

2相型PLLによる回転軸のねじり検出及び サーボ機構への応用

Detection of Torsional Angle of Rotary Axis by Non-Sinusoidal Two-Phase PLL and Application to Servomechanism

○王 磊*, 江村 超*

○Lei Wang*, Takashi Emura*

*東北大学

*Tohoku University

キーワード：サーボ機構 (Servomechanism), 伝動 (Transmission), 回転角 (Angle of Rotation),
ねじり振動 (Torsional Vibration), PLL (Phase-Locked Loop)

連絡先：〒980-77 仙台市青葉区荒巻字青葉 東北大学 工学部 機械電子工学科 江村研究室
王磊, Tel.: (022)217-6969, Fax.: (022)217-7027, E-mail: wang@emura.mech.tohoku.ac.jp

1. はじめに

ロボットやサーボ機構において、負荷をカップリング、軸、減速器などを介してモータに接続することが多い。通常、これらの伝達要素を剛体と考え、サーボ制御を行うが、これらの要素の剛性の低さによりねじり振動を生じ、サーボ機構の高速化または高精度化において問題となってしまう。この問題に対してねじり角を検出して安定補償する方法は有効である。ねじり角を検出するにはトーションバー式トルクセンサを用いる方法があるが、必要な検出感度を得るために、軸の剛性を低下させてしまう。そのため、2つのエンコーダを用いた検出の方法はロボットの制御に用いられているが、エンコーダの分解能により検出精度が制限される。特に、精密サーボ機構では、ねじりは微小であるため、高精度の検出を行うには高分解能の

エンコーダが必要である。一方、高分解能のエンコーダはその最高出力周波数によって制限され、高速回転できない。

そこで、本研究では、2相型PLLの応用を提案した。2相型PLLは江村によって提案され¹⁾、高速・高精度サーボ制御²⁾、エンコーダの高分解能内挿に用いられ³⁾、その高速性、耐ノイズ性が確認されている。2相型PLLを用いて回転軸のねじり角を検出するために、2つのエンコーダが必要である。2つのエンコーダの出力波形の位相差を求め、それを内挿することにより、高速回転できる低分解能のエンコーダを用いても高分解能の検出を行うことができる。また、2相型PLLの高速性により高速のねじり角の検出が可能となる。しかし、上述の2相型PLLはひずみの小さい正弦波出力精密エンコーダが必要である。正弦波出力精

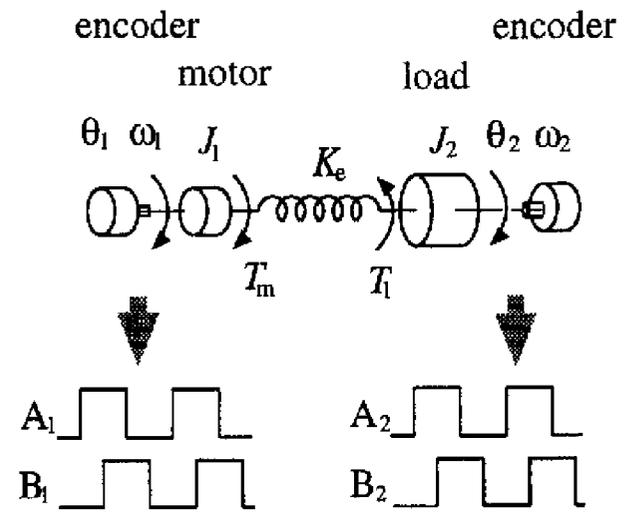
密エンコーダが高価で検出回路も複雑になる。そのため、本研究では、非正弦波2相型PLLを用いることとした。非正弦波2相型PLLは、通常の矩形波出力エンコーダを用いても高分解能の内挿ができる特徴を有する。

本研究では、この検出の方法を一定速度で回転するサーボ機構におけるねじり振動の抑制および負荷トルクによるサーボ誤差の低減に応用した。実験では、提案した方法の有効性が確認された。本報では、サーボ機構における2相型PLLを用いた回転軸のねじり角の高速・高分解能の検出法を紹介し、実験について述べる。

2. 回転軸のねじり角の検出

サーボ機構の機構部はFig.1のように簡単化することができる。ここで、 J_2 は負荷と伝達要素のモータ軸に換算した等価慣性モーメントを表す。負荷とモータは弾性係数 K_e の弾性軸によって接続され、駆動トルクまたは負荷トルクを加えた時、この軸にねじり角が生じる。このねじり角を検出するために、モータ軸と出力側の軸にそれぞれ、エンコーダを取り付け、エンコーダの出力の差を求める。エンコーダの出力は2相矩形波であるので、偏差カウンタを用いてその差が求められるが、エンコーダの分解能が低い場合は高精度の検出ができない。そこで、エンコーダの出力パルスを位相比較し、位相差を検出することによって分解能を高める必要がある。しかし、一般に用いられる位相比較の方法は、各エンコーダの出力パルスのうち1列のみを使用するので、検出できる最大ねじり角が1周期になってしまうため、大きなねじり角を生じる場合には用いることができない。そこで、本研究では、各エンコーダから出力された2列のパルスを交互に比較し、2相三角波を求め

2つのエンコーダの出力波形の位相差を求め



Notations

- θ_1 : rotary angle of motor shaft
- ω_1 : angular speed of motor shaft
- θ_2 : rotary angle of output shaft
- ω_2 : angular speed of output shaft
- J_1 : moment of inertia of motor shaft
- J_2 : equivalent moment of inertia of output shaft
- T_m : torque of driving motor
- T_l : disturbance torque
- K_e : stiffness coefficient of shaft

Fig. 1 Torsional angle.

る位相比較器の回路をFig.2に示す。それは基本的に4つのEXOR(exclusive-OR)ゲートとローパスフィルタ(LPF)によって構成される。ここで、 A_1 、 B_1 は入力軸エンコーダの出力パルスで、 A_2 、 B_2 は出力エンコーダの出力パルスを表す。位相比較器の回路のタイミングチャートをFig.3に示す。

EXOR1はパルス列 A_1 と B_2 の位相を比較する。その結果はFig.3(a)に示すように、幅がパルス列 A_1 と B_2 の位相差に比例するパルス列 S_{y1} が出力される。さらに、後続のローパスフィルタによってこのパルス列が平均化され、パルス列 A_1 と B_2 との位相差に比例する電圧が出力される。この電圧は、2つのエンコーダの出力パルスの位相差であるので、この方法を用いてエンコーダ単体よりも高い分解能が得られる。また、パルス列 A_1 と B_2 との位相差が $-\pi$ から π 変化する場合、ロー

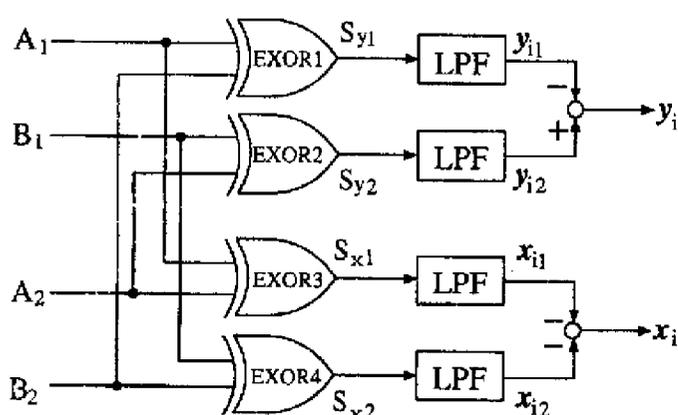


Fig. 2 Circuit for phase difference detector.

パスフィルタの出力 y_{i1} は図に示すように三角波になる。

同様に、EXOR2, EXOR3, EXOR4によって、パルス列 B_1 と A_2 , A_1 と A_2 , および B_1 と B_2 の位相を比較し、ローパスフィルタから、三角波形 y_{i2} , x_{i1} , x_{i2} が得られる。図に示すように、 x_{i1} と x_{i2} との位相差は π で、 y_{i1} と y_{i2} は同位相である。そこで、それぞれの差または和を求め、 x_i と y_i が得られる。図から分かるように x_i と y_i は $\pi/2$ の位相差を持つ2相三角波である。

Fig.3(a)では、 y_i は位相差 $\theta_d \in [-\pi/2, \pi/2]$ において、その大きさは2つのエンコーダの出力パルスの位相差 θ_d と比例するが、 $[-\pi, -\pi/2]$ と $[\pi/2, \pi]$ では比例関係は成立しない。よって、位相比較器の出力をそのまま用いては広い検出ダイナミックレンジが得られない。そこで、本研究では、2相型PLLを用いて、連続に2相三角波 (x_i, y_i) から位相差 θ_d の検出を行った。

3. 2相型PLLによる高分解能内挿法

2相型PLLはFig.4に示すように位相差回路PD (Phase Detector), ループフィルタLF (Loop Filter) および発振器VCO (Voltage Controlled Oscillator) から構成されている。VCOのROMテーブルには2相三角波が書き込まれている。このテ-

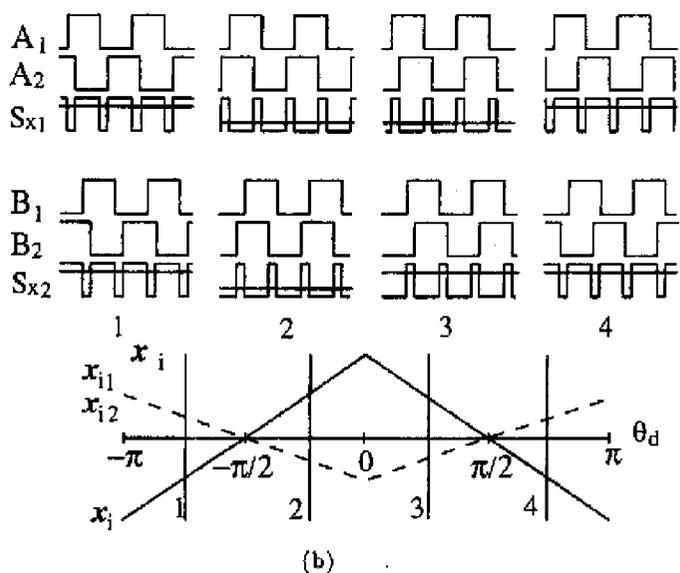
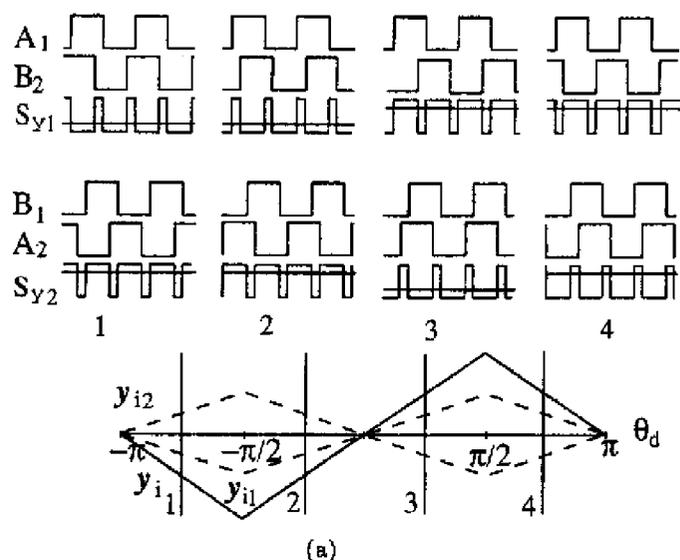


Fig. 3 Detection of phase difference.

ブルはカウンタによってデコードされるので、V/Fコンバータの入力電圧に比例する周波数の信号を生成する。生成した波形と位相比較器の出力波形の位相差は位相差回路によって求められ、ループフィルタを通じてV/Fコンバータにフィードバックされる。生成した波形とエンコーダ波形の位相差は0になるように制御されるので、カウンタの出力は内挿後の信号となる。カウンタの出力はインタフェースを介して計算機に送られる。2相型PLLの位相差回路では、エンコーダの信号と生成した信号を次式のようにベクトル的に演算し位相差を求める。

$$|\mathbf{r}_i \times \mathbf{r}_o| = x_i y_o - y_i x_o = ab \sin(\gamma) \approx ab\gamma \approx k_d \phi \quad (1)$$

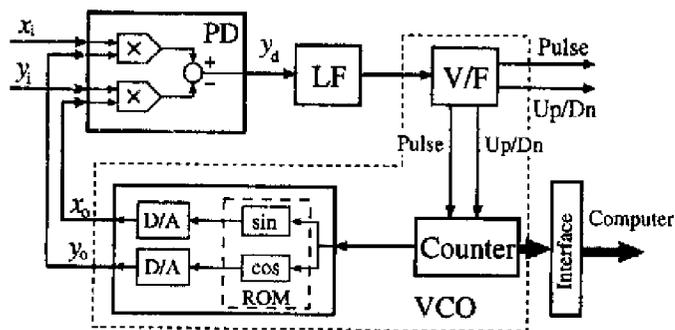


Fig. 4 Block diagram of two-phase type PLL.

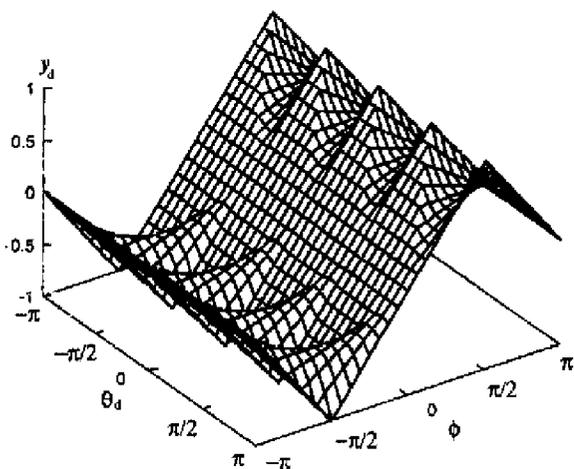
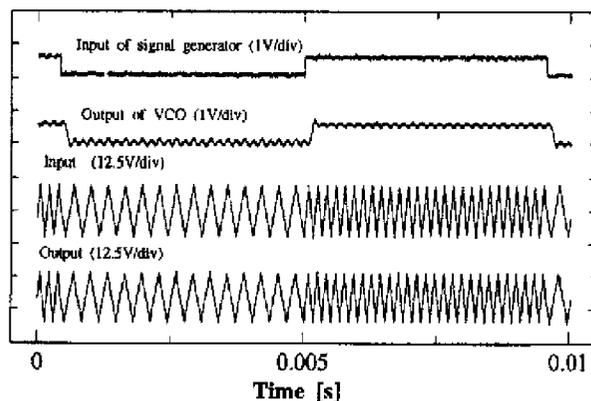


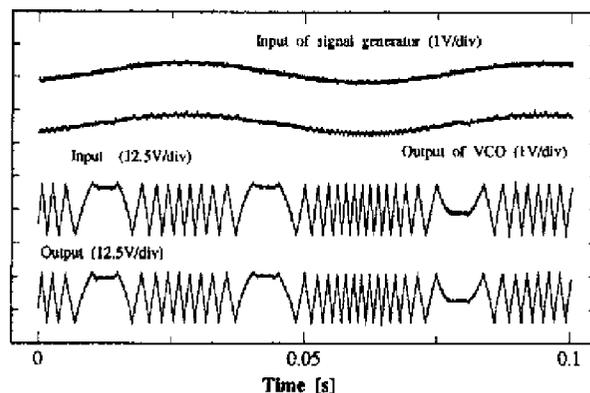
Fig. 5 Characteristics of phase detector.

ただし、 $r_i = (x_i, y_i)^T$, $r_o = (x_o, y_o)^T$, ϕ は生成した波形とエンコーダ波形の位相差、 γ は r_i と r_o とのなす角度、 $a = \sqrt{x_i^2 + y_i^2}$, $b = \sqrt{x_o^2 + y_o^2}$, $k_d = ab$ は位相差回路のゲインである。Fig.5 は位相差回路の出力のシミュレーション結果を示す。出力 y_d は入力三角波の位相 θ_d によって変化するが、PLL がロックする時、すなわち、位相差 ϕ が小さい時、 ϕ とほぼ比例する。2 相型 PLL は入力周波数によらず広いダイナミックレンジが得られ、耐ノイズ性及び高速性ともに優れる。

非正弦波 2 相型 PLL を用いた内挿の実験を行った。実験では、発振器を用いて 2 相三角波を発生させ、非正弦波 2 相型 PLL に入力した。発振器から出力された 2 相三角波の周波数は入力電圧に比例するので、発振器の入力電圧を変化させることによって、三角波の周波数を変えることができる。



(a) Step response.



(b) Response to sin wave.

Fig. 6 Experimental results of two-phase type PLL.

また、VCO の出力周波数は VCO の入力電圧に比例することから、非正弦波 2 相型 PLL の応答を VCO の入力端子の電圧を観察すればよい。実験結果を Fig.6 に示す。Fig.6(a) はステップ応答の実験結果である。実験では、2 相三角波発振器の入力電圧を 0.5V から 1V にステップ状に変化させた。その時、出力三角波の周波数は 3kHz から 6kHz に変化した。図から、非正弦波 2 相型 PLL が入力周波数に追従していることがわかる。また、同図に非正弦波 2 相型 PLL からの三角波と発振器からの三角波も示した。これらの三角波を比較することによって非正弦波 2 相型 PLL は脱調しないことも確認できる。

非正弦波 2 相型 PLL に周波数が正弦波状に変化する 2 相三角波を入力することによって、内挿器の周波数応答が分かる。Fig.6(b) は周波数応答

の実験結果の1例である。また、ねじり角が正負変化する場合、2相三角波の位相関係が反転する。よって、非正弦波2相型PLLに入力波形の位相関係が反転する場合においても追従することも要求される。実験においては、発振器の入力に-0.04Vから+0.03Vに正弦波状に変化する電圧を入力した。図に示した入力電圧が0Vを通過するので、発振器からの2相三角波の周波数が0Hz状態を経て位相逆転した。Fig.6(b)の結果から非正弦波2相型PLLが正しく入力信号に追従することがわかるので、これらの特性が確認されたことになる。

4. トラクシヨンドライブを用いたサーボ機構の入力軸の制御

本研究では、トラクシヨンドライブを用いたサーボ機構において上述の検出法の実験を行った。トラクシヨンドライブは転がり摩擦を利用した伝動機構で、著者らは、それを用いた一定速度で回転する精密サーボ機構の研究を行った⁴⁾。トラクシヨンドライブを用いたサーボ機構の制御において入力軸を高い剛性で速度制御する必要があった。しかし、駆動モータはトラクシヨンドライブの入力軸とカップリングで接続され、カップリングによるねじり振動を生じたため、より高い剛性の制御が困難となった。そこで、入力軸のねじり角を前述の方法で検出し、ねじり振動の抑制を行った。また、検出されたねじり角を用いるトルクフィードフォワード補償によるサーボ誤差の低減も行った。

4.1 ねじり振動の抑制

本研究で使用したトラクシヨンドライブを用いたサーボ機構の機構部も Fig.1 のように示すことができる。モータはカップリングによりトラクシヨンドライブの減速器の入力軸に接続されているので、 J_2 はトラクシヨンドライブの入力軸の慣性モーメントと出力軸の入力軸に換算した等価慣

性モーメントの和となる。また、負荷トルクは出力軸に印加されるので、 T_l はそれを入力軸に換算したトルクを表す。Fig.1から機構部の運動方程式が次のように得られる。

$$\left. \begin{aligned} J_1 \ddot{\theta}_1 + c_1 \dot{\theta}_1 &= T_m - K_e(\theta_1 - \theta_2) \\ J_2 \ddot{\theta}_2 + c_2 \dot{\theta}_2 &= K_e(\theta_1 - \theta_2) - T_l \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

c_1, c_2 は粘性摩擦係数である。そこで、トラクシヨンドライブの入力軸の速度を検出し、PIDによるフィードバック制御を行う。すなわち、

$$T_m = K_p(\omega_0 - \omega_2). \quad (3)$$

ただし、 K_p は比例ゲイン、 ω_0 は指令速度である。また、ここで、入力軸の速度フィードバック制御と軸の弾性によりねじり振動を説明するので、簡単のため、微分ゲインと積分ゲインを略した。上式を式(2)に代入し、伝達関数を求める。

$$\frac{\omega_2}{\omega_0} = \frac{B_0}{A_0 + A_1 s + A_2 s^2 + s^3}. \quad (4)$$

ここで、簡単のため、負荷トルクを0とした。また、

$$\left. \begin{aligned} A_0 &= K_e(c_1 + c_2 + K_p)/(J_1 J_2) \\ A_1 &= (K_e J_1 + K_e J_2 + c_1 c_2)/(J_1 J_2) \\ A_2 &= (c_1 J_2 + c_2 J_1)/(J_1 J_2) \\ B_0 &= K_e K_p/(J_1 J_2) \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

式(4)(5)から制御系の根軌跡を求めることができる。Fig.7はその1例を示す。図から高いフィード

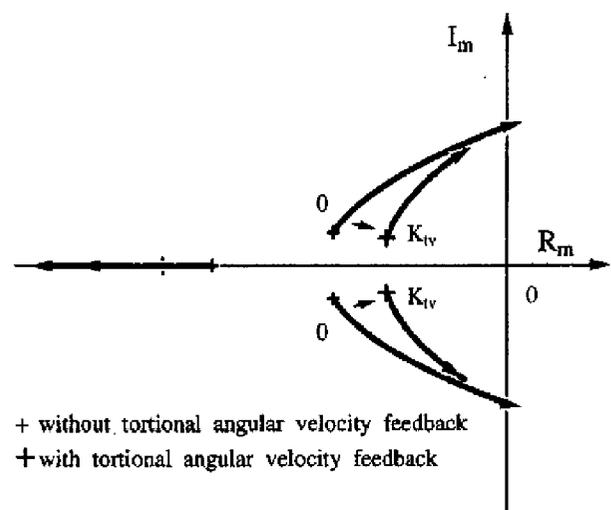


Fig. 7 Root loci of feedback loop.

バックゲインの場合、制御系は不安定になりやすいことがわかる。そこで、安定化のために、次式のようにねじり角速度フィードバックによる安定補償を行った。

$$T_m = K_p(\omega_0 - \omega_2) + K_{tv}(\dot{\theta}_1 - \dot{\theta}_2). \quad (6)$$

ただし、 K_{tv} はねじり角速度フィードバックのゲインである。Fig.7には、ねじり角速度フィードバックによる安定補償を行った場合の根軌跡が示されている。図からねじり角速度フィードバックにより制御系の安定化が行え、ねじり振動を抑制することができる。

4.2 トルクフィードフォワード補償

トラクションドライブを用いたサーボ機構の入力軸を負荷変動に無関係に一定速度で回転させる必要があるので、負荷トルクの大きさを検出し、このトルクを打ち消すトルクを与えるフィードフォワード補償が有効である。そこで、本研究では、ねじり角から負荷トルクを検出し、トルクフィードフォワード補償を行った。伝達トルクはねじり角に比例するので、ねじり角を検出することによって伝達トルクがわかる。伝達トルクを用いて負荷トルクが求められる。よって、サーボモータに外乱トルク打ち消すようなトルクを発生させ、入力軸のサーボ剛性を上げる。ここで、モータのトルクを次のように発生させる。

$$T_m = K_p(\omega_0 - \omega_2) + K_t(\theta_1 - \theta_2). \quad (7)$$

上式を式(2)に代入し、負荷トルクに対して速度誤差の伝達関数を求めると次式が得られる。

$$\frac{\omega_e}{T_l} = \frac{K_e(J_1 s^2 + c_1 s + K_e - K_t)}{A_0 + A_1 s + A_2 s^2 + s^3}, \quad (8)$$

ただし、 K_t はゲイン、 $\omega_e = \omega_0 - \omega_2$ は速度誤差である。ここに、 $\omega_0 = 0$ とした。また、

$$\left. \begin{aligned} A'_0 &= K_e(c_1 + c_2 + K_p - c_1 K_t / K_e) / (J_1 J_2) \\ A'_1 &= (K_e J_1 + K_e J_2 + c_1 c_2 - K_t J_2) / (J_1 J_2) \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

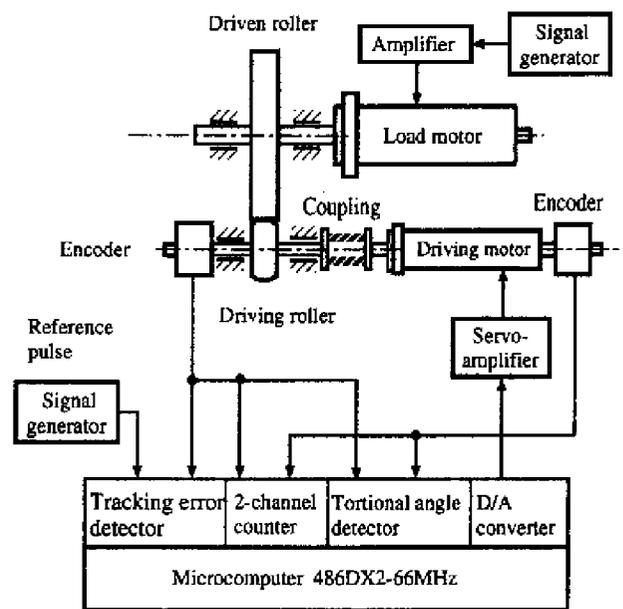


Fig. 8 Block diagram of control system.

式(8)から、 $K_t = J_1 s^2 + c_1 s + K_e$ とすることによって、分子が0となり、負荷トルクによる速度誤差を低減することができる。また、本研究で用いたサーボ機構は一定速度で回転するので、 $J_1 s^2 + c_1 s$ は極めて小さいので、実験において $K_t = K_e$ とし、コントローラの簡単化を図った。

5. 実験

5.1 実験装置

実験装置の概略をFig.8に示す。入力ローラの軸はトラクションドライブにより出力ローラ軸を駆動する。入力ローラの半径 R_1 は 18.00 mm で、出力ローラの半径 R_2 は 116.64 mm であり、減速比(すべりが無いとき)は約 6.48 となる。2つのローラ間の押付け力は弾性板により与えられており、ローラの接触部までトラクションオイルが満たされている。入力軸には駆動用DCサーボモータがカップリングを介して直結されており、出力軸に直結されたDCモータにより負荷が与えられる。カップリングのねじり剛性係数は $K = 8 \times 10^3 \text{ N}\cdot\text{m}/\text{rad}$ (カタログ値)である。Table 1は、実験装置の諸元である。Table 1からわかるように、駆動モータから定格トルクを出力する場合最大 $4.25 \times 10^{-5} \text{ rad}$ (約

Table 1 Data of servomechanism

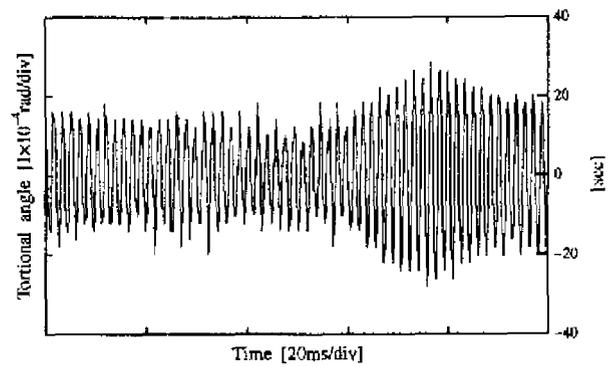
Moment of inertia		
input shaft	1.06×10^{-4}	[kg m ²]
output shaft	4.53×10^{-2}	[kg m ²]
Driving motor		
Rated output	110	[W]
Rate torque	0.34	[N·m]
Load motor		
Rated output	500	[W]
Rated torque	0.75	[N·m]
Encoder of driving axis		
Resolution	20 000	[ppr]
Encoder of driven axis		
Resolution	129 600	[ppr]

9 秒) のねじり角が発生する。駆動モータ側とローラ側にそれぞれ分解能 5000ppr, 最高回転速度 3000r/min のエンコーダが取り付けられている。ローラ側のエンコーダを用いて入力軸の速度制御を行った。高精度の制御を行うために、エンコーダの出力パルスの高分解能の内挿を行ったが、ここで、その詳細を省略する。駆動モータ側のエンコーダとローラ側のエンコーダの出力を比較してねじり角の検出を行うが、そのままでは検出の分解能(通常の4てい倍の場合)は20000ppr, すなわち、64.8秒と低く、制御に用いても良い結果は得られにくい。本研究では、前述の内挿器を用いて128てい倍で検出を行った。モータ側のエンコーダとローラ側のエンコーダの出力を、2チャンネルの24ビットカウンタに入力し、その出力と内挿器の出力を比較することによって内挿器の安定動作の確認を行った。

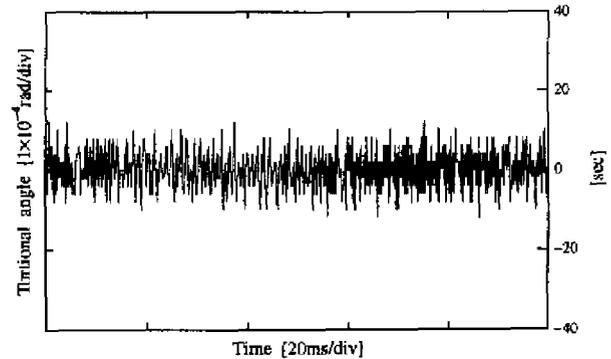
5.2 実験結果

5.2.1 ねじり角速度フィードバックの実験結果

Fig.9 は、ねじり角速度フィードバックによる安定補償の実験結果である。実験では、入力軸を一定速度で回転するように制御し、負荷を0とし



(a) without compensation



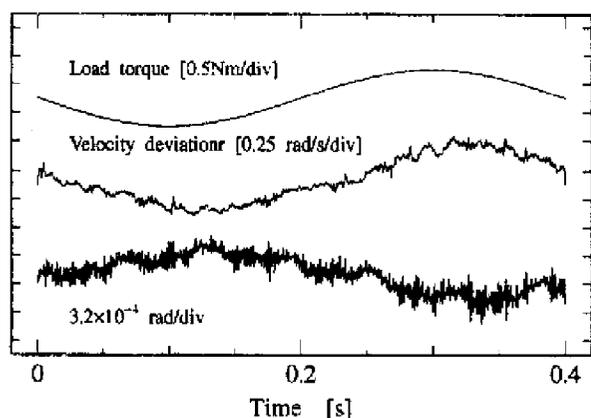
(b) with compensation

Fig. 9 Experimental results of stable compensation using velocity of torsional angle.

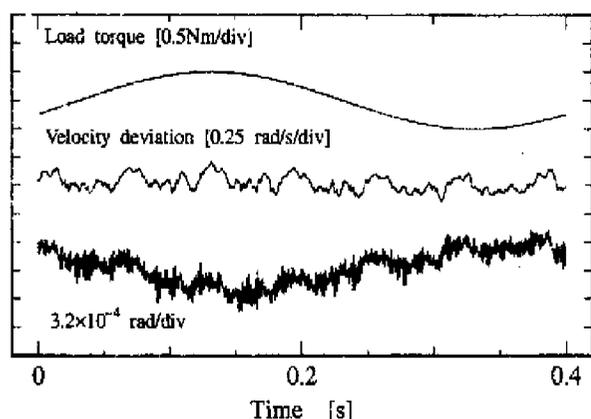
た。Fig.9(a)は補償のない場合の結果を示す。図から約550Hzの振動が発生していることがわかる。Fig.9(b)はねじり速度フィードバックによる安定補償を行った場合の実験結果である。これらの結果から、ねじり速度フィードバック補償により、カップリングのねじり振動が効果的に低減されていることがわかる。

5.2.2 負荷トルク抑制の実験結果

本研究では、ねじり角フィードバックによるトルク補償の実験を行った。Fig.10は、その実験結果を示す。外乱トルクは負荷用モータにトルクを発生させ、トラクションドライブにより入力軸に与えた。補償を行わない場合、Fig.10(a)に示すように、負荷の変動により0.7rad/sの速度誤差を発生した。一方、補償を行うことにより、速度誤差は0.3rad/sまでに低減された。Fig.10(a)から速度誤差は短い周期のリップルが確認できるが、それ



(a) without compensation



(b) with compensation

Fig. 10 Torque compensation using torsional angle.

はエンコーダの取り付け偏心による誤差と思われる。これらの結果から、ねじり角フィードバック補償により、外乱トルクの変動によって発生する角度誤差が効果的に低減されていることがわかる。

6. おわりに

本研究では、2相型PLLを用いて回転軸のねじり角の高速高分解能の検出の研究を行い、それを用いてサーボ機構における回転軸のねじり振動及び負荷トルクの抑制に応用し、次の結果が得られた。

- (1) 回転軸におけるねじり角の高分解能検出において2相型PLLの有効性が確認でき、実験においてその高速性を示すことができた。

- (2) 2相型PLLによる回転軸のねじり検出法をサーボ機構に応用し、ねじり振動及び負荷トルクによる誤差を効果的に低減したことを確認できた。

参考文献

- 1) 江村：90度位相差方式NC用位置決めサーボの研究，昭和57年度精密学会秋季大会学術講演会論文集，419-421.
- 2) T. Emura, A. Arakawa and M. Hashitani, "A Study of High Precision Servo-Spindle for Hard Gear Finishing Machines," The International Conference on Advanced Mechatronics, pp.427-432, 1989.
- 3) T. Emura, L. Wang and A. Arakawa, "A High-Resolution Interpolator for Incremental Encoders by Two-Phase Type PLL Method," in Proc. IEEE IECON'93, vol.3, 1993, pp. 1540-1545
- 4) 江村・王・陳：トラクシヨンドライブを用いたサーボ機構の研究，(第1報，基本特性の測定とすべり速度フィードバック補償の提案)，日本機械学会論文集C編，62-593, 141/148 (1996).