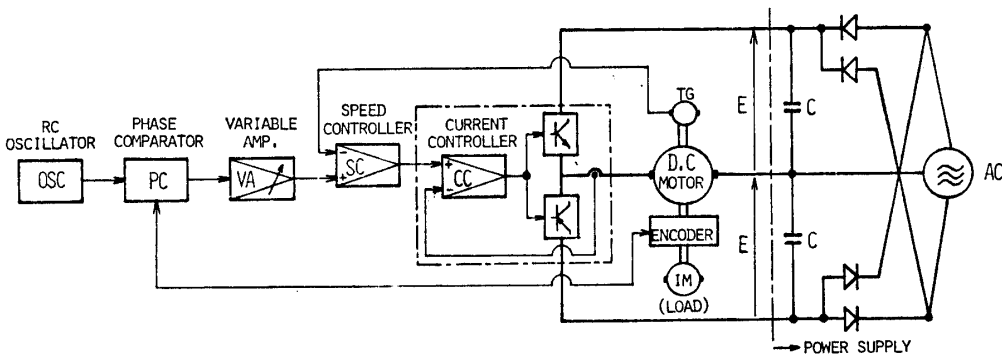


Fig.4 Experimental equipment of PLL DC motor speed control system

変換器として直流タコジェネを使用した。

3.4 回転数検出器

回転数出器 (ENCODER) は、電動機の回転数をパルス周波数信号に変換するもので精密な加工を要する。ここでは、製作が容易で安価なフォトセンサ式回転検出器を用いた。これは、Fig.5 に示すように光源とフォトトランジスタの間に電動機の軸にとり付けた数個のスロット付き円板を置き、スロットを通過する光のパルスをフォトトランジスタでパルス信号に変換するもので、パルス増幅回路により f_0 が得られる。なお、エンコーダの精度を容易に高くするためスロット数を2個にした。

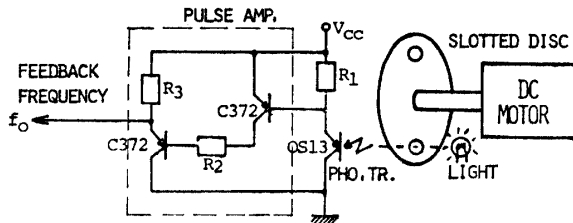


Fig.5 Schematic diagram of ENCODER

3.5 サンプルホールド方式位相比較器

電動機制御専用デジタル形 PLL-IC (MSM-5816など) は、種々のものが市販されているが水晶発振器の高い周波数を基準入力とするために内部には分周回路が含まれている。しかし、本実験では基準入力周波数を容易に可変するため、RC 発振器を用いたので分周回路を含まない位相比較器を製作した。その回路図を Fig.6 に示す。これは、デジタル型サンプルホールド方式位相比較器⁴⁾ でサンプリング信号、リセット信号発生回路 (delay 回路)、鋸歯波状発生回路、サンプルホールド回路から成り、その動作原理を Fig.7 に示す。

V_c は、 f_0 が入ると f_s に比例した角 α で下降し、次に f_s が入るとその時点の値がホールドされて V_{pc} となる。 f_s' が入ると V_c は、リセットされて元の値にもどる。

3.5.1 サンプル信号、リセット信号発生回路

この回路は、一種の delay 回路で Fig.7 に示すよう

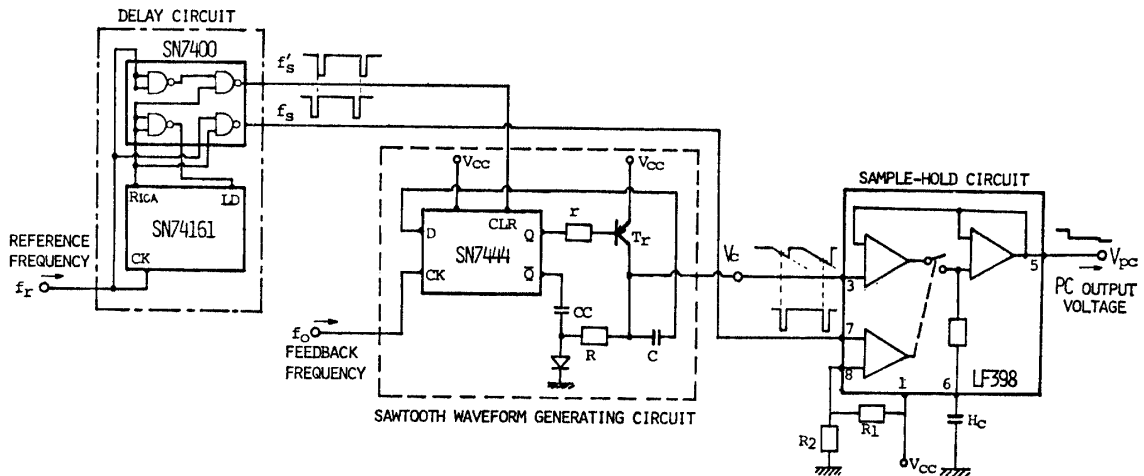


Fig.6 Schematic diagram of Sample-hold Phase Comparator

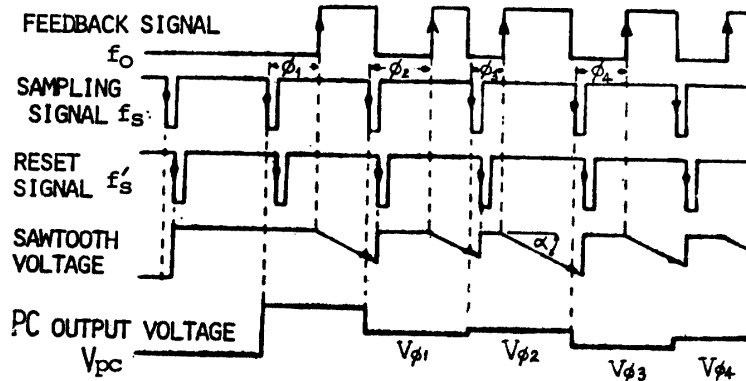


Fig.7 Operation waveforms of Sample-hold Phase Comparator

に16進カウンタと AND 素子が接続されることによってデューティの小さい f_s とそれに対するタイミングを遅らせた f_s' が得られる。

3.5.2 鋸歯波状発生回路

この回路は、Fig.6 の点線部に示すように C,R を接続することによりブートストラップ回路を構成している。初期状態では、D-FF がリセットされていて CC は V_{cc} レベルまで充電される。この時、 T_1 はオフとなり C は $-V_{cc}$ レベルまで充電される。この充電特性は、次のように表わされる。

$$V_c = V_{cc} (2e^{-\frac{t}{RC}} - 1) \quad (3)$$

ただし、 V_c : RC 端子の電圧

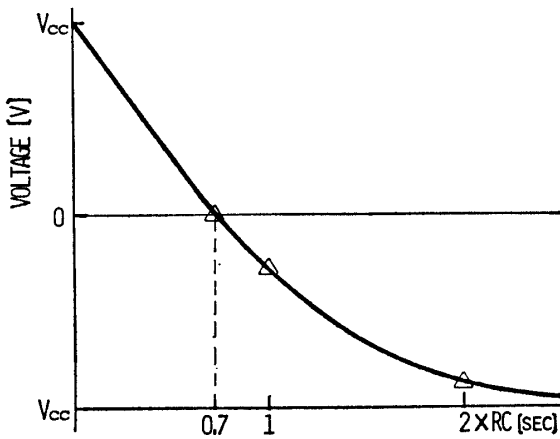


Fig.8 Charging characteristic of Sawtooth voltage V_c .

V_c が GND レベルになるまでを鋸歯波形として使用すれば、サンプリング周波数を f_s とすると Fig.8 の充電特性より RC の値は次のようになる。

$$RC \approx \frac{1}{0.7f_s} \quad (4)$$

リアリティの良い位相比較器出力電圧を得るためにキャパシタンス C, CC, HC の値は次のように設定しなければならない。

$$\left. \begin{aligned} CC &\approx 10C, \quad CC < 10\mu F \\ HC &\approx \frac{1}{10}C, \quad HC \geq 100pF \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

(4) 式より、サンプリング周波数 f_s を変化すると R, C, CC, HC の値は、(5) 式を満足しなければならない。

3.5.3 サンプルホールド回路

この回路には、サンプルホールド IC LF 398 を使用した。サンプル信号によるサンプル期間は 62.5ms で

あるから、IC の acquisition time は 62.5ms 以下でなければならない。サンプル信号が low レベルの期間にサンプルし、high レベルの期間にホールドするように回路を構成する。Fig 6 の実線部に IC 内部のブロック図と理論レベル構成を示す。なお、8 ピンが 2.8 [V] になるように R_1, R_2 を決めなければならない。

以上の各回路によって構成されたサンプルホールド方式位相比較器は、次のようなメリットをもつ。

- (1) f_0 信号のデューティが任意に選べる。
- (2) 起動回路特性をもつ。
- (3) 一般 PLL 回路における低域フィルタが不要である。

4. サンプル値制御理論による系の解析

3章で述べたように、デジタル形サンプルホールド方式位相比較器は、サンプルホールド回路を含んでいる。位相ずれの検出のため鋸歯を使用し、位相差の検出がサンプリング時に瞬時的に行なわれるのでないため厳密な意味ではサンプルホールド系とはいえないが、検出のための時間おくれを無視すれば V_{pc} 波形はサンプルホールド系とみなしてさしつかえない。またエンコーダが正確かつ経済的に製作できるためにスロット数を数個にしたのでサンプリング時間が比較的長くなっている。上記の理由から、この速度制御系を連続制御系として解析するのは不十分であり、一種のサンプル値制御系とみなして系の安定性を解析する。

4.1 系のブロック図と一巡パルス伝達関数

Fig.9 は、サンプル値制御系とみなした場合の系のブロック図を示す。ただし、Fig.3 に示したブロック図における速度制御ループを単純化したものである。

Fig.9 より一巡伝達関数は、

$$G(S) = \frac{1 - e^{-ST}}{S} \cdot \frac{\delta K}{S(S + \delta)} \quad (6)$$

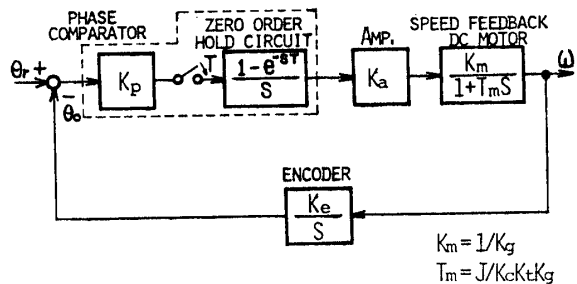


Fig.9 Block diagram of PLL motor speed control in Sampled-Data control system

$$\left. \begin{aligned} \text{となる. ここで, } \delta &= \frac{1}{T_m} = \frac{K_r K_i K_a}{J} \\ K &= \frac{K_r K_p K_a}{K_f} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

T : サンプル周期 [sec]
 S : ラプラス演算子

系の一巡パルス伝達関数は、(6) 式を z 変換することにより次式となる⁵⁾。

$$G(z) = \frac{K}{\delta} \cdot \frac{(\delta T - e^{-\delta T} - 1)z + (1 - e^{-\delta T} - \delta T e^{-\delta T})}{(z-1)(z - e^{-\delta T})} \quad (8)$$

4.2 系の根軌跡と安定性

この速度制御系の安定性を調べるため、 z 平面における判別法により解析を行なう。この判別法は、特性方程式のすべての根が z 平面上の単位円内に入っておれば安定ということである⁶⁾。

(8)式から、特性方程式は

$$1 + G(z) = z^2 - \left\{ (1 + e^{-\delta T}) - \frac{K}{\delta} (\delta T + e^{-\delta T} - 1) \right\} z + \frac{K}{\delta} (1 - e^{-\delta T} - \delta T e^{-\delta T}) + e^{-\delta T} = 0 \quad (9)$$

となる。また、(8) 式より $G(z)$ は

$$\left. \begin{aligned} z=1, z=e^{-\delta T} \text{ に極をもつ} \\ z=\infty, z=\frac{1 - e^{-\delta T} - \delta T e^{-\delta T}}{\delta T + e^{-\delta T} - 1} \text{ に零点をもつ} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

z は共役複素数のとき、 $z = \alpha + j\beta$ とおき(9)式に代入して整理すると

$$\left\{ \alpha + \frac{1 - e^{-\delta T} - \delta T e^{-\delta T}}{\delta T + e^{-\delta T} - 1} \right\}^2 + \beta^2 = \frac{(1 - e^{-\delta T})(1 - e^{-\delta T} - \delta T e^{-\delta T})}{\delta T - e^{-\delta T} - 1} + \left\{ \frac{1 - e^{-\delta T} - \delta T e^{-\delta T}}{\delta T + e^{-\delta T} - 1} \right\}^2 + e^{-\delta T} \quad (11)$$

となる。上式は

$$\text{中心の座標 } \alpha = - \frac{1 - e^{-\delta T} - \delta T e^{-\delta T}}{\delta T + e^{-\delta T} - 1} \quad (12)$$

$$\text{半径 } r = \sqrt{\frac{(1 - e^{-\delta T})(1 - e^{-\delta T} - \delta T e^{-\delta T})}{\delta T + e^{-\delta T} - 1} + \left\{ \frac{1 - e^{-\delta T} - \delta T e^{-\delta T}}{\delta T + e^{-\delta T} - 1} \right\}^2 + e^{-\delta T}} \quad (13)$$

をもつ円の方程式である。

(12) 式と (10) 式を比較すると中心は零点の位置と一致する。以上の結果より系の根軌跡を z 平面にかくと Fig.10 となる。

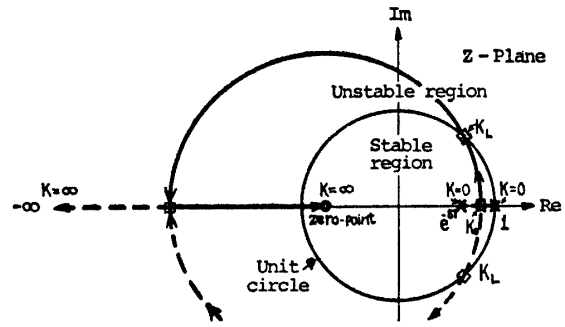


Fig.10 Root locus of a system shown in Fig.9

Fig.10から、開ループゲインによって系の応答特性は以下ようになる。

$0 < K < K_0$ では非振動的応答

ただし、 K_0 は z の実重根におけるゲインである。

$K_0 < K < K_L$ では振動的応答

$K > K_L$ では不安定

ここで、開ループゲイン K が K_L を越えると系が不安定となるので、 K_L は安定限界ゲインと名づける。したがって、 K_L の値は根軌跡と単位円との交わる開ループゲイン K の値となる。そこで、 $\alpha^2 + \beta^2 = 1$ をもつ単位円方程式と(11)式を比較することにより K_L が次式となる。

$$K_L = \delta \frac{1 - e^{-\delta T}}{1 - e^{-\delta T} - \delta T e^{-\delta T}} \quad (14)$$

4.3 安定限界ゲイン K_L とサンプル周期 T との関係

安定限界ゲイン K_L は(14)式に示すように、 T_m ($T_m = 1/\delta$) と T の関数である。しかし一般に、系の時定数 T_m は常に決まっているのでサンプル周期だけの関数であると考えられる。

いま、サンプル周期 T が非常に大きい場合 K_L は

$$K_L(T \rightarrow \infty) = \lim_{T \rightarrow \infty} \left\{ \frac{\delta(1 - e^{-\delta T})}{1 - e^{-\delta T} - \delta T e^{-\delta T}} \right\} = \delta = \frac{1}{T_m} \quad (15)$$

となる。

したがって、サンプル周期 T が大きくなると安定限界ゲイン K_L は系の時定数 T_m の逆数の値に収束する。 T_m が小さいほど K_L は大きい。この結果から、低サンプル周波数において開ループゲイン K を系の時定数 T_m の逆数の値以下に設計すれば、系は不安定になるおそれがないことが明らかである。

逆に、サンプル周期 T が非常に小さい場合 K_L は

$$K_L(T \rightarrow 0) = \lim_{T \rightarrow 0} \left\{ \frac{\delta(1 - e^{-\delta T})}{1 - e^{-\delta T} - \delta T e^{-\delta T}} \right\} = \infty \quad (16)$$

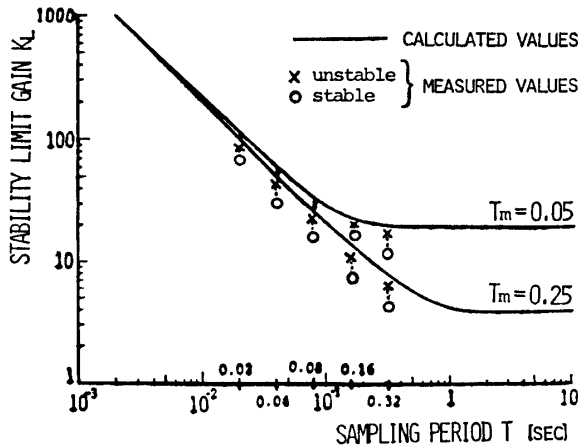


Fig. 11 K_L-T characteristic

となる。

したがって、サンプリング周期 T を小さくすると安定限界ゲイン K_L は大きくなり、特に $T=0$ のときこの系は連続制御系となり系の時定数 T_m に関係なく無限大となる。(このことは、連続制御系における二次系の安定性と一致する。)

Fig.11は、(14)式より T_m をパラメータにして計算した K_L-T 特性を示す。同図によりサンプリング周期 T が、 10^{-2} [sec] 以下の領域では、 K_L は T_m に関係なくほぼ同じ高い値であるが、 10^{-2} [sec] 以上では K_L は系の時定数 T_m に関係しており T_m が大きいほど安定限界ゲイン K_L は低い。

4.4 減衰係数 ζ とサンプリング周期 T との関係

減衰係数 ζ は、制御系の速応性を決定する尺度であることがよく知られている。そこで、このような速度制御系においてサンプリング周期 T に対する減衰係数 ζ の関係を調べてみる。

(1)式と(7)式より

$$\zeta = \frac{1}{2\sqrt{KT_m}} \tag{17}$$

が得られる。ここで、 K は系の開ループゲインであるが、4.3節に述べた安定限界ゲイン K_L として“サンプル制御安定限界減衰係数 ζ_L ” が求められる。

まず、サンプリング周期 T が非常に大きい場合、(15)式より

$$\zeta_L(T \rightarrow \infty) = \lim_{K_L \rightarrow 1/T_m} \frac{1}{2\sqrt{K_L T_m}} = 0.5 \tag{18}$$

が得られる。

また、サンプリング周期 T が非常に小さい場合、(16)式より

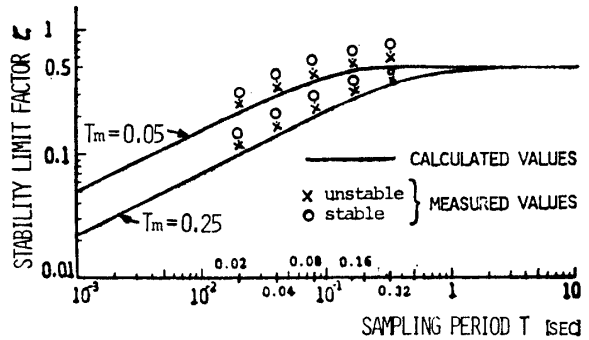


Fig.12 ζ_L-T characteristic

$$\zeta_L(T \rightarrow 0) = \lim_{K_L \rightarrow \infty} \frac{1}{2\sqrt{K_L T_m}} = 0 \tag{19}$$

Fig.12に、 T_m をパラメータとして計算した ζ_L-T 特性を示す。低サンプリング周波数では、 ζ_L は T_m に関係なく 0.5 に収束する。このことは、系の設計上、減衰係数 ζ を 0.5 以上に置けばサンプリング周期の如何にかかわらず系が安定になることを意味する。

5. 実験結果

5.1 K_L-T 特性

Fig.4 の実験装置における可変増幅器 (VA) は、ポテンションメータと OP. Amp. を用いた非反転増幅器とを接続したものである。この VA のゲインを変化することによって、系の開ループゲイン K を可変できる。

また、機械的時定数 T_m をパラメータとして、ミニャモータだけの $T_m=0.05$ [sec] と誘導電動機を直結したときの $T_m=0.25$ [sec] にした。

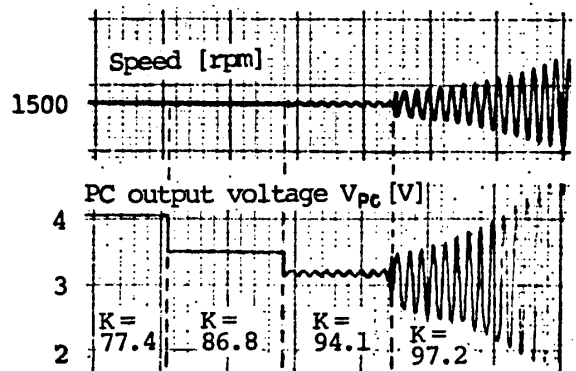


Fig.13 Stability of $T=0.02, T_m=0.25$ [sec]

基準サンプリング周波数をいろいろな値に設定して、この各設定値で開ループゲイン K を増加すれば安定限界ゲイン K_L に達すると系は不安定となる。これらの結果は、Fig.11 に記入しているように \circ 印は安定、 \times 印は不安定である。

Fig.13は、一例として $T=0.02$, $T_m=0.25$ [sec] の場合の実験波形である。これは明らかに、開ループゲイン K を大きくすると回転数は発散してロック状態からはずれることを示している。

5.2 $\zeta-T$ 特性

サンプリング周期 T に対する減衰係数 ζ の測定値を Fig.12 に記入した様に、○印は安定の場合、×印は不安定の場合である。

5.3 外乱負荷に対する回転数の周波数応答

サンプリング周期が高く連続制御系とみなしてよい範囲において、PLL 速度制御系の外乱負荷に対する回転数の応答特性を 5.3 および 5.4 において検討した。

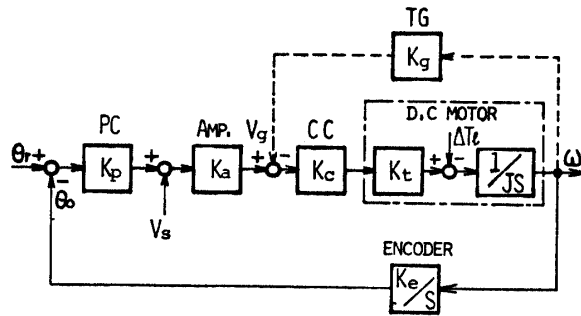


Fig.14 Block diagram of Experiment equipment

まず、電動機を1500[rpm]に運転する場合、エンコーダのスロット数を2個にすると、基準周波数は50 [Hz] となる。Fig.14 に実験装置のブロック図を示す。なお、各要素の定数を Table.1 に示す。

Table 1. Data list

ELEMENTS	SYMBOLS	UNITS (MKS)
Inertia of rotor	$J=2 \times 10^{-3}$	kg-m
Torque constant	$K_t=0.101$	N·m/A
Current controller	$K_c=0.85$	A/V
Tachogenerator	$K_g=0.067$	V/rad/s
Encoder	$K_e=2/2\pi$	slot/rad
Phase comparator	$K_p=0.8$	V/rad
Variable Amp.	$K_a=3.5$	V/V
Damping factor	$\zeta=0.25$	

5.3.1 実験方法

外乱負荷に対する回転数の周波数応答特性の実験に

は、直流電動機に直結した誘導電動機の巻線に交流電流を流すことにより外乱負荷 ΔT_l が周期的に変化できる。しかし一般に、ファンクションジェネレータの可変周波数出力電流は小さいので外乱負荷 ΔT_l の周期的変化は容易でない。そこで、Fig.14に示すように V_g を周期的に変化してTG の出力電圧 V_g を求め ΔT_l に対する速度 ω の変化に換算する。その計算手順は、次のようにする。

Fig.14 より

$$\frac{\omega}{\Delta T_l} = S \cdot \frac{1}{K_c K_t K_g K_a} \cdot \frac{K_c K_t K_g K_p K_a / J}{S^2 + \frac{K_c K_t K_g}{J} S + \frac{K_c K_t K_g K_p K_a}{J}} \quad (20)$$

$$\frac{V_g}{V_s} = S \cdot \frac{K_g}{K_c K_p} \cdot \frac{K_c K_t K_g K_p K_a / J}{S^2 + \frac{K_c K_t K_g}{J} S + \frac{K_c K_t K_g K_p K_a}{J}} \quad (21)$$

が求められる。これらの伝達関数は、同じ特性方程式をもち、ただゲインだけが異なる。したがって

$$\left| \frac{\omega}{\Delta T_l} \right| = \left| \frac{1}{K_c K_t K_g K_a} \right| \cdot \left| \frac{V_g}{V_s} \right| \quad (22)$$

となる。

一方、従来の速度制御方式における外乱負荷に対する回転数の周波数応答を求めると、Fig.14 より

$$\frac{\omega}{\Delta T_l} = \frac{1}{K_c K_t K_g} \cdot \frac{1}{\frac{J}{K_c K_t K_g} S + 1} \quad (23)$$

が得られる。

5.3.2 実験結果

Fig.15 は、PLL 制御および速度制御における外乱負荷に対する回転数の周波数応答特性であり、なお点線は(20), (23) 式による計算値、実線は測定値を示す。

この結果から、低周波数領域はPLL 制御によって大きく特性が改善されており、外乱負荷の周波数が低いほど回転数変化が少ないことがわかる。

5.4 外乱負荷に対する回転数の過渡応答

5.4.1 実験方法

外乱負荷のステップ変化は、ミナシャモータに直結した誘導電動機の巻線に直流電流を通电することにより得られる。また、回転数の過渡応答としてタコジェ

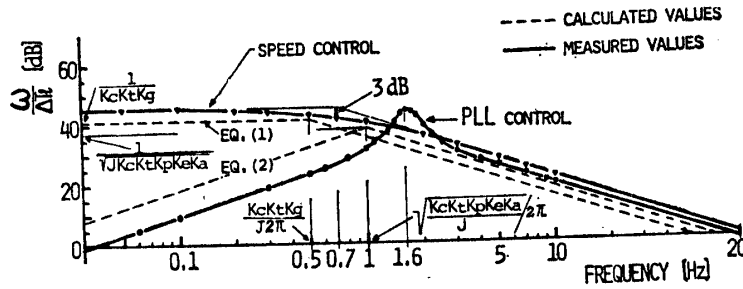


Fig. 15 Frequency response characteristic

ネレータの出力電圧 V_o を記録した。

常偏差が生じる。

5.4.2 実験結果

PLL制御における外乱負荷のステップ変化に対する回転数の応答の理論式は、(20)式をラプラス逆変換することにより求められる。

$$\omega(t) = \frac{\Delta T_l}{J\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n t} \sin(\sqrt{1-\zeta^2}\omega_n t) \quad (24)$$

ただし、 $\zeta = \frac{K_g}{2} \sqrt{\frac{K_c K_t}{J K_r K_p K_a}} < 1, \omega_n = \sqrt{\frac{K_c K_t K_r K_p K_a}{J}}$

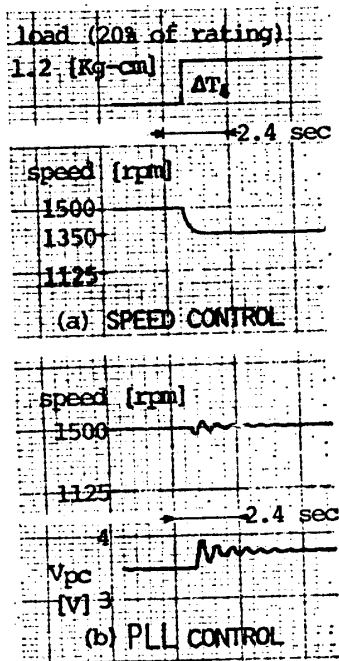


Fig. 16 Step response characteristic

Fig. 16 は、速度制御方式およびPLL 制御方式における外乱負荷に対する回転数の過渡応答特性の実験結果を示す。PLL 制御方式では、回転数の過渡応答は減衰振動で(24)式と一致し、回転数の定常偏差は零となり位相偏差が生じるだけである。なお、外乱負荷は20%の定格トルクである。一方、速度制御方式では定

5.5 電動機過負荷時の位相ロックアウト

位相器出力電圧と位相の関係は、Fig.17のように定格トルク以下の範囲は位相ロックが可能に設定している。しかし、負荷トルクが過大になれば位相ロック外

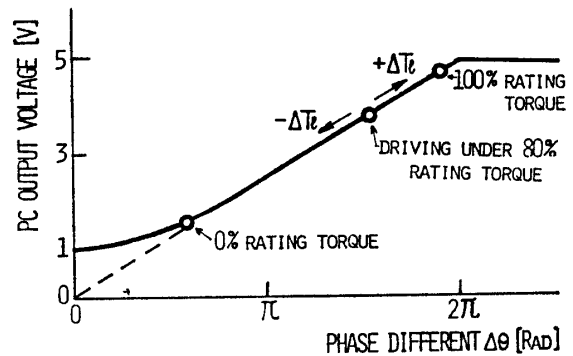


Fig. 17 $V_{pc} - \Delta\theta$ characteristic

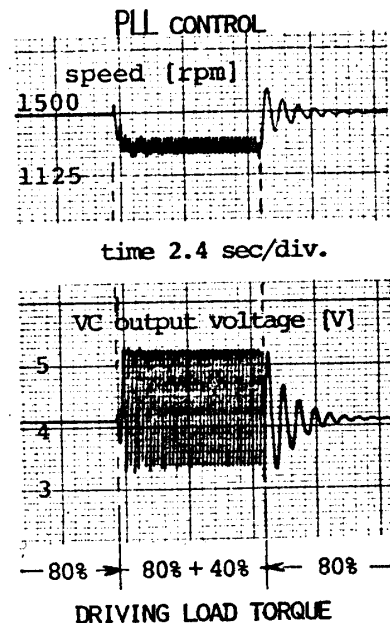


Fig. 18 Step response to 40% disturbance load of rating torque

になることはFig.17より当然である。いま、Fig.18は電動機が1500[rpm] 80%トルクで運転中、+40%トルクの負荷をかけたため位相ロックはアウトとなり回転数は速度フィードバック制御状態のオフセットを示し、 V_{pc} は位相ロックアウトをしめしている。+40%が除去されると再び位相ロックにもどっている。

5.6 始動・停止

3.5に述べたように、本実験に用いたサンプルホールド形位相比較器は市販されているデジタルPLL-ICのMSM-5816と同一方式で位相器内に始動回路を含んでいる。

Fig.17 $V_{pc}-\Delta\theta$ 特性から明らかに、 $\Delta\theta$ が 2π 以上になると位相器出力電圧 V_{pc} は5[V]の一定値を保つ。この一定電圧により始動が行われる。

Fig.19-(a)は、始動停止実験方法を示し、位相器出力回路に設けたスイッチのON、OFFにより電動機の始動、停止(制動停止)ができる。Fig.19-(b)は始動、運転、停止時の速度、位相器出力電圧 V_{pc} [V]を示す。

スイッチOFFの状態では上に述べた様に、 V_{pc} は5[V]の一定出力を示す。スイッチONすると、この5[V]で加速し設定速度に達し位相ロック状態となる。このとき V_{pc} は電動機負荷トルクに相当したものを示す。スイッチをOFFすれば V_{pc} は一度ロックアウト波形となるが電動機が停止すれば5[V]にもどる。

スイッチOFF後の電動機速度は、速度制御器出力(電動機電流指令)の作用で(Fig.4参照)一定減速トルクで急減速する。

5.7 速度設定変更

速度設定の変更は、本実験では停止後に行なった。運転中に変更を行なうことは、以下のべるように設定変更に伴う変更項目が複数個になるため困難である。

速度設定変更に伴ない変更する箇所として次の個所が考えられる。

- a) 基準周波数 f_r の分周回路
- b) 速度エンコーダの分周回路
- c) 位相比較器の鋸歯波発生RC時定数設定回路
- d) 位相比較器出力側アンプのゲイン(Fig.19-(a)参照)

広範囲の速度設定を簡単に行なう方法を継続して研究している。

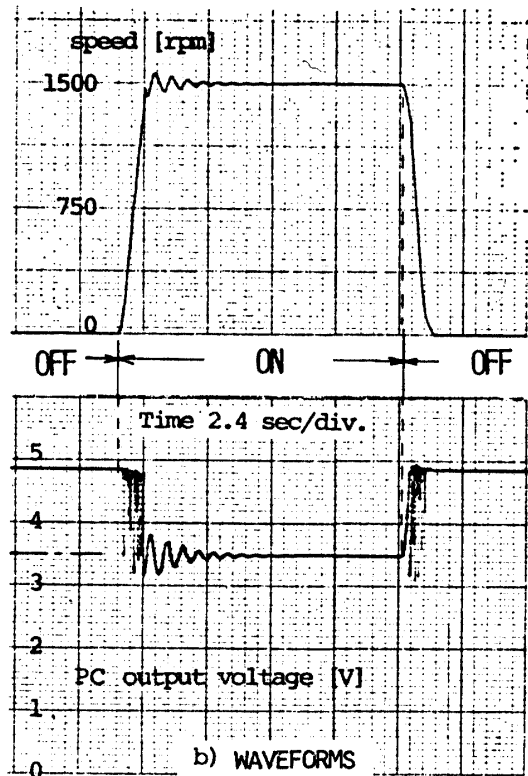
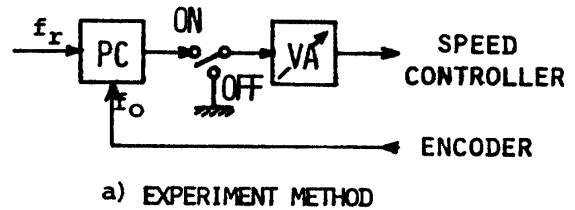


Fig.19 Starting and Stopping characteristic

6. ま と め

本報告は、デジタルPLL-ICを用いて一般産業用電動機の精密速度制御を行なうについて、制御系の安定性、制御特性および問題点を理論的および実験的に検討した。その結果をまとめると次の通りである。

1. サンプリング周波数を低くすると安定限界ゲインが低下する。
2. 低サンプリング周波数における安定限界値ゲインは、機械的時定数に逆比例する。
3. 低サンプリング周波数においても系が安定するためには、減衰係数 ζ を0.5以上に置く必要がある。
4. 当然のことながら、負荷変動に対する回転数の定常偏差は零である。
5. 可変速運転に対する速度設定技術について若干

の問題がある。この問題について、今後とも検討したい。

本報告の結果は、今後の PLL による電動機速度制御系の設計に有意義な一考察を加えたものとする。

最後に、本研究を行なうにあたって御支援いただいた本学足立宜良助教授、池田隆技官に深く感謝します。なお、実験その他について何かと御援助いただいた本学桐原昭雄技官、大学院1年中重文隆君、古前仁司君、卒業生佐野村馨君（現：安川電機）、卒業生相島武弘君に感謝します。

参 考 文 献

- 1) 檜崎, N-D-PHONG: 昭和52年電気四学会中国支部連合大会, No.40514
- 2) 今村, 他: クォーツロックプレーヤ, 東芸レビュー, 9号 (1977), p.788
- 3) H. Kalis and J. Lemmlich: Frequency-analog speed control, Philips Tech. Rev., 33, 8/ 9(1973) p.262
- 4) 田所: モータコントロール, 電子技術, 19, No.11, 61, (1977)
- 5) 長谷, 松村: 精解演習自動制御理論, 広川書店, 昭和51, p.166
- 6) Stanley M. Shinnars: Control System Design, Jhon Wiley & Som, Inc. (1964), p.362

(昭和53年10月14日 受理)