

NC 制御とセンサフィードバックとの融合*

—ステップモータ駆動における振動負荷系の制御—

張 勤** 神谷好承*** 関 啓明*** 足津正利***

Construction a Sensor Feedback System in New NC Controller

Qin CYOU, Yoshitsugu KAMIYA, Hiroaki SEKI and Masatoshi HIKIZU

NC (numerical control) techniques for driving the X-Y axes servo motors are widely used for the industrial machine tools such as lathe, milling machine, and so on. General NC techniques have not been able to control the angular displacement or angular velocity of the X-Y axes servo motors in the real time of motion. Therefore, it is impossible to reduce a residual vibration by use of the sensor feedback of the spring-mass load when the spring-mass load is driven by the NC controller. Here, in this study the new NC control method that can reduce the residual vibration by use of the sensor feedback of the load in the real time of motion is proposed. The new NC control method that is proposed in this study contains a V-F transformer that translates the analogue signal to the series of pulses in the loop of feedback, so the control system that is proposed in this study becomes nonlinear. Also the design method that can construct the system of real time sensor feedback in the new NC controller is verified.

Key words : NC (numerical control) technique, industrial machine tool, sensor feedback, residual vibration, V-F transformer

1. 緒 言

工作機械等に用いられているモータ軸の駆動には、その移動量をパルス数によって与える、いわゆる NC (数値制御) 技術が多用されている。モータドライバへ与えるパルス数がモータ軸あるいは負荷の移動量を、またそのパルス間隔がモータ軸の速度を与える方式をとっている。こうした NC 制御では総パルス数であるモータ軸の移動量とそのパルス間隔はあらかじめオフラインで求めておき、こうしたパルス列をモータドライバへ送る方式を採用している。このため従来の NC 制御ではモータ軸の角変位や角速度をオンラインで制御することは困難であり、例えば剛性の低い機械系を駆動した時に生じてしまう振動をフィードバック系を構成することによって抑制することは困難である。

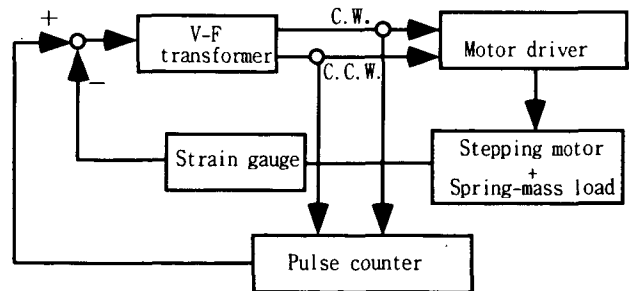
これより、本研究ではパルス列をモータドライバへ与えるこれまでの NC 制御方式を採用しながらも、モータ駆動時の負荷系からのセンサ信号をオンラインでフィードバック可能な制御方式を提案する。本研究で提案する制御系は電圧値のようなアナログ信号をパルス列であるデジタル信号に変換する回路をループ内に含ませることになるため、本質的に非線形な制御系となるが、フィードバック系を構成して剛性の低い負荷系に生じる振動を抑制する事例をもとに、センサ信号をオンラインでフィードバック可能な制御系の設計指針を詳細に検討する。

他方、モータ駆動時に発生するセンサ信号をオンラインでフィードバックすることは、パルス列を含まない通常の自動制御論的考察に基づく制御系を用いれば容易に達成可能なことであるが、我々は NC 制御技術が持つこれまでのハード及びソフト的財産を生かすことも大切なことと考えており^{3)~9)}、本研究で提案する手法がこれまでの NC 制御技術をさらに発展させ得るものとして位置付けている。

なお、本研究ではパルス列を用いて負荷系の運動制御を実現するものの代表としてステップモータ²⁾による負荷系の駆動を扱っているが、本研究で提案する制御系はパルス列によって制御されるサーボモータにもそのまま適用できるものである。

2. 制御系の構成方法

本研究で提案する制御系の構成と、その一適用例として、ステップモータで駆動される振動負荷系の物理モデルを図 1 に示す。



C.W. : Clock-wise

C.C.W. : Counter clock-wise

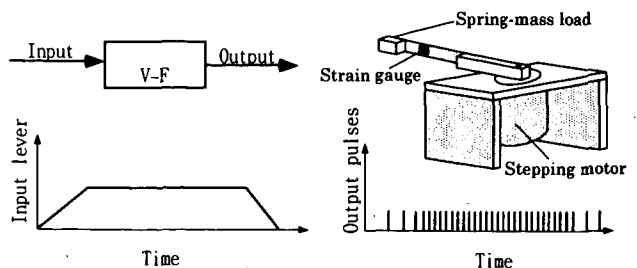


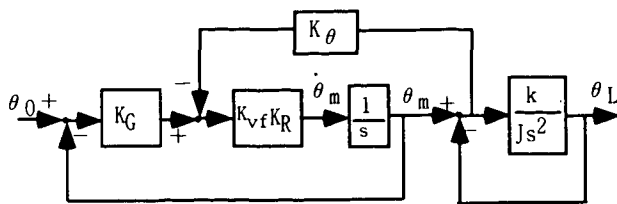
Fig.1 Control system for new NC controller

図 1 はステップモータにより駆動される振動負荷系の振動の様子をひずみゲージにより検出しフィードバック系を構成するものである。制御系内には電圧値のようなアナログ信号をパル

* 原稿受付 平成 10 年 10 月 2 日

** 学生会員 金沢大学大学院 (金沢市小立野 2-40-20)

*** 正会員 金沢大学工学部



K_R : 0.0314 rad/pulse

θ_L : Motion of spring-mass load (rad)

θ_m : Motion of stepping motor (rad)

Fig.2 Block diagram of spring-mass load driven by stepping motor with sensor feedback

ス列に変換するための V-F 変換器を含んでいるためアナログ信号とパルス列のようなデジタル信号が同一制御系内に混じり合っていることになる。V-F 変換によって出力された総パルス数はパルスカウンタにより管理されることにより V-F 変換時に現れる誤差の累積を防止している。アナログ信号をパルス列に変換する V-F 変換器は信号の非線形な変換であるが、その機能を等価的に K_vf と置くことにより振動負荷系 (J : 負荷系の慣性モーメント, k : 振動負荷系のばね定数) の振動をフィードバック (K_θ : フィードバック係数) する図 1 に示す系のブロック線図は図 2 のように表すことができる。

これより K_vf が等価的に線形近似できる範囲においてはこの系の伝達関数は式 (1) のように表される。

$$\frac{\theta_L}{\theta_0} = \frac{kK_G K_vf K_R}{Js^3 + JK_vf K_R (K_G + K_\theta)s^2 + ks + kK_G K_vf K_R} \quad (1)$$

また、この系は Hurwitz の安定判別法により次式を満たしていることが自明なため安定であることがわかる。

$$D_2 = K_\theta K_vf K_R \frac{k}{J} > 0 \quad (2)$$

3. V-F 変換

本研究で提案する制御系は制御ループ中にアナログ信号をパルス列に変換する V-F 変換器を含むことになる。アナログ信号をパルス列に変換する V-F 変換器は信号の非線形な変換であるためその機能を詳細に検討しておくことが求められる。

V-F 変換はサンプリングされたアナログデータを累積し、その値がある決められた値 (しきい値) を越えたら 1 パルスを出力するものである。このため小さいレベルのアナログ信号についてはパルス間隔が長く、反対にレベルの大きいアナログ信号についてはパルス間隔が短くなっていく。一例として 50Hz の正弦波入力信号に対して振幅を 3~0.2 まで変化させたときの V-F 変換により出力されるパルス列を図 3(a) に示す。サンプリング周波数を 500Hz とし、V-F 変換のしきい値を 1 として与えた場合の V-F 変換時の出力パルスの様子である。点線で示す正弦波が V-F 変換器への入力信号であり、マーカで示す点列が V-F 変換器から出力されたパルス列である。実線は V-F 変換器から出力されたパルス列から等価的に V-F 変換器への入力信号を創成したものであり、実線が V-F 変換器への入力信号をどの程度再現しているかにより V-F 変換の精度が評価できる。しきい値を 1 として与えたとき入力信号のレベルが 1 を越えた状態ではサンプリング周期である 0.002 秒より短いパルス間隔を作ることはできないことがわかる。これは V-F

変換においてしきい値以上の入力信号についてはパルス間隔が一定となり、等価的に飽和機能をもつことになる。また、50Hz の入力信号に対してそのレベルが 0.2 以下になるとサンプリングされたデータの累積値が 1 を越えることができなくなり、パルス出力が得られなくなる。これはレベルが小さく高い周波数成分をもつノイズに対してはノイズをカットする機能をもつことになる。

0.2 以上の入力レベルにおいてはパルス出力が得られるが、それが元の入力信号をどの程度正しく再現しているかは重要である。出力されたパルス間隔から近似的に入力信号を再現したものと元の入力信号を比較することにより V-F 変換の精度を評価すると、図 3 中の実線が示すように、図 3(a) のように 50Hz の入力信号に対して 500Hz のサンプリング周波数を与えた場合には波形ひずみが大きく変換精度はあまりよくないといえる。

他方、図 3(b) には同じしきい値 (1) と同じサンプリング周波数 (500Hz) を用いて 4Hz の入力信号を V-F 変換した事例を示す。この場合には入力信号のレベルがほぼ 1~0.2 の範囲において良好な変換精度を保った V-F 変換が可能であるといえる。この場合も入力信号のレベルが 1 以上においては V-F 変換は飽和し、また入力信号のレベルがほぼ 0.02 以下ではパルス出力が得られない。0.2~0.02 の範囲では大きな変換誤差をもった V-F 変換になっていることがわかる。

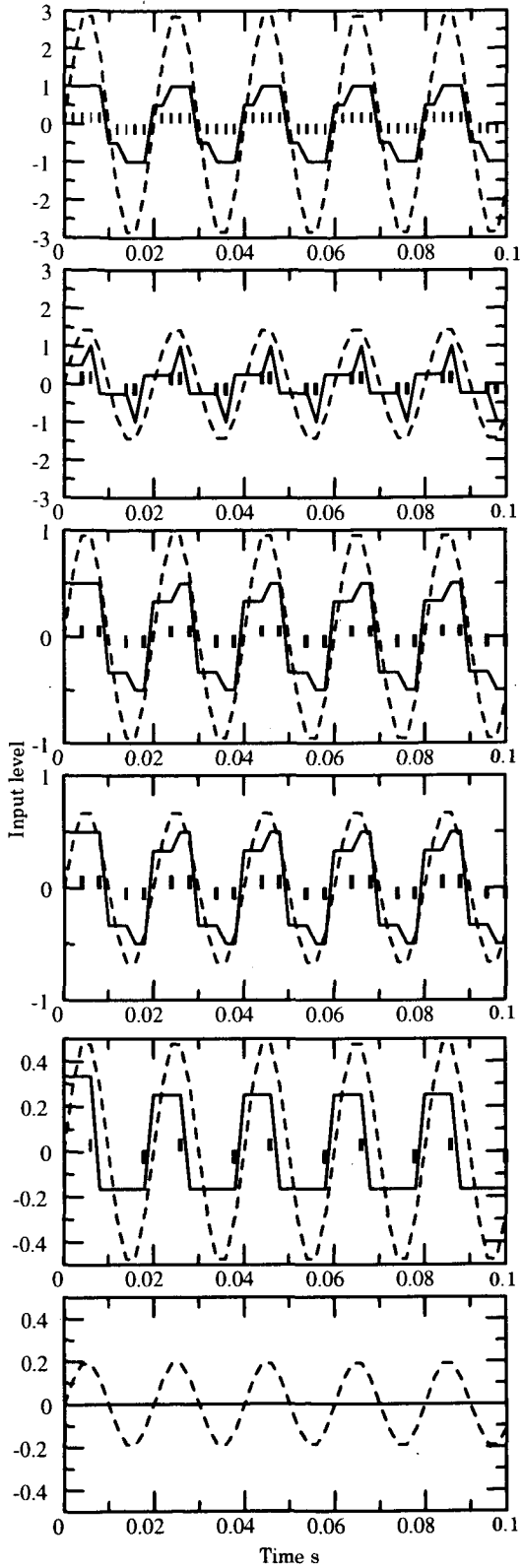
V-F 変換の性能は一定のサンプリング周波数としきい値に対し、入力信号のレベルとその周波数に依存している。いろいろな周波数の入力信号を用いて、その入力レベルを変化させると図 4 に示すようにほぼ 3 つの領域に区分される。図 4 は縦軸を入力信号のレベルとし、入力信号の周波数をサンプリング周波数で割った値 R を横軸として表現している。横軸の値の逆数は入力信号の 1 周期中でのサンプリング数に相当するものである。3 つの領域の 1 つはほぼ正しく V-F 変換される領域 (Region I)、パルス出力が得られない領域 (Region III)、その中間に大きな変換誤差を伴った領域 (Region II) がある。なお、入力レベルが 1 以上の領域での V-F 変換は飽和している。

V-F 変換時の誤差は制御性能に影響を及ぼすことが考えられるが、図 2 に示す系が安定であれば、V-F 変換時の誤差をノイズに相当する入力として考えることができるため制御系が不安定になることはないといえる。

4. 計算機シミュレーションによる振動負荷系の振動抑制評価

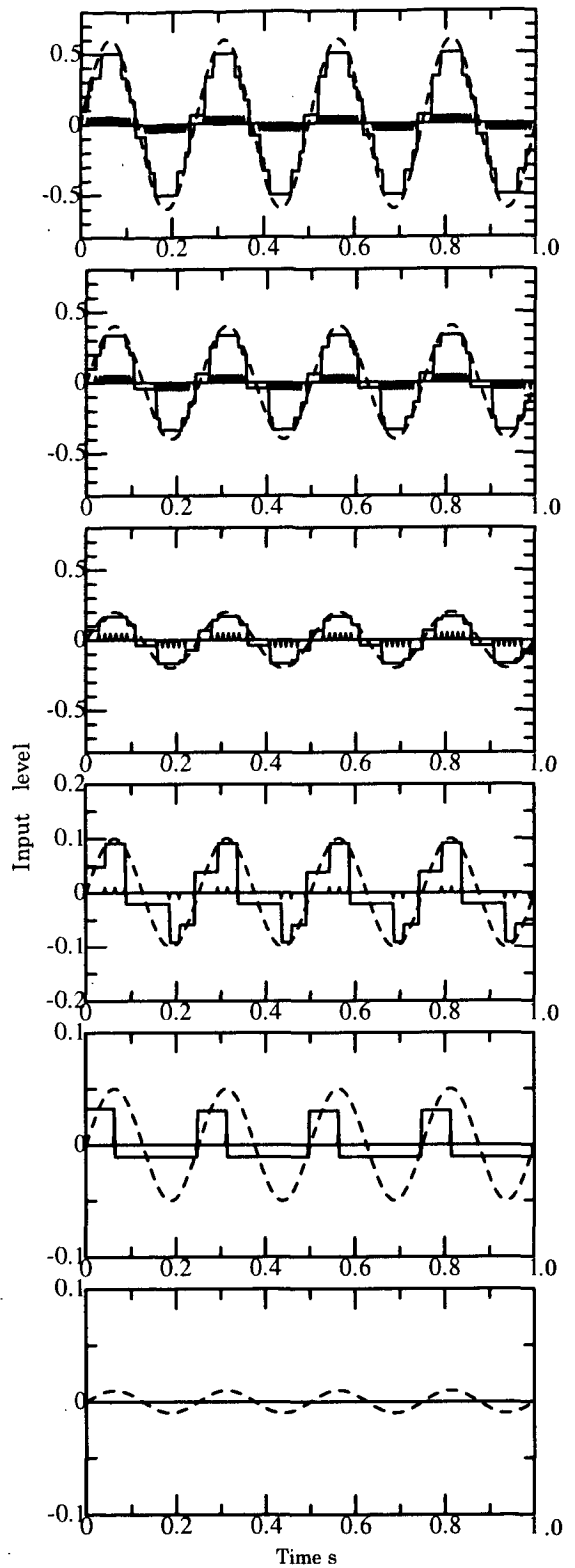
4.1 負荷系の振動抑制効果

図 1 で提案する制御系の有効性を確認するために計算機によるシミュレーションを行った。図 5(a) は振動負荷系の振動の様子をフィードバックしなかった場合 ($K_\theta=0$) のステップモータの運動および振動負荷系の運動の様子である。負荷系の振動の様子をフィードバックしていないために 5Hz の固有振動数をもつ負荷系は振動が大きく残る結果となる。図 5(b) は負荷系の振動の様子をフィードバックした場合 ($K_\theta=3$) のステップモータの運動および振動負荷系の運動の様子である。負荷系の振動が抑制されている様子が見える。振動の様子をフィードバックしているためステップモータは加減速しながら回転し、目標値を行きすぎてから戻ってくる、いわゆるオーバーシュートが生じている。参考として、この運動時に V-F 変換によってモータドライバへ出力されたパルス列の様子も示す。



Sampling frequency : 500Hz
 Threshold level : 1
 Input sinusoidal frequency : 50Hz

(a) Example I

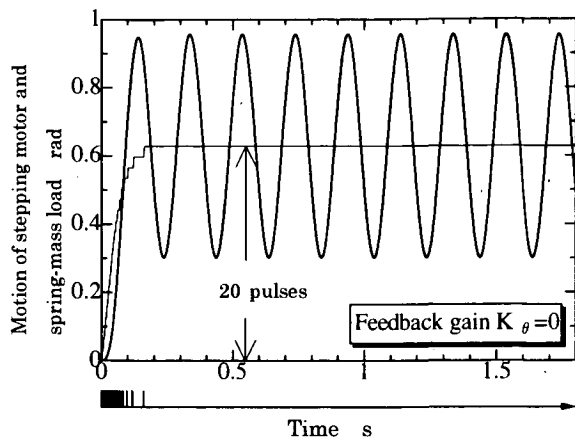


Sampling frequency : 500Hz
 Threshold level : 1
 Input sinusoidal frequency : 4Hz

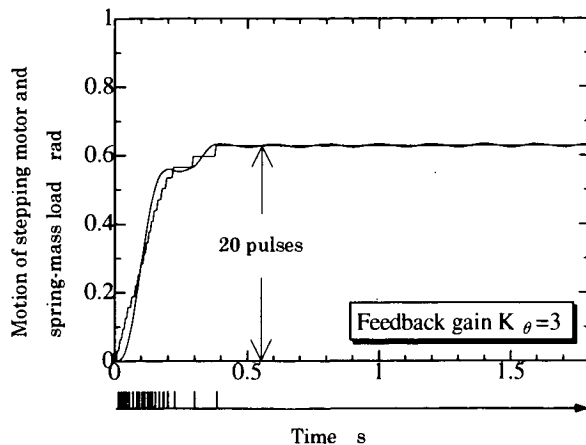
(b) Example II

Fig.3 Evaluation of V-F transformer

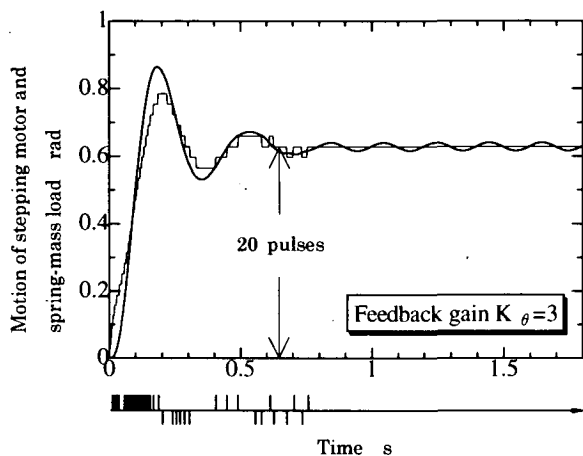
Dashed line : Input signal
 Markers : Output pulses
 Solid line : Equivalent input signal generated by output pulses



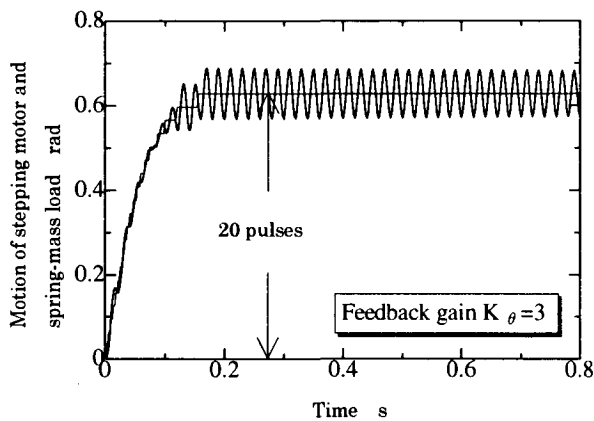
(a) Feedback gain $K_\theta = 0$, Sampling frequency=500Hz, Threshold level=1, Frequency of spring-mass load=5Hz



(c) Feedback gain $K_\theta = 3$, Sampling frequency=200Hz, Threshold level=1, Frequency of spring-mass load=5Hz

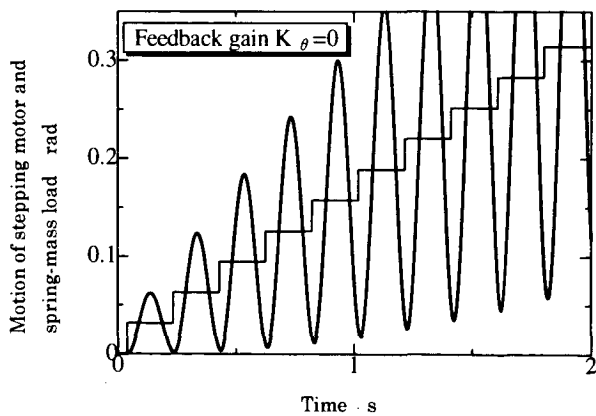


(b) Feedback gain $K_\theta = 3$, Sampling frequency=500Hz, Threshold level=1, Frequency of spring-mass load=5Hz

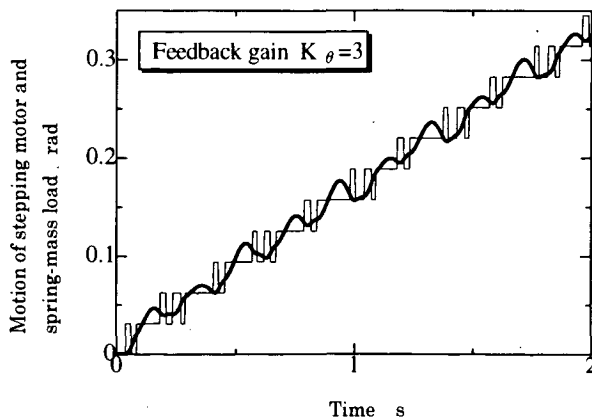


(d) Feedback gain $K_\theta = 3$, Sampling frequency=500Hz, Threshold level=1, Frequency of spring-mass load=50Hz

Fig.5 Step responses of spring-mass load driven by stepping motor

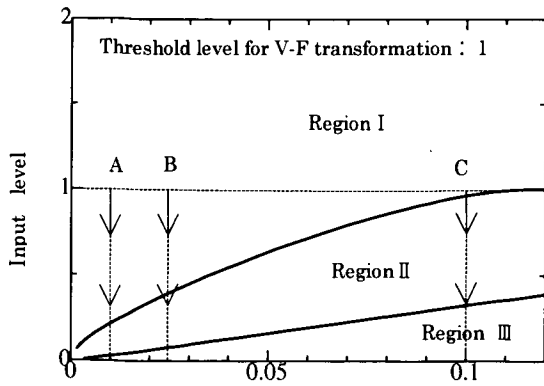


(a) Feedback gain $K_\theta = 0$, Sampling frequency=500Hz, Threshold level=1, Frequency of spring-mass load=5Hz



(b) Feedback gain $K_\theta = 3$, Sampling frequency=500Hz, Threshold level=1, Frequency of spring-mass load=5Hz

Fig.6 Ramp responses of spring-mass load driven by stepping motor



$$R = \frac{\text{Input signal frequency}}{\text{Sampling frequency}}$$

Region I : Input signal is almost correctly transformed to pulse series

Region II : Input signal is noisily transformed to pulse series

Region III : Input signal is not transformed to pulse series

Fig.4 V-F transformer has about three regions in its transforming performance

図5(b)の応答はV-F変換のサンプリング周波数を500Hzとしたものであるが、そのサンプリング周波数を200Hzとし、その他の条件を同じとしたときの応答を図5(c)に示す。サンプリング周波数を変化させると応答も変化してくる。また図5(d)はサンプリング周波数を500Hzとし、負荷系の固有振動数を50Hzにしたものである。図5のどれもモータドライバへ1パルス入力するとステップモータ軸は0.0314radだけ回転するドライバを設定し、20パルス分(0.628rad)だけステップモータを回転させたものである。図5中の応答の違いはV-F変換の設定(V-F変換のサンプリング周波数としきい値)に依存するものであり、これらの応答の中でV-F変換器からどのようなパルスが出力されているかを次に図4を用いて評価する。

4.2 V-F変換によって出力されるパルス列と運動との関係

ステップモータの目標とする回転量が20パルス分(=0.628rad)であり、 $K_G=1/0.628$ と与えてあるためモータ運動の初期においてV-F変換器への入力は1となり、V-F変換のしきい値と同じである。

これ以降モータは目標とする方向へ回転していくためV-F変換への入力は徐々に減少し、変換誤差を多く含む領域を通過して目標値近傍に近づくことになる。図5(a), (b)のV-F変換はサンプリング周波数500Hz、負荷系の固有振動数が5Hzであるため、図4中のA点からスタートすることになる。図5(c)はサンプリング周波数が200Hzとなったため図4中のB点からV-F変換がスタートすることになる。図5(d)はサンプリング周波数が500Hz、負荷系の固有振動数が50Hzであるため図4中のC点からV-F変換がスタートすることになる。

負荷系の振動減衰をステップモータの1パルス(=0.0314rad)以下にするためには $0.0314 \times K_\theta$ の入力レベルまでV-F変換によりパルス出力が得られることが必要であり、500Hzのサンプリング周波数を用いたV-F変換で固有振動数が5Hzの負荷

系に対してはほぼ $0.0314 \times K_\theta > 0.1$ なる条件を満たすように K_θ を設定する必要がある。これを根拠として本研究では $K_\theta=3$ を与えた。フィードバックゲインである K_θ を大きくしすぎるとV-F変換が飽和しやすくなると同時に振動負荷系のノイズの影響を受けやすくなってしまふことが予想される。

これまでの議論を踏まえ図5(b)と(c)及び(d)の運動の違いを考えてみる。図5(b)よりサンプリング周波数の小さい(c)の応答の方がオーバーシュートが少なく応答としては優れたものになっている。この理由として、制御系としてはほぼ同じような条件での応答であるが、サンプリング周波数の小さい(c)の方が出力パルスの間隔が長くなり、このためステップモータの立ち上がり速度が小さくなっていくためであり、振動抑制のためにはステップモータの立ち上がり速度をあまり速くできないことがわかってくる。また図5(b)の運動より(c)の運動の方が変換誤差を含む領域をより多く通過していることになるが、負荷系の振動抑制の効果にはあまり影響してこないこともわかる。図5(d)の運動は図4中C点の位置からV-F変換がスタートしており、変換誤差の大きな領域からスタートしているだけではなくパルス出力の得られない領域も大きくなっている。このため図5(d)の運動にも現れているように目標値近傍で残留振動が大きく、振動抑制効果はあまり得られていない。こうしたケースは一般的にはフィードバックゲイン K_θ をより大きく、またV-F変換のサンプリング周波数をより高めることも考えられるが、実際にはステップモータの脱調が考えられるため、逆にサンプリング周波数を小さくして、ゆっくりモータを回転することで発生する振動を小さくする方が実用的であると思われるケースである。

5. 考 察

図5(b),(c)の応答を式(1)の伝達関数を用いて数的にながめてみることにより運動に与える各パラメータの影響について考えてみる。式(1)の伝達関数における特性方程式は近似的に次式(3)のように因数分解される。

$$s^3 + K_{vf} K_R (K_G + K_\theta) s^2 + \frac{k}{J} s + \frac{k}{J} K_{vf} K_R K_G$$

$$\approx \left[s + \left(1 + \frac{K_\theta}{K_G} \right) K_G K_{vf} K_R \right] \cdot \left[s^2 + \frac{k K_\theta}{J K_G} \frac{1}{\left(1 + \frac{K_\theta}{K_G} \right)^2} K_G K_{vf} K_R s + \frac{k}{J} \frac{1}{1 + \frac{K_\theta}{K_G}} \right]$$

$$= 0 \quad (3)$$

ここで各パラメータは

$$\frac{k}{J} = (2\pi \times 5)^2 (\text{rad/s})^2, \quad K_G = \frac{1}{0.628}$$

$$K_{vf} K_R = 2.5 \times 6\pi \text{ rad/s}, \quad (\text{at } 500\text{Hz})$$

$$K_{vf} K_R = 6\pi \text{ rad/s}, \quad (\text{at } 200\text{Hz})$$

のように与えられるため、図5(b)の応答に対応する特性方程式は

$$(s + 216.4) \{ s^2 + (2)(0.08)(18.5)s + (18.5)^2 \} = 0 \quad (4)$$

となり、また図 5(c)の応答に対応する特性方程式は

$$(s + 86.56)s^2 + (2)(0.20)(18.5)s + (18.5)^2 = 0 \quad (5)$$

となる。式 (4), (5) の特性方程式は 1 次遅れ系と 2 次遅れ系の掛け合わせになっているが、2 次遅れ系の時定数に比べ 1 次遅れ系の時定数をはるかに小さいため、実質的な応答は 2 次遅れ系で近似できる。こうして近似された系の特性は固有角振動数 18.5 (rad/s) (3Hz), 減衰定数をそれぞれ 0.08 及び 0.20 を持つ応答であることがわかってくる。これらは図 5 (b), (c) に示す応答をよく説明しており、これらの特性方程式は図 5(b), (c)の応答をよく表現していることがわかる。また式(3)より負荷系の振動の様子をフィードバック(K_f)することにより系の固有周期はわずかに長くなり、またフィードバックゲインである K_f を大きくしすぎるとかえって振動抑制の効果が小さくなってしまふことがわかる。

本研究ではこれまで主にステップモータで駆動される振動負荷系のステップ応答を扱ってきたが、振動負荷系を一定の速度で移動させる時の振動問題、とりわけ負荷系の共振に対しても効果があることを示す。この事例を図 6(a),(b)に示す。図 6(a)は負荷系の振動の様子をフィードバックしていない場合の運動であり、負荷系の固有振動数とステップモータの駆動タイミングの周期が一致したときには共振現象を起こすことを示している。これに対して、図 6(b)に示すように、負荷系の振動の様子をフィードバックすることにより、負荷系の振動を抑制しようとしてステップモータは適当に加減速しながら動くこととなるため、図 6(a)とほぼ同じ速度で移動しつつも負荷系の振動は非常に小さく抑えられていることがわかる。

6. 結 言

本研究では、従来までの NC 制御手法を採用しながらも、モータ回転時に得られるセンサ値をオンラインでフィードバックすることのできる新しい制御系の構成を提案し、その制御性能を剛性の低い負荷系に生ずる振動を抑制する事例をもとに評価した。この結果次のようなことが明らかになった。

- (1) 本研究で提案する制御系はアナログ信号とパルス列のうなデジタル信号が同一制御系内に混じりあって存在する非線形制御系であるが、線形的に等価な伝達関数を用いることにより、そうした系の制御性能を数理的に評価することができた。
- (2) V-F 変換は、ある一定のサンプリング周波数に対してその時の入力レベルとその周波数により、ほぼ正しく V-F 変換される領域、パルス出力が得られない領域、大きな変換誤差を伴う領域と大きく 3 つの領域に分けられることがわかった。

- (3) 本研究で提案する制御系は、ステップモータにより駆動される振動負荷系のステップ応答だけではなく、振動負荷系を一定の速度で移動させる時の負荷系の共振に対してもその振動抑制効果を示すことがわかった。

本研究ではすべて計算機によるシミュレーションにより制御系の構成方法に関する考察を行ってきたが、振動負荷系の振動抑制の効果は実験的にも確認されている。実験によって得られた振動負荷系の振動抑制の一事例を付図として示す。

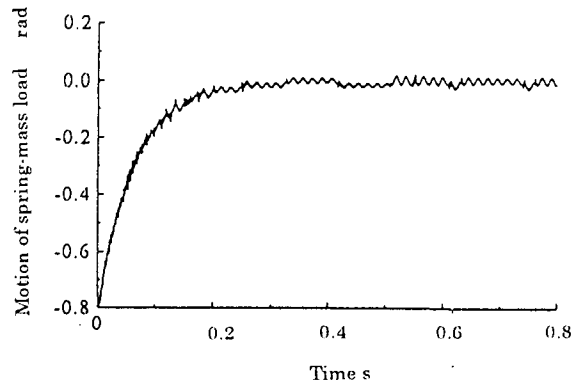


Fig. A-1: Experimental result

謝 辞

最後に、本論文の作成にご協力いただいた金沢大学工学部野村久直氏に感謝申し上げます。

参 考 文 献

- 1) 池辺 潤：数値制御通論，オーム社，(1971)。
- 2) 大木 創：ステップモータの理論と応用，実教出版，(1979)。
- 3) 富沢正雄，今城昭彦：ステップモータの最適駆動パターン（第一報，高速駆動の理論検討），日本機械学会論文集，**54**，508，C (1988) 2890。
- 4) 富沢正雄，今城昭彦：ステップモータの最適駆動パターン（第二報，実験検討），日本機械学会論文集，**54**，508，C (1988) 2898。
- 5) 佐々木啓介，橋本豪之，対馬一憲：ステップモータを用いたスカルロボットの力制御，日本機械学会論文集，**61**，592，C (1995) 4674。
- 6) 橋本豪之，対馬一憲：柔軟関節軸を持つロボットのトルクフィードバック制御とフィードフォワード制御による軌道制御，日本機械学会論文集，**63**，614，C (1997) 3565。