

リアルタイム制御も可能な5軸マシニングセンタのための新しいNC制御技術の開発

著者	神谷 好承
雑誌名	平成16(2004)年度 科学研究費補助金 基盤研究(C) 研究成果報告書
巻	2002-2004
ページ	97p.
発行年	2005-03-01
URL	http://hdl.handle.net/2297/48263

リアルタイム制御も可能な5軸マシニング
センタのための新しいNC制御技術の開発

(課題番号 14550098)

平成14年度～平成16年度科学研究費補助金

(基盤研究 (C) (2))

研究成果報告書

平成17年3月

研究代表者 神谷好承

金沢大学附属図書館

(金沢大学自然科学研究科)



0500-04132-6

リアルタイム制御も可能な5軸マシニング
センタのための新しいNC制御技術の開発

(課題番号 14550098)

平成14年度～平成16年度科学研究費補助金

(基盤研究 (C) (2))

研究成果報告書

平成17年3月

研究代表者 神谷好承

(金沢大学自然科学研究科)

研究組織

研究代表者 : 神谷好承 (金沢大学自然科学研究科 教授)
 研究分担者 : 関 啓明 (金沢大学自然科学研究科 助教授)
 研究分担者 : 疋津正利 (金沢大学自然科学研究科 助手)

交付決定額 (配分額)

(金額単位:千円)

	直接経費	間接経費	合計
平成14年度	1000	0	1000
平成15年度	1600	0	1600
平成16年度	600	0	600
総計	3200	0	3200

研究発表 (学会誌等)

- (1) 張 勤, 神谷好承, 関 啓明, 疋津正利: NC 制御とセンサフィードバックとの融合, 精密工学会誌, 65 巻, 5 号, 559-564, (1999)
- (2) 張 勤, 神谷好承, 関 啓明, 疋津正利: 多軸制御用の新しい NC コントローラの提案, 日本機械学会論文集 C 編, 65 巻, 640 号, 309-314, (1999)
- (3) 張 勤, 神谷好承, 関 啓明, 疋津正利: ステップモータによる力制御の実現とロボットフィンガへの応用, 精密工学会誌, 66 巻, 9 号, 1412-1416, (2000)
- (4) 張 勤, 関 啓明, 疋津正利, 神谷好承: 5 軸マシニングセンタのための新しい NC コントローラの提案, 精密工学会誌, 67 巻, 12 号, 2005-2009, (2001)
- (5) Zhang, Q., Kamiya, Y., Seki, H., Hikizu, M.: Development of robotic fingers driven by stepping motor and its application in transferring an object from robot's hand to human's hand, Proceedings of the International Conference on Machine Automation (ICMA2000), 39-44, (2000.9)
- (6) Zhang, Q., Seki, H., Hikizu, M., Kamiya, Y., Taga, I.: Development of NC controller for 5-axis control machining center, Proceeding of the 3rd China-Japan Symposium on Mechatronics, 333-337, (2002.9)

研 究 成 果 報 告

目 次

第1章 緒 論	1
1.1 緒 言	1
1.2 従来の研究	2
1.3 本論文の構成	3
第2章 V-F 変換	5
2.1 緒 言	5
2.2 V-F 変換	5
2.3 シミュレーションによる V-F 変換の性能評価	6
2.3.1 しきい値について	6
2.3.2 シミュレーションによる評価	8
2.3.3 サンプリング周期及び入力信号周期が V-F 変換に与える影響	8
2.3.4 入力レベルが V-F 変換に与える影響	13
2.4 結 言	20
第3章 NC 制御とセンサフィードバックとの融合	21
3.1 緒 言	21
3.2 制御系の構成方法	22
3.3 V-F 変換	22
3.4 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	24
3.4.1 負荷系の振動抑制効果	24
3.4.2 V-F 変換によって出力されるパルス列と運動との関係	29

3.5 考 察.....	30
3.6 振動抑制実験.....	32
3.7 結 言.....	34
第4章 多軸制御用の新しいNCコントローラの提案.....	36
4.1 緒 言.....	36
4.2 多軸制御用の新しいNCコントローラ.....	37
4.2.1 パルス列入力によるモータの運動制御.....	37
4.2.2 多軸制御用の新しいNCコントローラの提案.....	39
4.3 PUMA ロボットを対象とした新しいNCコントローラの詳細とロボット ハンドの位置・姿勢の目標値の設定.....	40
4.3.1 PUMA ロボットの順運動学モデル.....	40
4.3.2 PUMA ロボットにおけるヤコビ行列.....	40
4.3.3 ロボットハンドの位置と姿勢に関する目標値との誤差.....	43
4.3.4 V-F 変換.....	44
4.3.5 ロボットハンドの位置・姿勢の目標値の設定.....	44
4.4 計算機シミュレーションによる制御性能の評価.....	46
4.5 考 察.....	48
4.6 提案する制御手法の適用例とシミュレーション結果.....	51
4.7 結 言.....	54
第5章 ステップモータを用いたロボットフィンガ系の開発と応用	
5.1 はじめに.....	55
5.2 ロボットフィンガのシステム構成.....	55

5.2.1	ロボットフィンガの位置制御系	56
5.2.2	ロボットフィンガの速度(力)制御系	57
5.2.3	ロボットフィンガの制御システム	59
5.2.4	ロボットフィンガの初期調整	62
5.3	物体の把持とハンドリング事例	63
5.3.1	両フィンガ間の中心に置かれていないワークの把持	63
5.3.2	ワークに外力が作用した時のフィンガの挙動	65
5.3.3	ワークに作用する外力の大きさによるワークの手放し動作	66
5.3.4	人間へのワークの受け渡し動作	70
5.4	考 察	72
5.5	重力の作用する垂直方向におけるハンドリング事例	73
5.5.1	ロボットフィンガのシステム構成と初期調整	73
5.5.2	垂直方向に動作するロボットフィンガの制御システム	74
5.5.3	把持物体のハンドリング事例	77
5.5.4	考 察	80
5.6	結 言	81
第6章 結 論		83
参考文献		86
謝辞		91

第1章 緒 論

1.1 緒 言

近年の工作技術の進歩には数値制御による NC（数値制御）工作機械の発展が大きく関わっている。NC 制御の大きな利点の一つに、プログラミングによって工具位置の座標をコントロールできるため非常に精度良く同一製品を生産することができ、またそのプログラムを変えるだけで他の製品も生産できる点あげられる。さて、工作精度を向上させる上で重要な事柄の一つに、工具先端の移動信号をどのように与えて位置決めするかがあげられる。その制御信号に電圧信号を用いた場合は信号にノイズが乗ってしまい分解能に限界があるため、工具先端の挙動に無視できない影響を与えてしまう。したがって精密加工の必要がある NC 工作機械の指令信号にはノイズの影響を受けにくいパルス信号を用いることが多い。

NC 工作機械を含めてパルス列信号を用いたアクチュエータの駆動制御は、従来は決まったある点から決まったある点までをある一定速度で駆動させたり、あるいは駆動・停止過程の慣性負荷の影響を減らすため、入力パルス列を台形あるいは三角形に変調した駆動パターンを用いるというような、位置と速度のフィードフォワード制御が主流のようである。また、ステップモータを使用したとき、脱調現象などを起さない限り、出力パルス数とアクチュエータ移動量は完全に一致し、また負荷を駆動するのに必ずしも減速器を必要としないほどの駆動トルクと同時に保持トルクも有しているという利点を生かした、開ループ制御が多く使われ、そのような研究報告も多数ある。ところが、DC サーボ系に行われているような外界センサからの信号をフィードバックすることが必要な振動抑制制御やコンプライアンス制御などを、パルス列信号で駆動するアクチュエータに対して行った制御例の報告はあまりなされていないようである。

本研究では、ステップモータを用いた場合においてもサーボモータのようにフィードバック制御ができる制御系の可能性を試みた。そのため、駆動パルス信号の作成方法に関してはソフトウェアによる独自の変換のアルゴリズムを取り入れ

で駆動パルス列信号を作成することにより、これまでDCサーボモータ等で行われていたようなフィードバック制御をステップモータにおいても、専用のハードを用いることなく非常に簡単なシステムで実現できることを明らかにした。そして、その考え方がフィードバック制御を用いる一般の制御にも応用できることをロボットフィンガの制御において示すことができた。

1.2 従来の研究

NC技術は、パルス列をモータドライバへ送ることにより、モータ軸の速度及び位置を制御する技術であり、すでに広く一般の工作機械などの駆動に用いられているモータの制御技術である。通常のNC制御は図1.1のように構成されている。

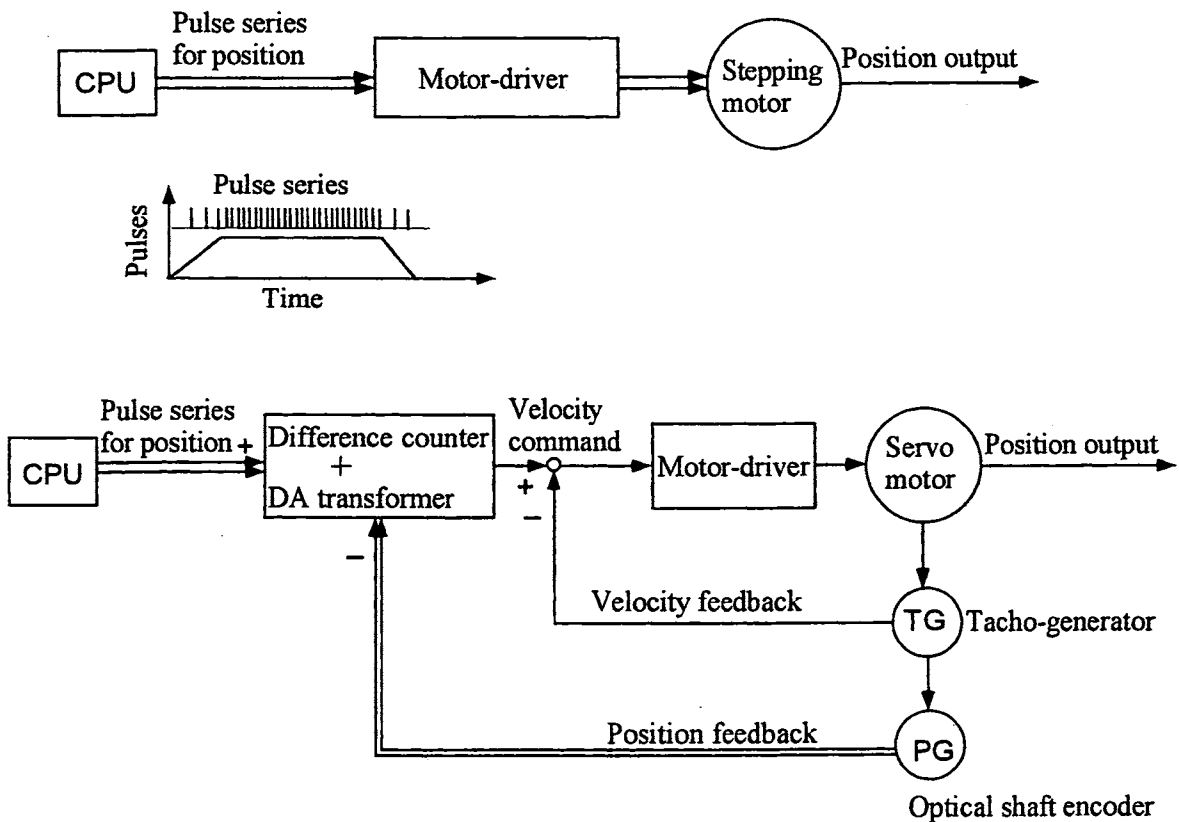


Fig.1.1 Traditional NC control systems

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制御手法にはモータ軸の移動量に関する情報、即ちパルス数とその時のパルス間隔をあらかじめ計算しておき、パルス列そのままモータドライバへ出力する構造になっていることが多い。このため、モータの運動に伴うセンサ情報をオンラインでフィードバックしてモータを制御することはできない。これに対して、ロバストな制御理論に代表されるアドバンストな制御においては、センサ情報をオンラインでフィードバックする力制御やインピーダンス制御、コンプライアンス制御等の実現はいたって容易なことである。これより本研究では新しいNC制御技術を提案し、提案する新しいNC制御技術を用いればロボット等の運動制御において必要とされる力制御、インピーダンス制御、コンプライアンス制御等の制御を可能にしてくれることが明らかになる。

1.3 本論文の構成

本論文は、第1章～第6章から構成されており、第1章の緒言においては、研究の目的、従来の研究等について簡単に紹介した。

第2章では、ステップモータを駆動するパルス列の作成において、本研究で提案するV-F変換に関する基本的概念とその手法について述べる。そしてシミュレーションにより信号の非線形変換であるV-F変換の性能評価を行う。これより、V-F変換には適当なサンプリング周波数とそのしきい値の設定が必要であることを示した。

第3章では、NC制御とセンサフィードバックとの融合について詳しく検討する。従来までのパルス列制御による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する。提案する制御系はアナログ信号をパルス列に変換するV-F変換器を制御ループ中に含むことになり非線形な制御系となるが、センサ信号をオンラインでフィードバックできる制御系の設定指針を明らかにした。また、

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。

第4章では、工作機械を始めとする産業機械を制御する技術の一つとして、パルス列をモータドライバへ与えて機械の運動を制御する、いわゆる数値 (Numerical Control) 制御技術の多軸化について検討する。NC 制御には通常 NC 言語が準備されており、そのコマンドを用いることにより工具等の直線や円弧補間が自在に行えるようになっているが、多軸の工作機械や多軸関節型ロボットはそのもつ座標系が必ずしも直交座標系で構成されていないため、これまでの DDA を用いる直線や円弧補間では正確に直線や円弧補間を行うことはむずかしい。これより本研究ではロボットの順運動学モデルとそのヤコビ行列を用いたフィードバック系を計算機中に構築し新しい NC コントローラを提案した。そしてその制御ループ中に V-F 変換器を含ませることにより目標とするツールおよびロボットハンドの位置と姿勢を実現するためのパルス列をオンラインで生成できることを示した。

第5章では、ステップモータにおいても通常のサーボモータのように力制御のようなセンサフィードバックを可能にする制御手法を提案し、その応用として2本の指を持つロボットフィンガを用いて垂直及び水平方向への把持物体のハンドリング事例について詳細に述べる。

第6章では、全体を通じての研究結果及びこのテーマに関連した今後の展望について述べる。

第2章 V-F 変換

2.1 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。そのため、アナログ信号であればそれをパルス列信号に変換しなければならない。従来の V-F 変換方法としては駆動速度をパルス列信号に変換し出力する作業（V-F 変換）を主に専用のハード（V-F 変換用 IC など）に任せて制御する方法を採用している。この制御方法では V-F 変換用 IC の電圧信号を入力信号とするため、逆転等におけるパルス列への変換レートの変更に不自由な点があり、またシステム毎に個別の IC を選定もしくは調整する必要がある。

本章で提案する V-F 変換手法はこれらの欠点をカバーできるものであり、入力信号の状況によって、変換レートの変更やフィルターをかける等の作業をコンピュータ中でのプログラムの数式操作で簡単に実現できるという優れた点がある。加えてソフトによりパルス列信号を出力しているので、特別なハードを必要としない点も大きな特徴である。

2.2 V-F 変換

通常、DC モータ等のアクチュエータの駆動においては制御信号を電圧値の大小によって与えている。それに対して、パルス列信号で駆動するアクチュエータ（例えばパルスモータ）は出力パルス列信号の間隔の長い短い、つまりパルス列信号の周波数が低いか高いかによって駆動が行われる。これに対してフィードバック信号等の信号は電圧値によって与えられる場合が多いため、パルスモータ等を制御するためには入力信号の電圧レベルに相当する周波数を持ったパルス列信号に変換してモータドライバへ出力する必要がある。このような、電圧信号からそれに相当する周波数のパルス列信号への変換を V-F 変換という。本研究で提案

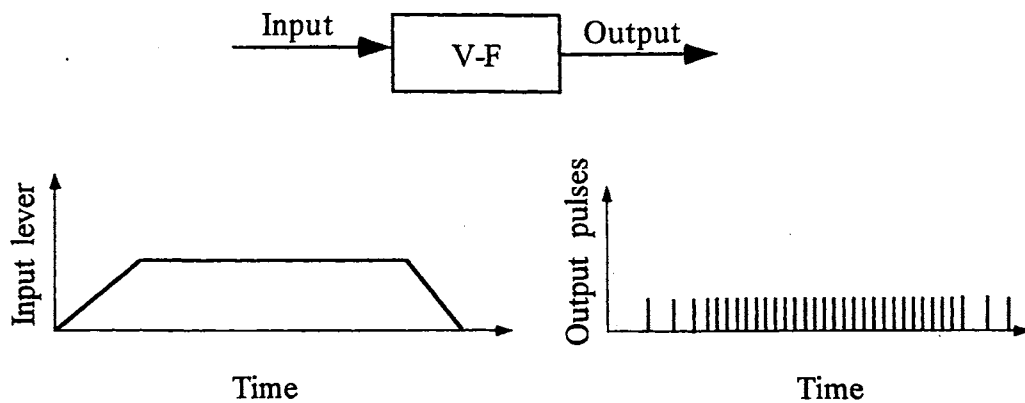


Fig.2.1 Transformation

する V-F 変換手法を図 2.1 に示す。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）を超えたら 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。

2.3 シミュレーションによる V-F 変換の性能評価

アナログ信号をパルス列に変換する V-F 変換は信号の非線形な変換であるため、どのような信号に対しても変換が可能ではあるか、極端に小さな入力信号や、信号レベルの急激な変化に対して、本手法の変換が適切に行われるかどうかをここでシミュレーションによって考察する。本研究では変換対象とする入力信号として正弦波を用いることにより、本手法の V-F 変換の性質について明らかにする。

2.3.1 しきい値について

しきい値について図 2.2 を参考に検討する。同図は、V-F 変換によってサンプリングされた値を累積し、その値がある値（しきい値）を超えた時点でパルスを出力する様子を表している。しきい値が小さい場合には（灰色の四角形の面積の大きさがしきい値の大小を表す）、レベルの小さな入力信号に対して理想的に変換されるが（図 2.2 中 I）レベルの大きな入力信号に対しては、どのサンプリングにおいてもしきい値を越えているので、毎回パルスが出力される。このためパルス信号周波数は頭打ちになってしまう（図 2.2 中 II）。また、図 2.2 中下段に示す

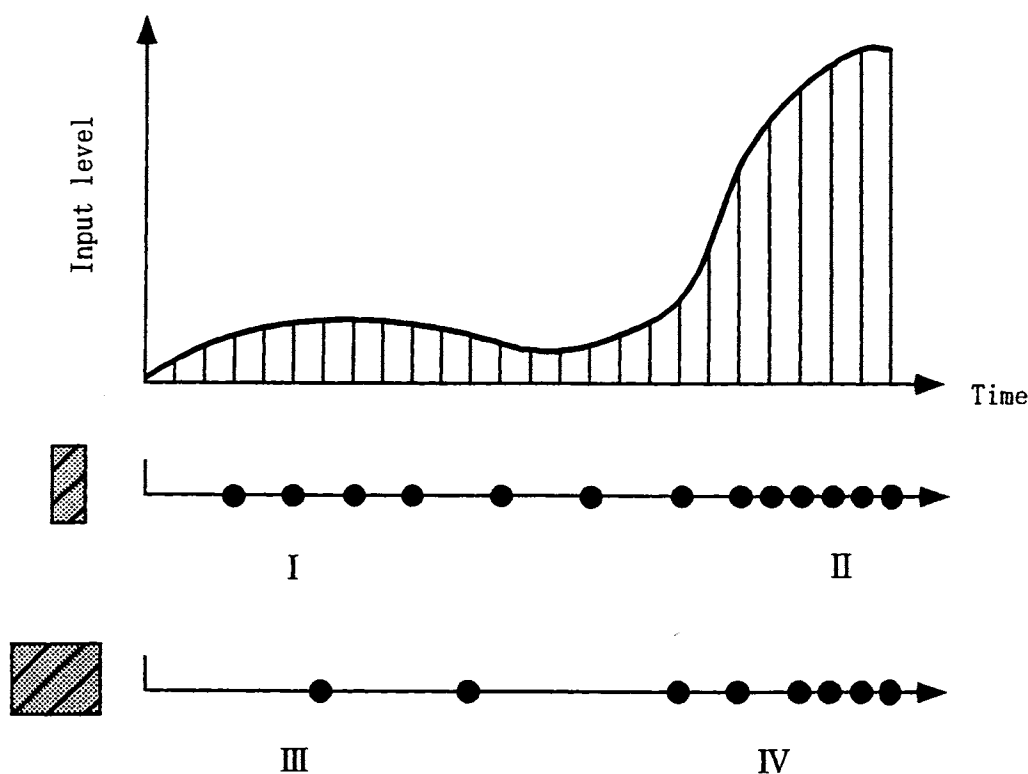


Fig.2.2 Threshold lever on V- F transformation

ようにしきい値が大きい場合には、レベルの大きな入力信号に対して理想的に変換されるが(図 2.2 中IV)、レベルの小さな入力信号に対しては、なかなかしきい値に達しないためにパルス信号が出力されず、結果として小さな入力の変化に対しては十分変換できないことになる。(図 2.2 中III).

以上の結果をまとめるとしきい値に関して次のようなことがわかる。

しきい値は変換する信号レベルによって適当に設定することが必要である。その値は、小さいほど V-F 変換の感度が良くなり、小さな入力信号に対しても良好に変換できるが、レベルの大きな入力信号に対して変換が飽和してしまう。これより、頭打ちを起こさない範囲で可能な限り小さな値をしきい値として設定することが望ましいといえる。

よって、V-F 変換に用いるしきい値を以下のように定める。

予測される入力信号の最大値がサンプリングされた時に、サンプリング毎にパルス列が出力されるような値、即ち、最大入力値をしきい値とすればよいことに

なる。

2.3.2 シミュレーションによる評価

シミュレーションに用いる関数として

$$f(t) = A \sin(2\pi ft)$$

f : 入力信号の周波数 [Hz]

A : 入力信号レベル [V]

V_{\max} : 最大駆動速度 [Hz]

F : サンプリングの周波数 [Hz]

を用いる。

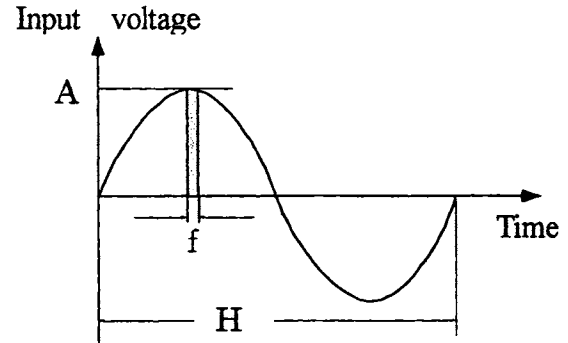


Fig.2.3 Input signal

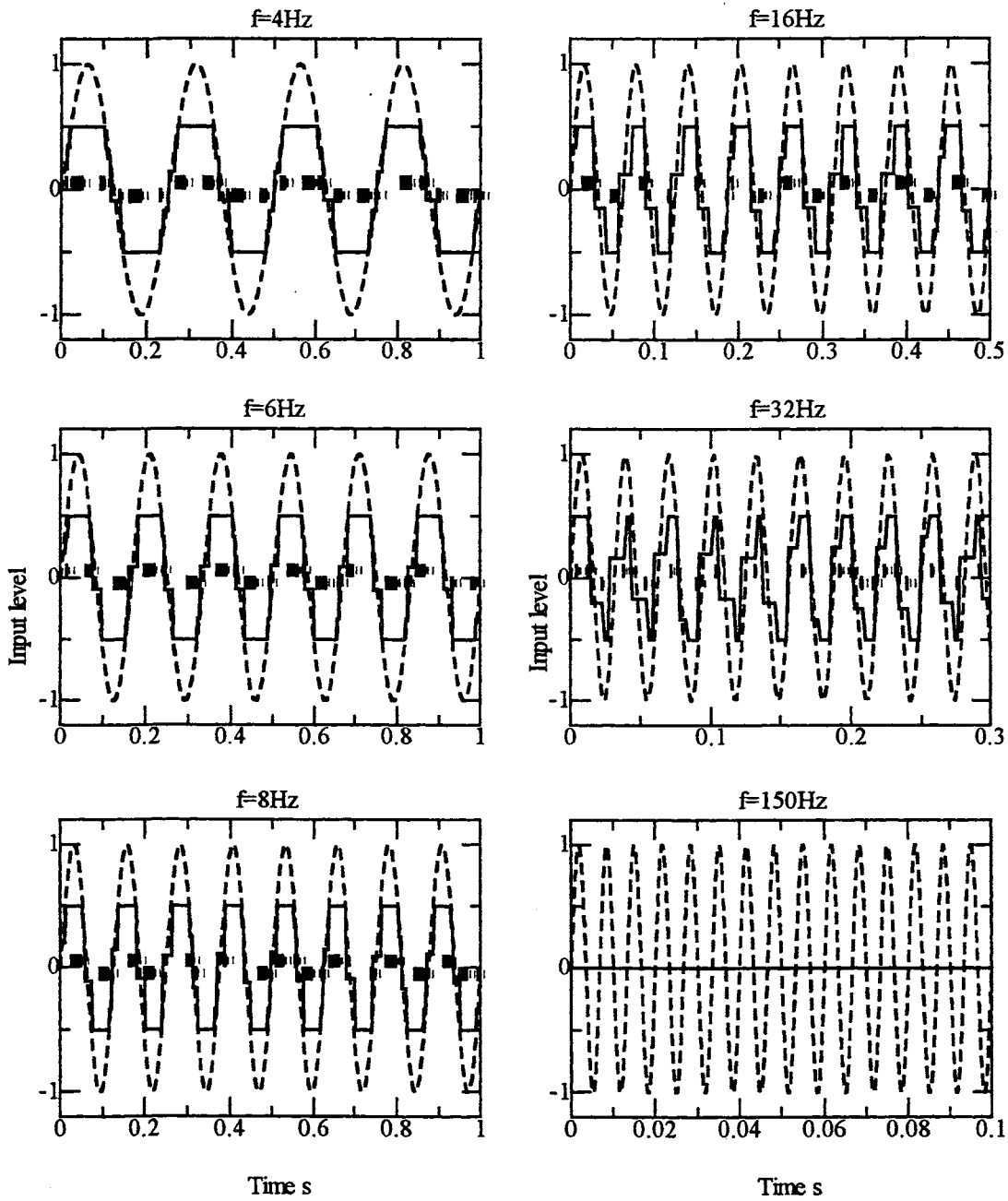
このとき各サンプリング毎にパルスを出力するときが最大駆動速度であり、それは、 $V_{\max} \leq F$ である。

前節の結果より、与えられる最大入力電圧の時に最大速度で駆動するようなパルス列信号が出力できるようにしきい値を決定する必要があるため、しきい値= A となる。このしきい値を用いた場合アクチュエータは当然 $V_{\max} \leq F$ で駆動することとなる。通常はこれで良い場合が多いが、実際にステップモータ系駆動速度には制限があり、それ以上の駆動速度ではステップモータ系に脱調現象が現れてしまうなど不都合が生じることもある。

2.3.3 サンプリング周期及び入力信号周期がV-F変換に与える影響

入力信号のレベルを一定にして、サンプリング周波数及び変換する正弦波入力信号の周波数を変化させ、どの程度の周波数までV-F変換による信号の変換が適用できるかを明らかにする。

図2.4、図2.5はサンプリング周波数500Hz、と1000Hzにおいて、入力信号としてレベル1正弦波を与え、入力信号の周波数を変化させ、V-F変換により出力されるパルス列を示す。点線で示す正弦波がV-F変換器への入力信号であり、マーカーで示す点列がV-F変換器から出力されたパルス列である。実線が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



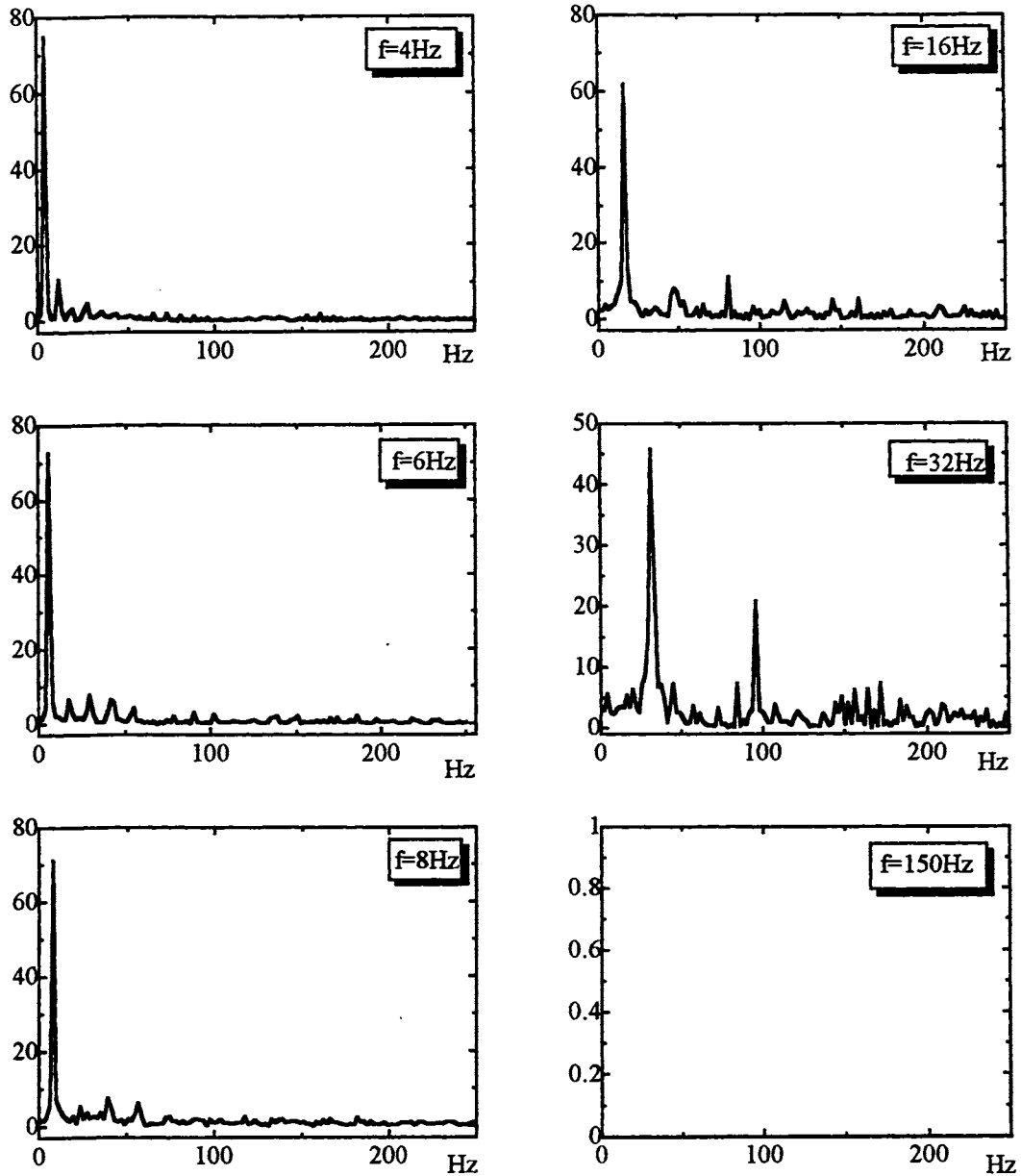
Threshold level 1, Input level 1

Sampling frequency 500Hz

Dashed line: Input signal, Markers: Out put pulses

Solid line : Equivalent input signal generated by output pulses

(a) Evaluation of V-F transformer

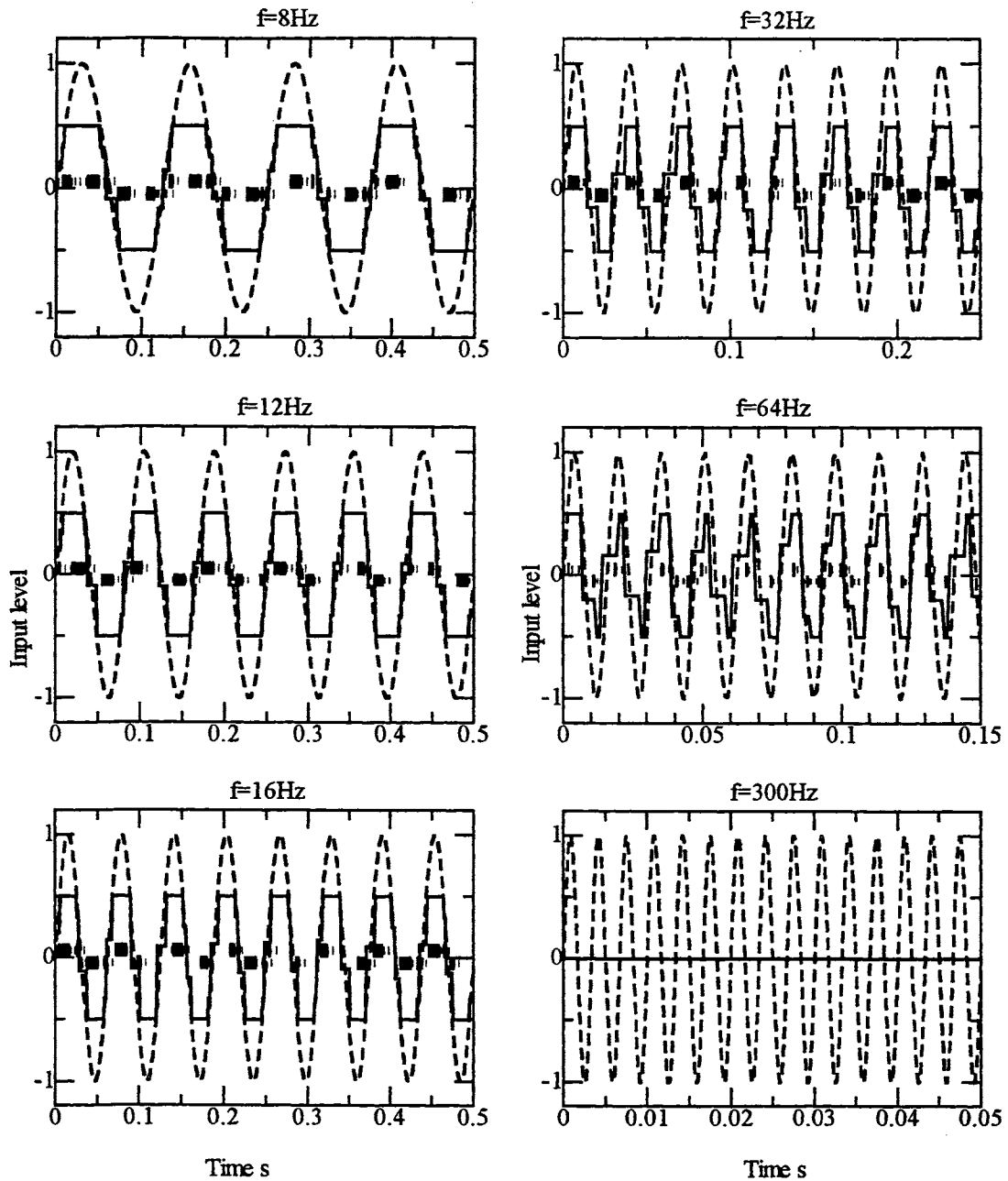


Threshold level 1, Input level 1.

Sampling frequency 500Hz

(b) Fourier transform of equivalent input signal generated by output pulses

Fig.2.4 Frequency ratio on V-F transformer



Threshold level 1, Input level 1.

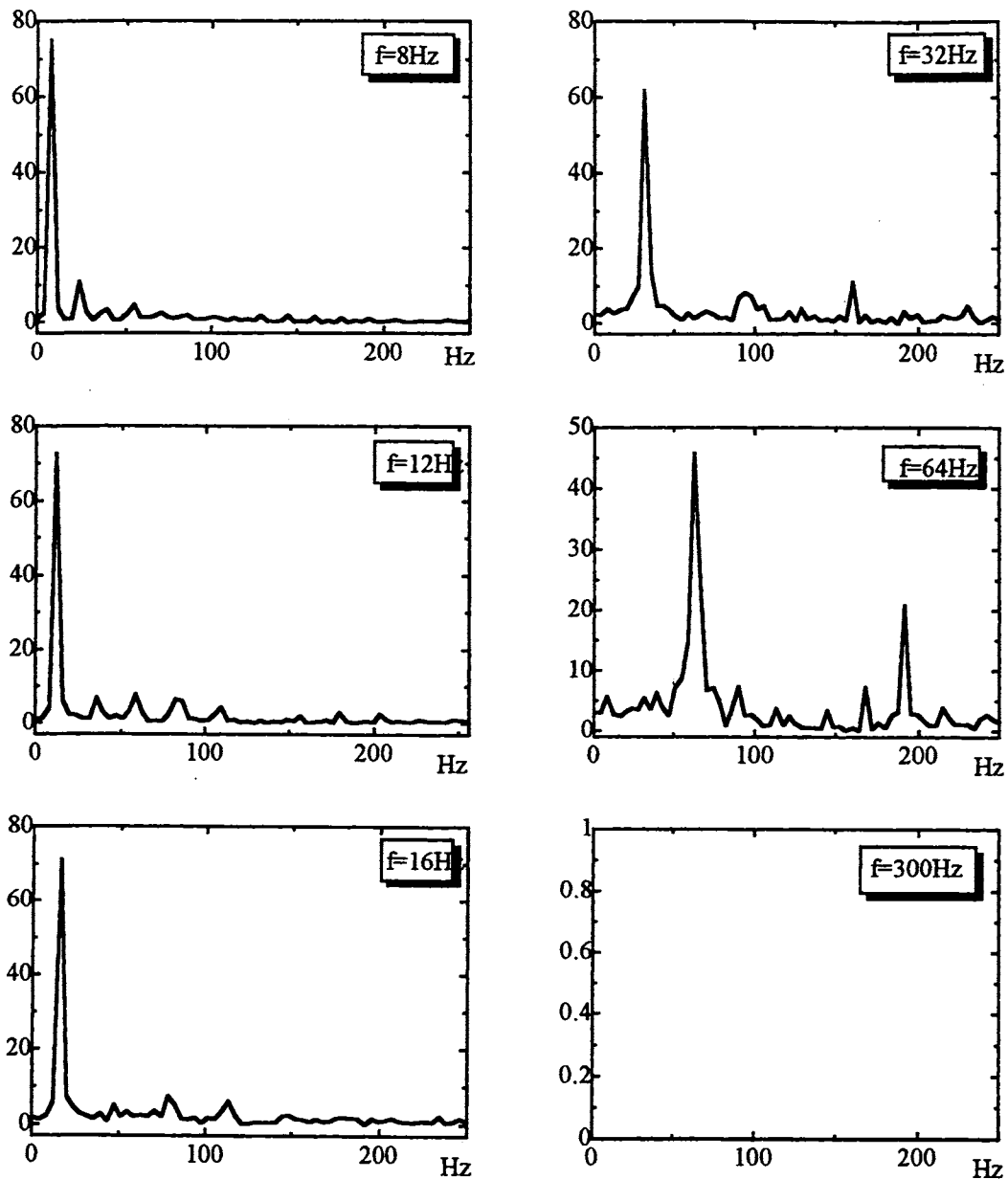
Sampling frequency 1000Hz

Dashed line: Input signal,

Markers: Output pulses

Solid line : Equivalent input signal generated by output pulses

(a) Evaluation of V-F transformer



Threshold level 1, Input level 1.

Sampling frequency 1000Hz

(b) Fourier transform of equivalent input signal generated by output pulses

Fig.2.5 Frequency ratio on V-F transformer

あり、実線により V-F 変換器への入力信号をどの程度再現しているか評価できる。図 2.4(b), 図 2.5(b)には実線をフーリエ変換することにより V-F 変換の精度を分析した結果を示す。これより、直感的に V-F 変換の精度がわかる。シミュレーション結果から、同じサンプリング周波数の場合、入力信号の周波数が大きいほど、V-F 変換の精度が悪くなっていることがわかる。また、サンプリング周波数 500Hz で、入力信号の周波数が 150Hz 以上、またサンプリング周波数 1000Hz で、入力信号の周波数が 300Hz 以上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。ほぼ同じ変換精度を保った場合、サンプリング周波数の大きさに伴って、適用可能な入力信号の周波数も増加している。つまり、入力信号の周波数とサンプリング周波数の比により、V-F 変換の性能を表現できることになる。

2.3.4 入力レベルが V-F 変換に与える影響

最大入力レベルと最大駆動速度によってしきい値を決定した V-F 変換において、より小さな入力レベルに対してどこまで V-F 変換が有効かを検討する。入力信号が同符号の場合には、時間が経過すればいずれサンプリングされた値の累積値がしきい値に達するので駆動パルスは出力される。ここでは微小な正弦波入力について考える。

微小入力信号の式を

$$f(t) = x \sin(2\pi ft)$$

x : (微小振動) 振幅

f : 信号周波数

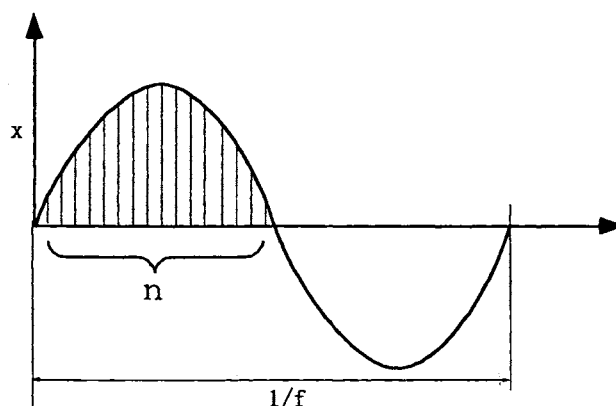


Fig.2.6 Input sinusoidal signal

とし、F をサンプリングの周波数、SD を V-F 変換のしきい値とする。信号の半周期分のサンプリング累積値よりもしきい値が大きい場合には、永遠にしきい値

を越えることがないのでパルスは出力されないことになる。

上図よりパルス出力が得られるためには信号の半周期分のサンプリング累積値 S がしきい値 SD を上回らなければならない。

$$S = x \cdot \sin\left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot \frac{1}{F}\right) + x \cdot \sin\left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot \frac{2}{F}\right) + \dots + x \cdot \sin\left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot \frac{n}{F}\right) \geq SD \quad (2.1)$$

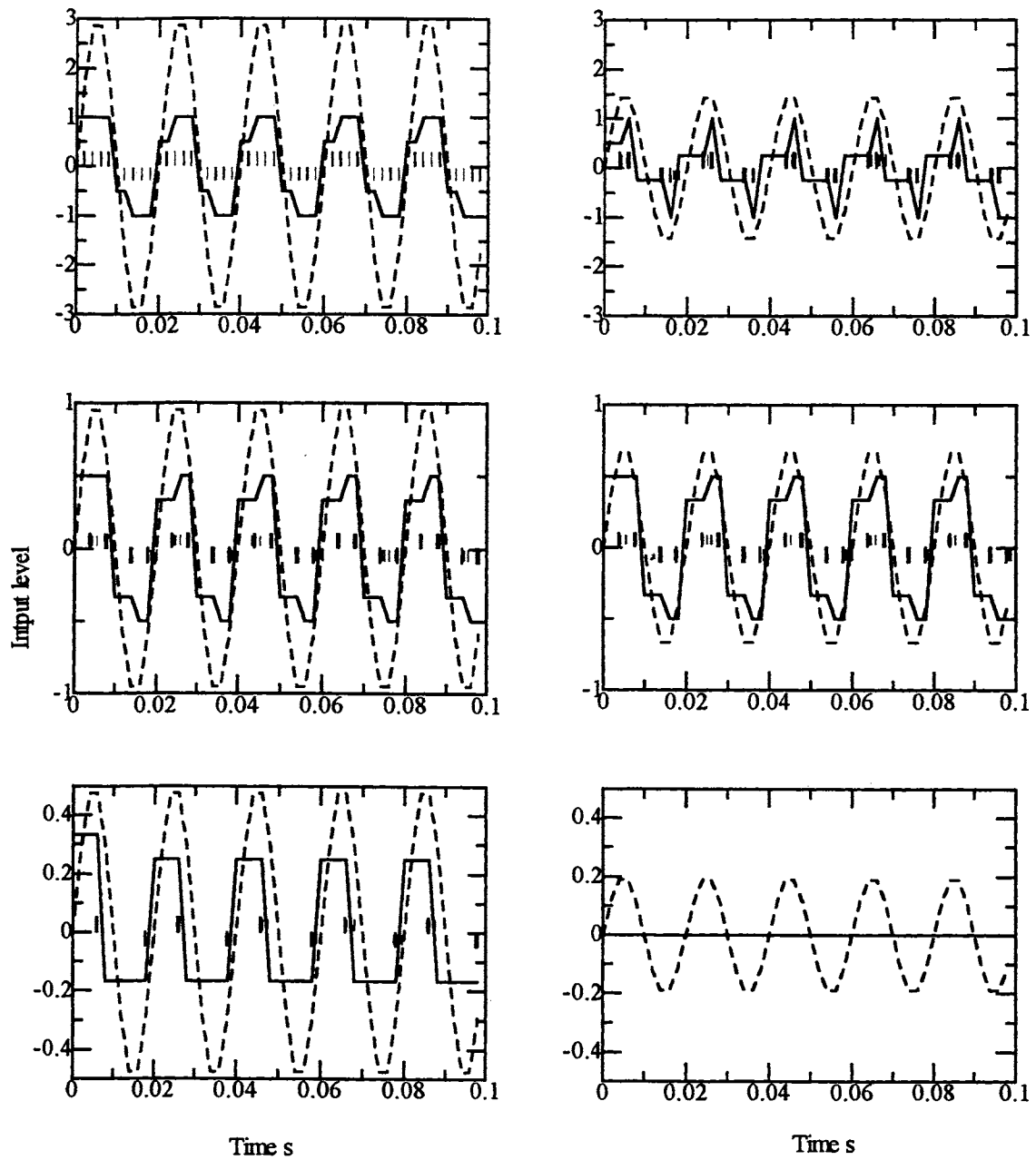
式 (2.1) より微小振動振幅が満たさなければならない条件が下式のように与えられる。

$$x \geq \frac{SD \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2 \cdot k}\right)}{\sin\left(\frac{\pi \cdot (n+1)}{2 \cdot k}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot n}{2 \cdot k}\right)} \approx SD \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2 \cdot k}\right) \quad (2.2)$$

ただし $\frac{f}{F} = \frac{1}{2k}$,

式 (2.2) によって与えられた x が変換できる最小の入力信号の振幅である。V-F 変換におけるしきい値と、入力信号振幅とサンプリング周波数との比で表現される。

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 2.7 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



Threshold level 1, Sampling frequency 500Hz

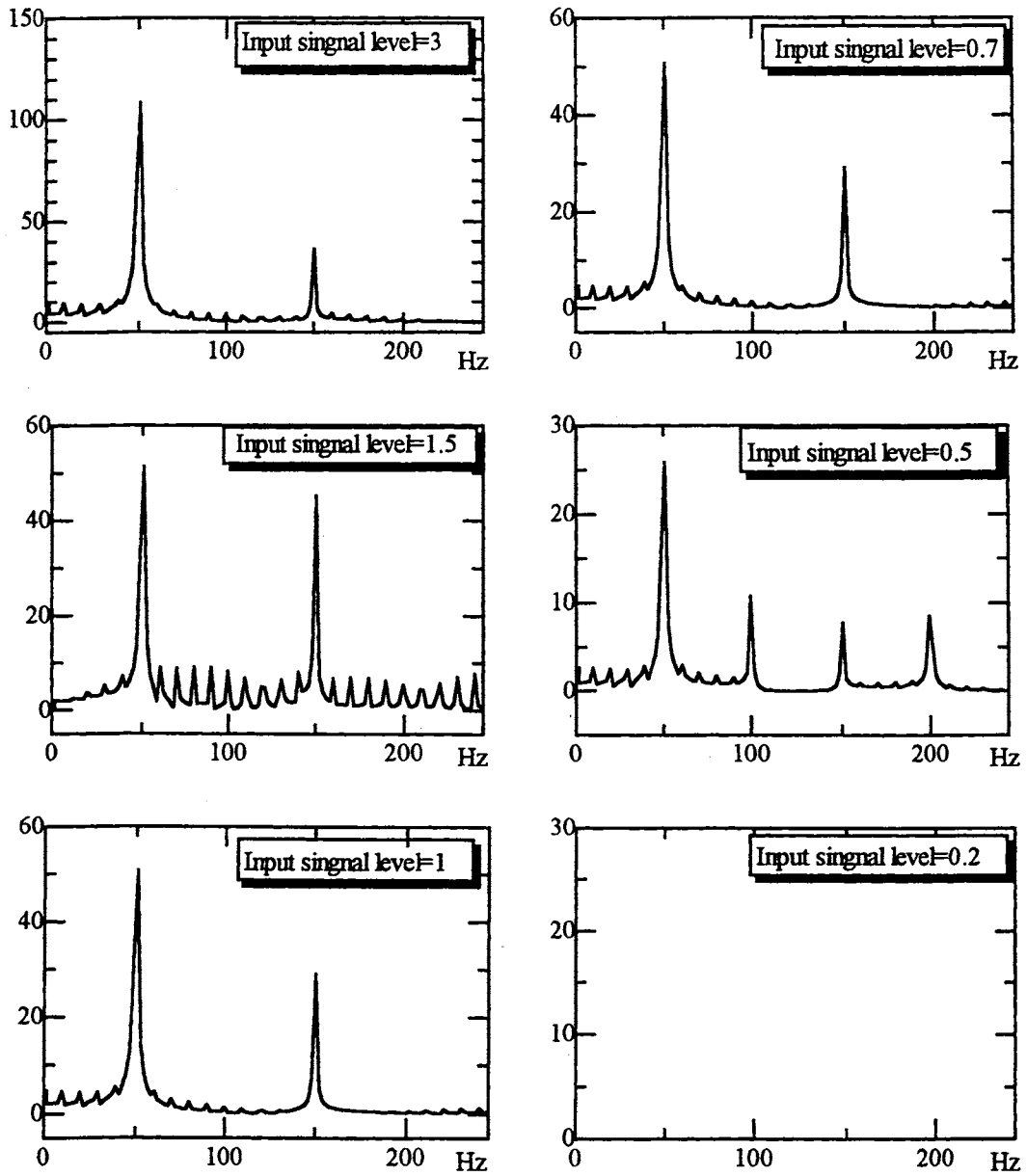
Input sinusoidal frequency 50Hz

Dashed line: Input signal,

Markers: Out put pulses

Solid line: Equivalent input signal generated by output pulses

(a) Evaluation of V-F transformer

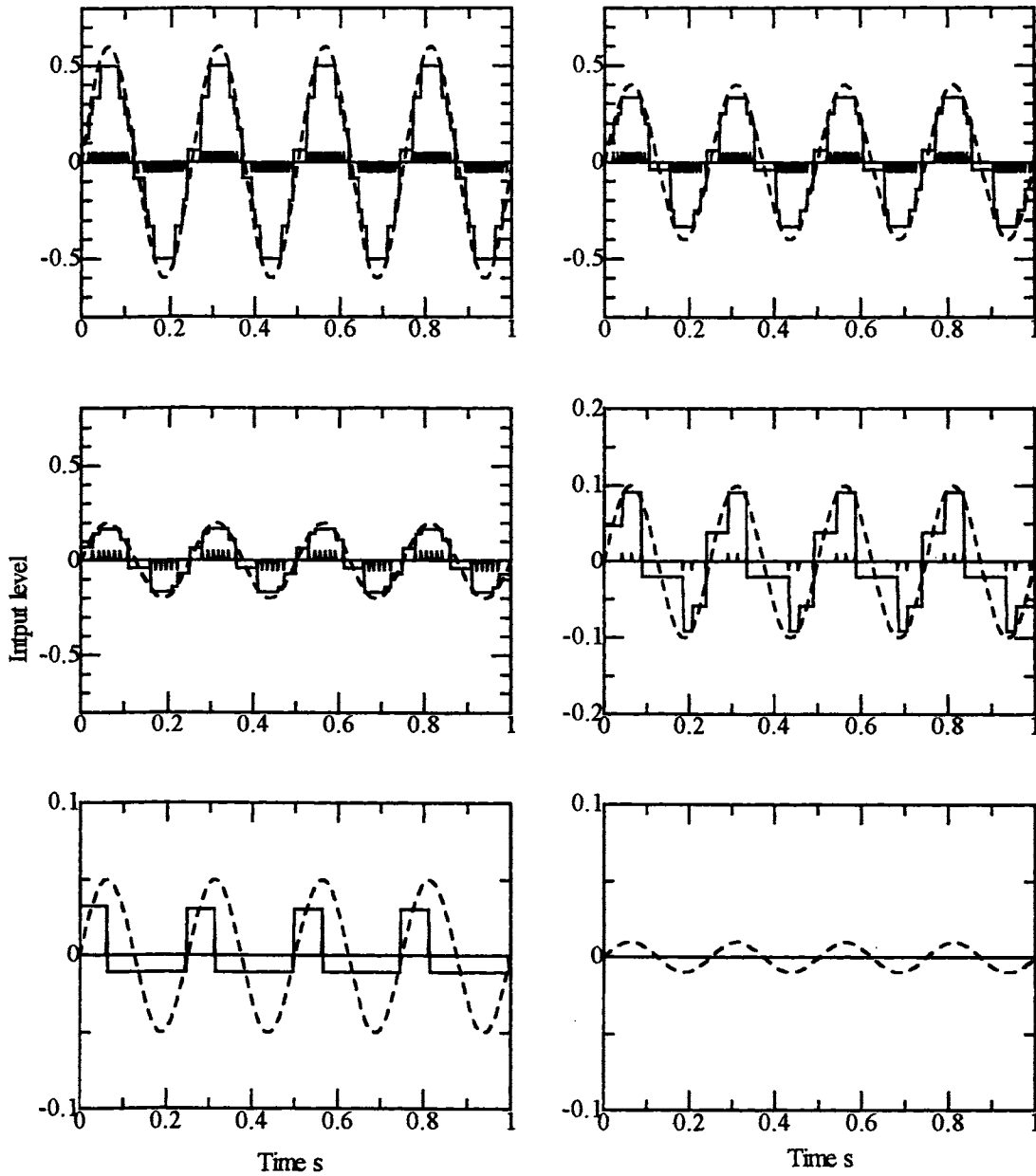


Threshold level 1, Sampling frequency 500Hz

Input sinusoidal frequency 50Hz ,

(b) Fourier transform of equivalent input signal generated by output pulses

Fig.2.7 The effect of input signal's level on V-F transformer



Threshold level 1, Sampling frequency 500Hz

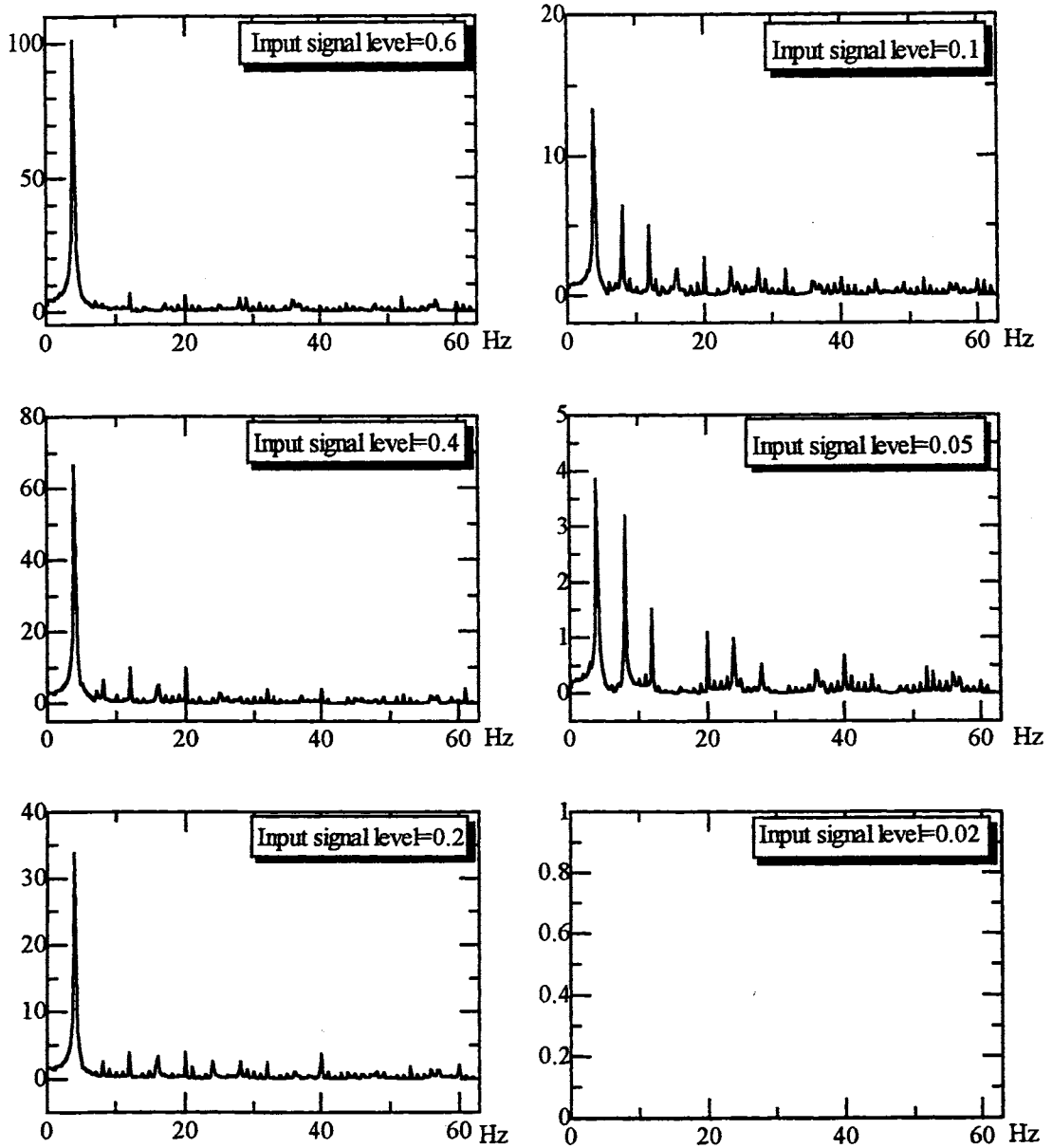
Input sinusoidal frequency 4Hz

Dashed line: Input signal,

Markers: Output pulses

Solid line : Equivalent input signal generated by output pulses

(a) Evaluation of V-F transformer

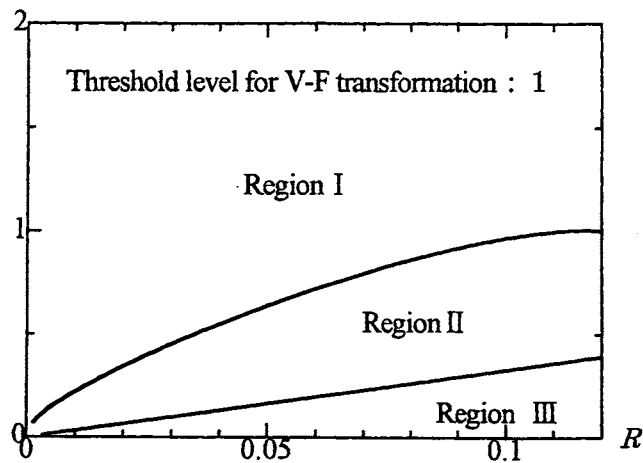


Threshold level 1, Sampling frequency 500Hz

Input sinusoidal frequency 4Hz

(b) Fourier transform of equivalent input signal generated by output pulses

Fig.2.8 The effect of input signal's level on V-F transformer



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

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.2.9 Three regions of V-F transformer

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 2.7(a)中の実線が示すように、50Hz の信号に対して 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 2.8(a)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 の信号を V-F 変換した事例を示す。この場合には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

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2.9に示すようにほぼ3つの領域に区分される。図2.9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。

2.4 結 言

この章ではV-F変換の手法とその変換性能をシミュレーションにより議論した。その内容は以下の通りである。

- (1) 本手法による V-F 変換はリアルタイムで入力信号を変換して、パルス列信号として出力することが可能である。
- (2) この時、V-F 変換における適当なサンプリング周波数とそのしきい値の設定が必要である
- (3) 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いった3つの領域に大きく分けられることがわかった。

第3章 NC制御とセンサフィードバックとの融合

3.1 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、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。

3.2 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 3. 1 に示す。

図 3. 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_v 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 3. 1 に示す系のブロック線図は図 3. 2 のように表すことができる。

これより K_v 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 (3. 1) のように表される。

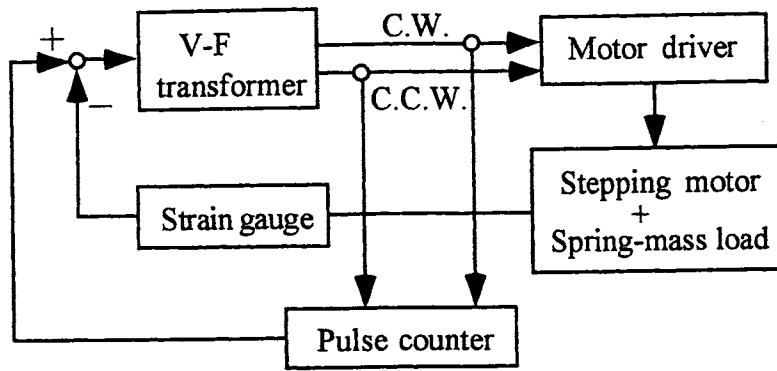
$$\frac{\theta_L}{\theta_0} = \frac{kK_G K_v K_R}{Js^3 + JK_v K_R (K_G + K_\theta)s^2 + ks + kK_G K_v K_R} \quad (3.1)$$

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。

$$D_2 = K_\theta K_v K_R \frac{k}{J} > 0 \quad (3.2)$$

3.3 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 変換は



C.W. : Clock-wise

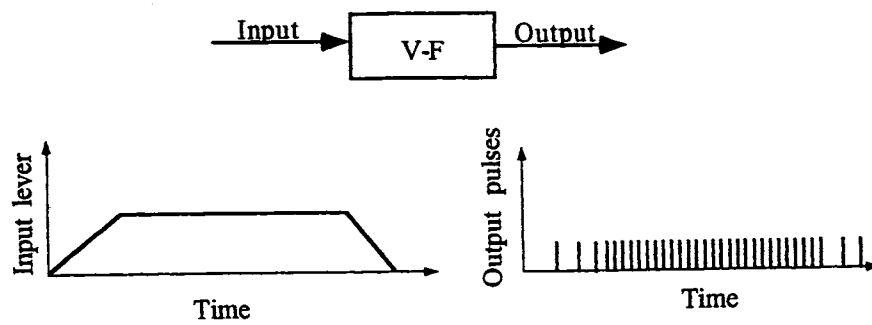
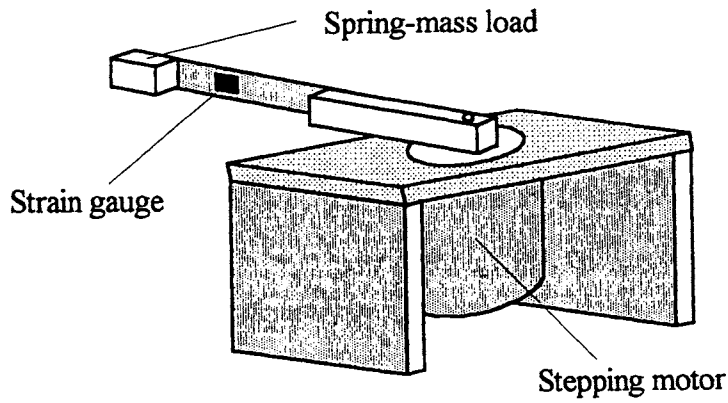
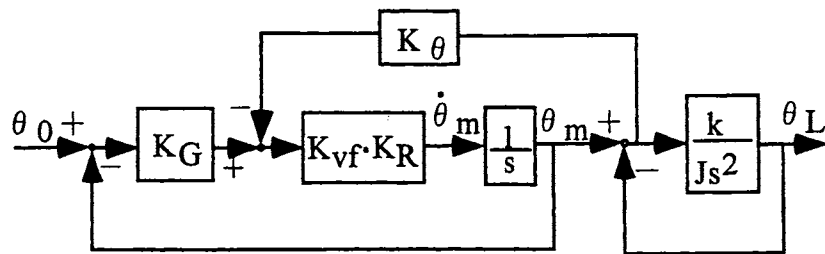


Fig.3.1 Control system for new NC controller



$K_R : 0.0314 \text{ rad/pulse}$

$\theta_L : \text{Motion of spring-mass load (rad)}$

$\theta_m : \text{Motion of stepping motor (rad)}$

Fig.3.2 Block diagram of spring-mass load driven by stepping motor

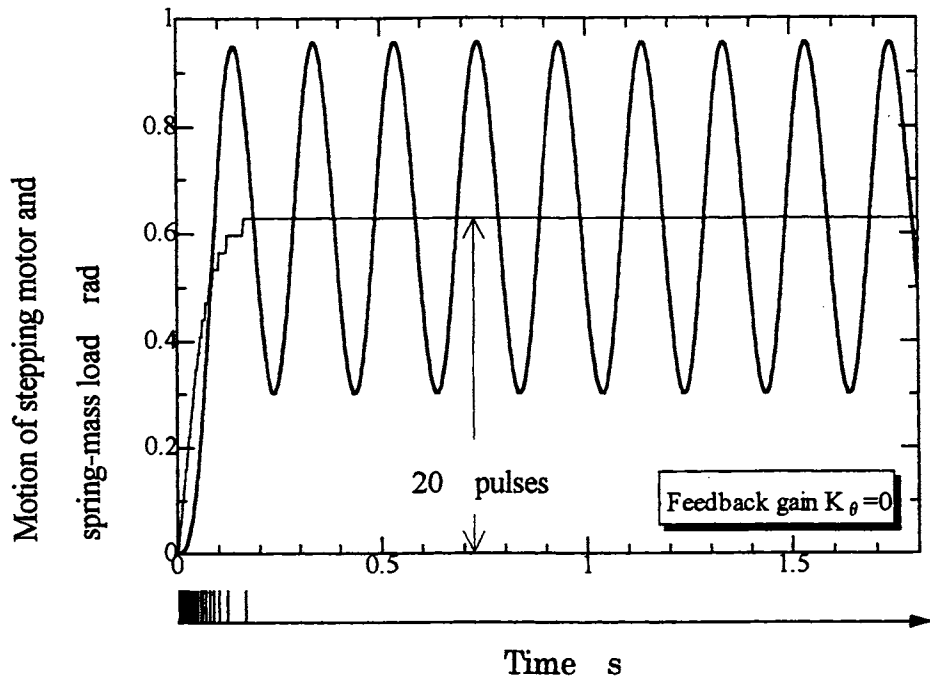
信号の非線形な変換であるため、第2章においてその機能を詳細に検討しておいた。

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 3.2 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。

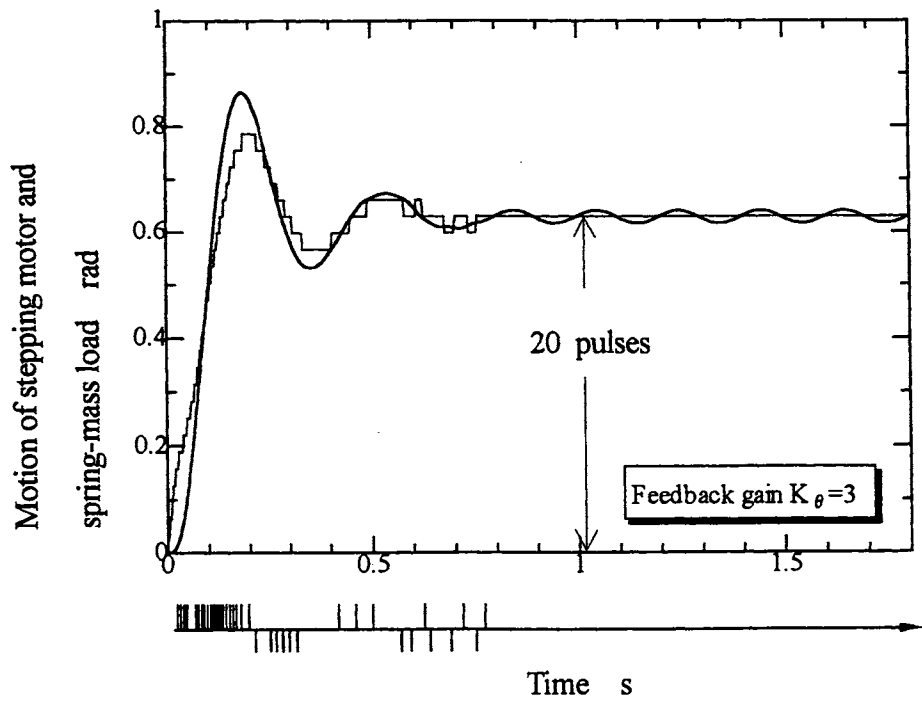
3.4 計算機シミュレーションによる振動負荷系の振動抑制評価

3.4.1 負荷系の振動抑制効果

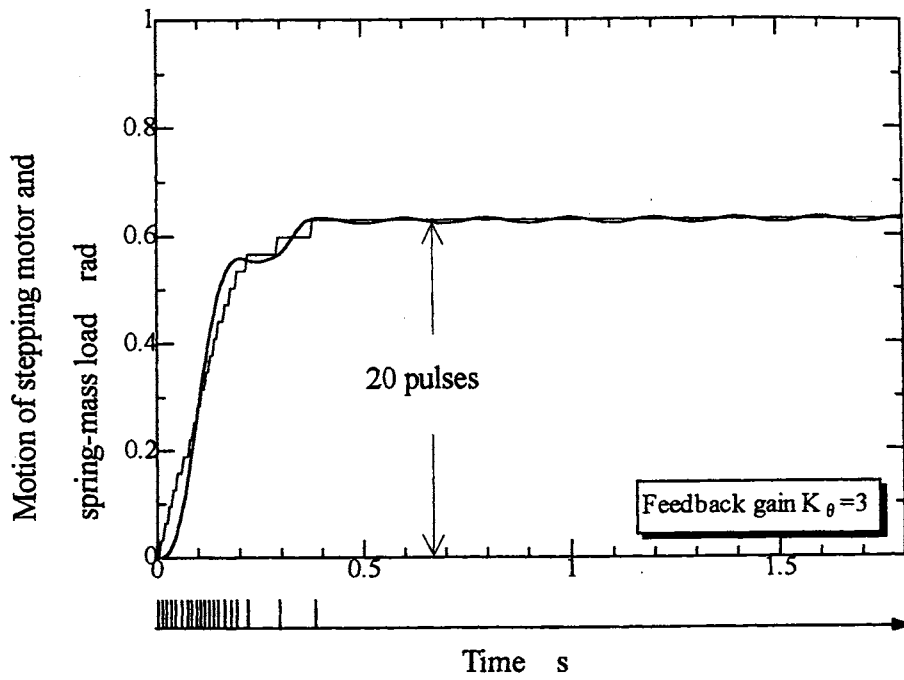
図 3.1 で提案する制御系の有効性を確認するために計算機によるシミュレーションを行った。図 3.3(a) は振動負荷系の振動の様子をフィードバックしなかった場合 ($K_\theta=0$) のステップモータの運動および振動負荷系の運動の様子である。負荷系の振動の様子をフィードバックしていないために 5Hz の固有振動数をもつ負荷系は振動が大きく残る結果となる。図 3.3(b) は負荷系の振動の様子をフィードバックした場合 ($K_\theta=3$) のステップモータの運動および振動負荷系の運動の様子である。負荷系の振動が抑制されている様子がわかる。振動の様子をフィード



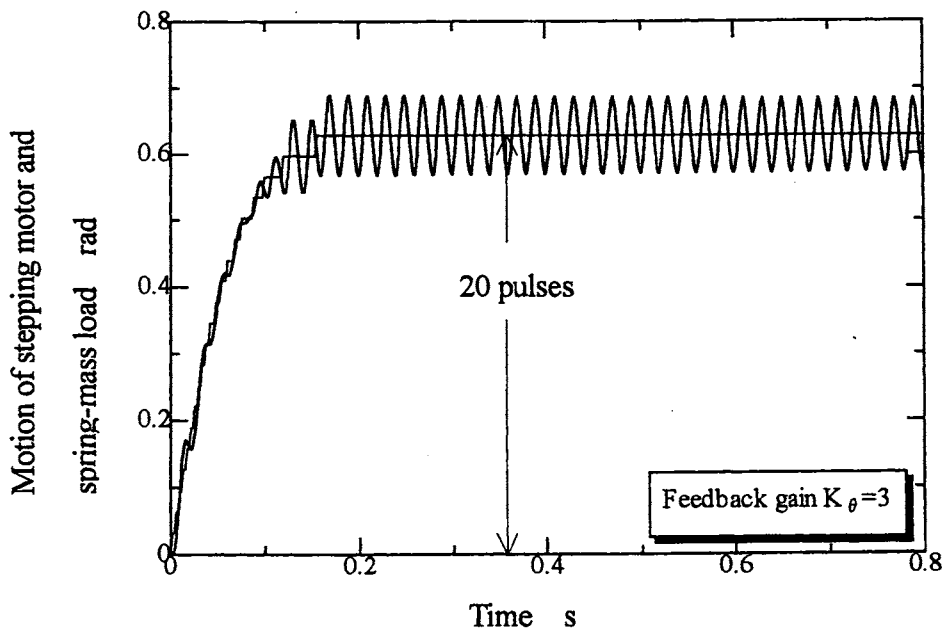
(a) Feedback gain $K_\theta = 0$, Sampling frequency=500Hz,
 Threshold level=1, Frequency of spring-mass load=5Hz



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



(c) Feedback gain $K_\theta=3$, Sampling frequency=200Hz,
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.3.3 Step responses of spring-mass load driven by stepping

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。

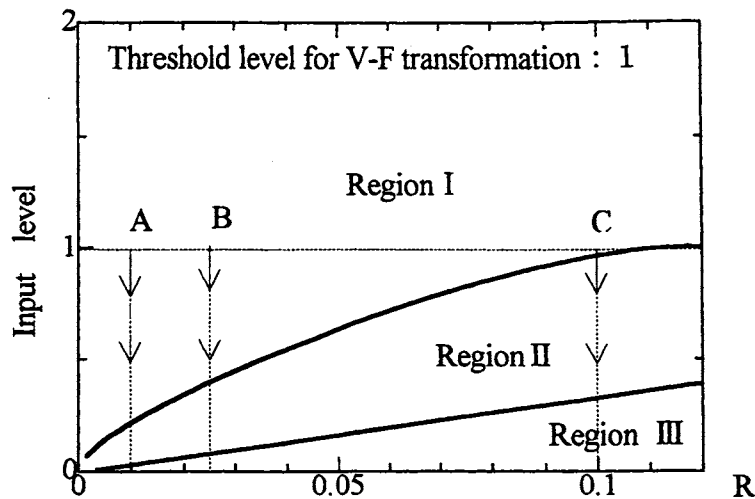
図 3.3 (b) の応答は V-F 変換のサンプリング周波数を 500Hz としたものであるが、
そのサンプリング周波数を 200Hz とし、その他の条件を同じとしたときの応答を
図 3.3 (c) に示す。サンプリング周波数を変化させると応答も変化してくる。また
図 3.3 (d) はサンプリング周波数を 500Hz とし、負荷系の固有振動数を 50Hz にし
たものである。図 3.3 のどれもモータドライバへ 1 パルス入力するとステップモ
ータ軸は 0.0314rad だけ回転するドライバを設定し、20 パルス分 (0.628rad) だ
けステップモータを回転させたものである。図 3.3 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
3.4 を用いて評価する。

3.4.2 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、
 $K_{\theta}=1/0.628$ 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
3.3 (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 3.4 中の A 点からスタートすることになる。図 3.3 (c) はサンプリ
ング周波数が 200Hz となったため図 3.4 中の B 点から V-F 変換がスタートするこ
とになる。図 3.3 (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 3.4 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



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

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

要がある。これを根拠として本研究では $K_0=3$ を与えた。フィードバックゲインである K_0 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 3.3 (b) と (c) 及び (d) の運動の違いを考えてみる。図 3.3 (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) 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くるためであり、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 3.3(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 3.3(d)の運動は図 3.4 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 3.3(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法が実用的であると思われるケースである。

3.5 考 察

図 3.3(b), (c)の応答を式(1)の伝達関数を用いて数理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(3.1)の伝達関数における特性方程式は近似的に次式(3.3)のように因数分解される。

$$\begin{aligned}
 & s^3 + K_{\nu} K_R (K_G + K_\theta) s^2 + \frac{k}{J} s + \frac{k}{J} K_{\nu} K_R K_G \\
 & \approx \left[s + \left(1 + \frac{K_\theta}{K_G} \right) K_G K_{\nu} K_R \right] \cdot \left[s^2 + \frac{k K_\theta}{J K_G} \frac{1}{\left(1 + \frac{K_\theta}{K_G} \right)^2} \frac{1}{K_G K_{\nu} K_R} s + \frac{k}{J} \frac{1}{1 + \frac{K_\theta}{K_G}} \right] \quad (3.3) \\
 & = 0
 \end{aligned}$$

ここで各パラメータは

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

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

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

のように与えられるため、図 3.3(b)の応答に対応する特性方程式は

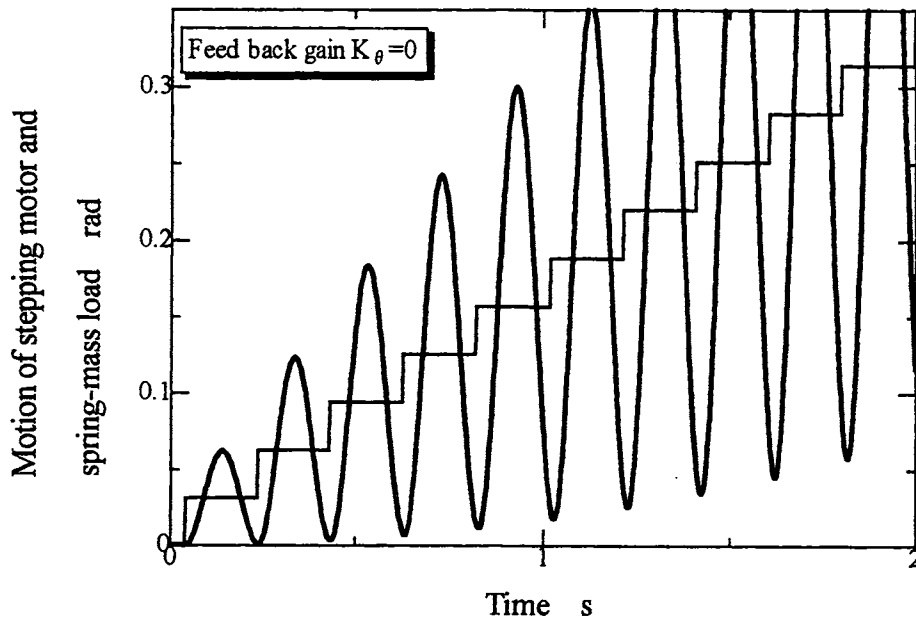
$$(s + 216.4)\{s^2 + (2)(0.08)(18.5)s + (18.5)^2\} = 0 \quad (3.4)$$

となり、また図 3.3(c)の応答に対応する特性方程式は

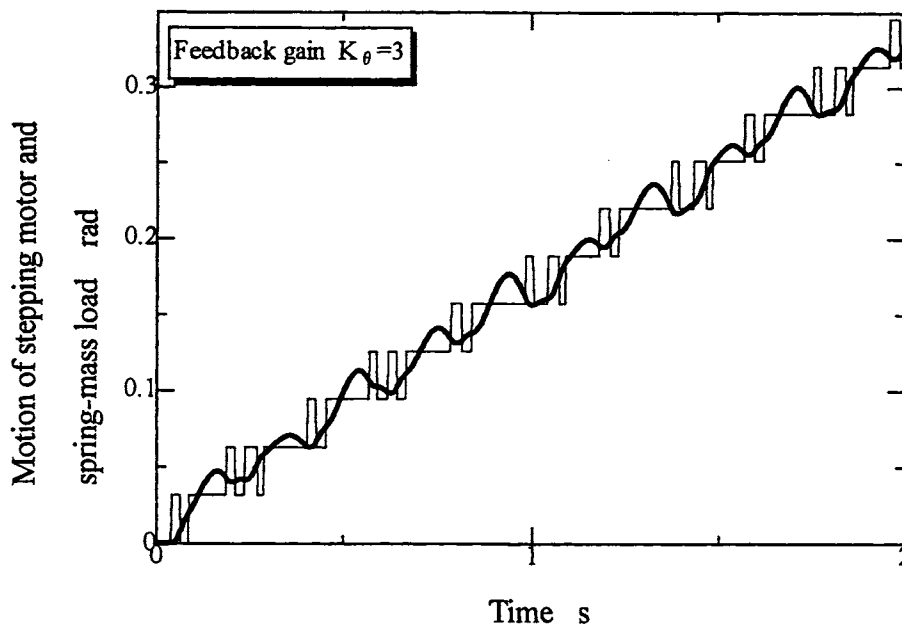
$$(s + 86.56)\{s^2 + (2)(0.20)(18.5)s + (18.5)^2\} = 0 \quad (3.5)$$

となる。式 (3.4)、(3.5) 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 3.3 (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 3.3(b)、(c)の応答をよく表現していることがわかる。また式(3.3)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 3.5(a)、(b)に示す。図 3.5(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 3.5(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になるため、図 3.5(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。



(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.3.5 Ramp responses of spring-mass load driven by stepping motor

3.6 振動抑制実験

ここ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。この節では、アームに取り付けられた歪みゲージからの情報を第2章で述べたV-F変換を用いてモータ駆動用パルス列に変換し、フィードバック制御することによって負荷系アームの振動抑制を行った事例を示す。なお、アームのもつ共振周波数は測定により10.7Hzであった。

実験装置の概略図を図3.6に示す。先端に質量を持つアームをモータ軸に固定し、そのアームに歪みゲージを付けておく。リン青銅の板バネ形状を採用したアームはパルスモータの駆動により振動を生ずる。歪みゲージからの信号はAD変換ボードによりパソコンに取り込まれた後、パソコン中でのV-F変換によってパル

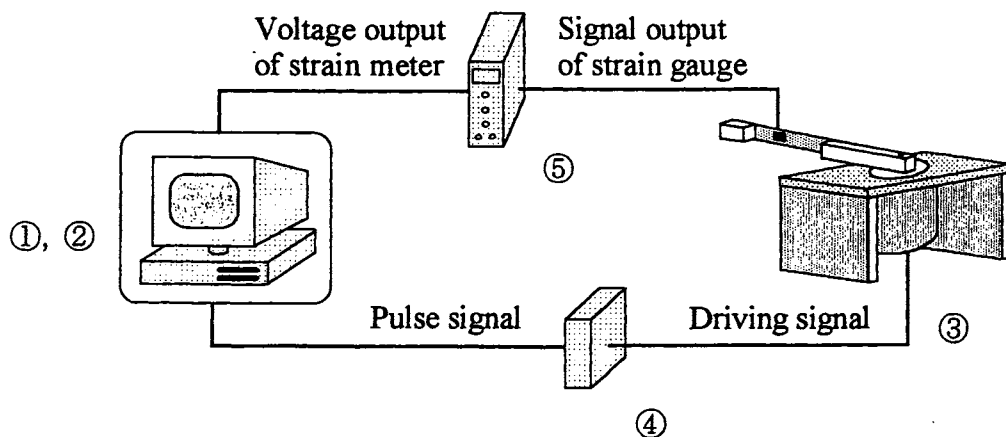


Fig.3.6 The robotic arm

Table3.1 Hardware facility used in experiment

① Personal computer	PC-9801 DA 20Hz (NEC)
② AD transform board	ADA12-8/2(98) (CONTEC)
③ Stepping motor	BRA35 1/10 0.036DEGREES/STEP (KAMOSEIKO)
④ Motor-driver	UPS503-0 (MYCOM)
⑤ Strain meter	DSA-603 (SHINKOH)

ス列信号に変換される。この信号は同ボードに付属した TTL 出力ボードよりモータドライバへ出力され、モータの駆動制御を行う。AD 変換ボードの入力仕様-10V ~10V より、しきい値を 10 として与える。負荷系の振動減衰をステップモータの 1 パルス ($=0.000628\text{rad}$) 以下にするため 1 パルスに相当する歪みゲージの電圧値 $0.08 \times K_\theta$ 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る。また、200Hz 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 10.7Hz の負荷系に対して $0.08 \times K_\theta > 2$ 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実験では $K_\theta = 25$ とした。このようなパラメータ設定に対して、歪みゲージの電圧値がほぼ 0.03V 以下で、周波数 100Hz 以上の負荷系に含まれるノイズに対して V-F 変換は無変換領域に入り、ノイズによるパルス出力がでない。つまり、ノイズ成分をカットする機能がある。アームを自由振動させた状態からアームの振動を減衰させる実験を行った。実験結果を図 3.7 に示す。各グラフは縦軸が歪みゲージからの出力電圧で、この値はアーム部のたわみに比例する。提案する制御手法によって、実験的にも振動抑制の効果が確認できた。

3.7 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方法を提案し、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よ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) 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。
- (3) 提案した V-F 変換を用いてセンサフィードバック制御系を構成し、ロボット

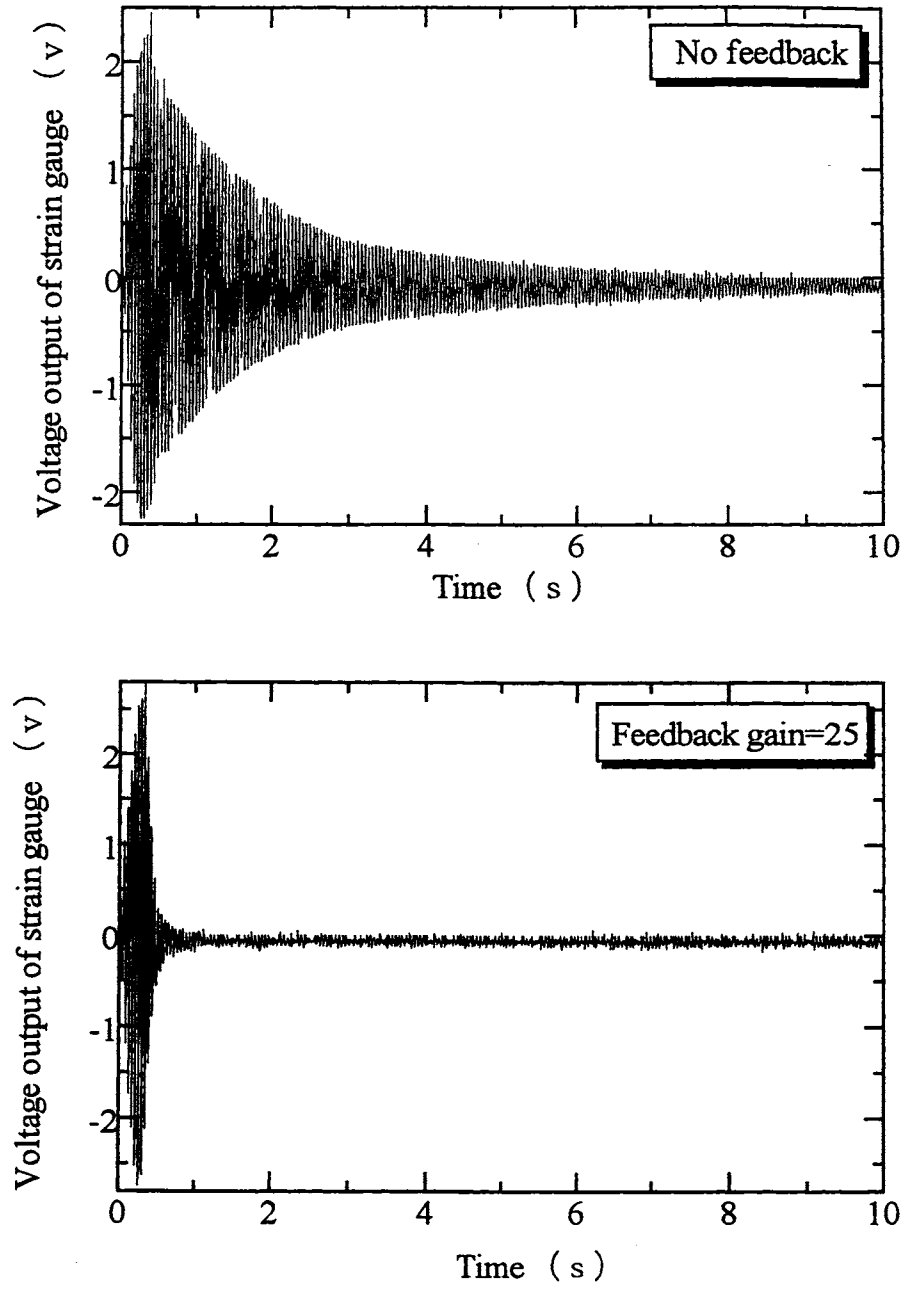


Fig. 3.7 The experimental results of vibration

アームの振動抑制実験を行った。その結果、振動の減衰効果が実験的にも確認できた。

第4章 多軸制御用の新しいNCコントローラの提案

4.1 緒言

工作機械を始めとする産業機械を制御する技術の一つとして、パルス列をモータドライバへ与えて機械の運動を制御する、いわゆる数値 (Numerical Control) 制御技術⁽¹⁾があり、こうした制御技術はすでに広く一般の機械を制御するための技術として普及しているものである。

NC 制御には通常 NC 言語が準備されており、そのコマンドを用いることにより工具等の直線や円弧補間が自在に行えるようになっているが、これは制御軸数が少なくかつそれらの軸系が幾何学的に直角座標系で構成されているときに成り立つものである。最近の5軸制御の工作機械や多関節型ロボットに対して従来のNC言語を用いるとDDA (Digital Differential Analyzer) による直線や円弧補間を正確に適用することはできなく非常に苦勞を必要とする。多軸の工作機械や多関節型ロボットにおいては便宜的に教示点間を微小に与えることにより従来のNC制御技術を適用しているようであるが、問題の本質的な解決になっているとはいえない。これより、本研究ではこうした現実を踏まえ、パルス列を与えて機械の運動を制御するこれまでのNC制御技術を採用しつつもNC言語によらない新しい多軸制御用のパルスの発生を試みる。多関節ロボットはヤコビ行列に代表されるように、そのアーム姿勢によりベース座標系からながめた手先座標系が常に変化するため希望とする運動を生成するためにはより複雑なパルス列の生成を必要とする産業機械であり、本研究で提案する多軸制御用の新しいNCコントローラの性能をより詳しく評価しやすい。このため本論文では制御対象としてPUMA型ロボットを用いる事例を中心にパルス列生成の手法を紹介するが、その基本的な考え方はすべての多軸の産業機械にあてはめて考えることができるものである。

4.2 多軸制御用の新しいNCコントローラ

4.2.1 パルス列入力によるモータの運動制御

NC 制御を用いて希望とするモータ軸の運動を得るためには基本的には図 4.1 に示すようにモータドライバへパルス列を入力する方式を用いた制御系を構成しているものが多い。また、サーボモータに対してもパルス列を用いて駆動するステップモータと同様な駆動方式を採用していることが多い。1 パルスの入力に対してモータ軸にはある一定値の微小回転移動量を対応させているため、モータ軸の回転移動量がパルス数に、またモータ軸の角速度がパルス間隔に対応することになる。従来の NC 制御では要求されるモータ軸の回転移動量とその時の角速度がまず指定され、その後にオフラインでモータ運動を実現するためのパルス列を生成する方式をとっている。このためモータ軸の移動量が変化した場合にはその都度新たにパルス列を生成し直さなければならない。と同時にパルス列の発生がモータ軸の運動を決めるものであるため、1 パルスの

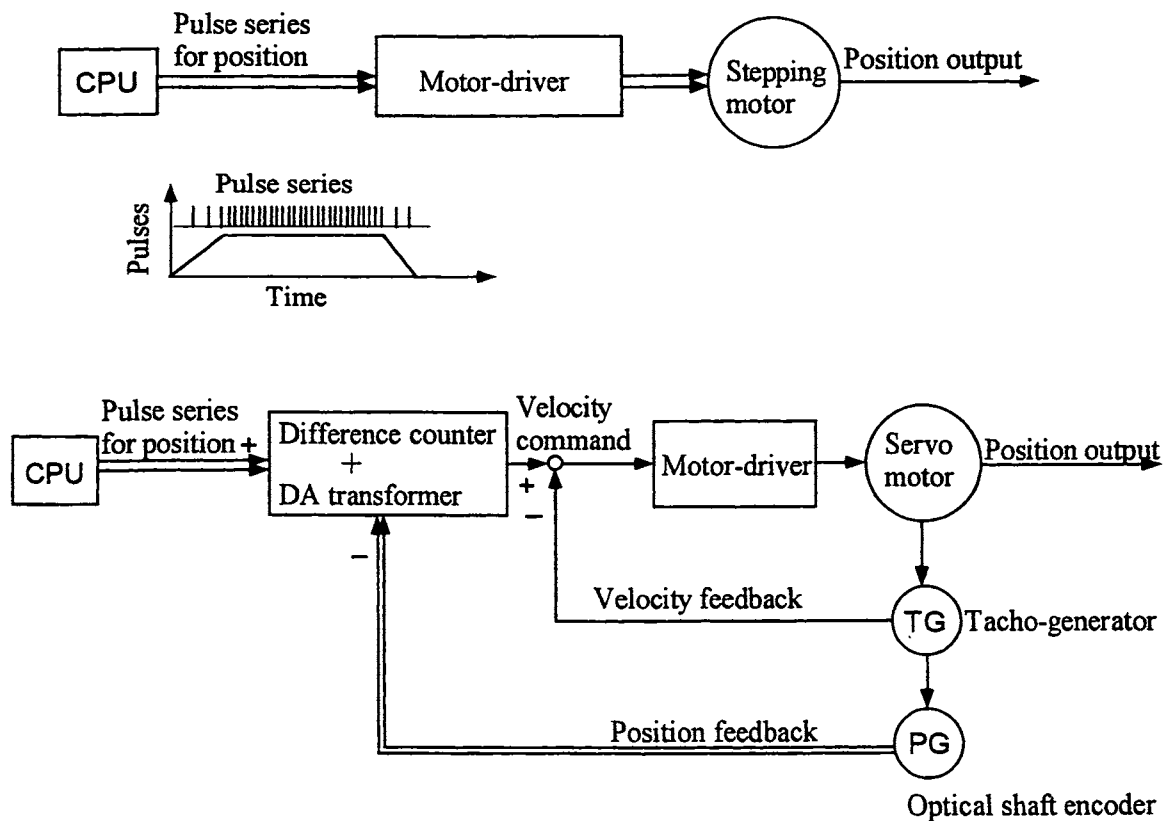
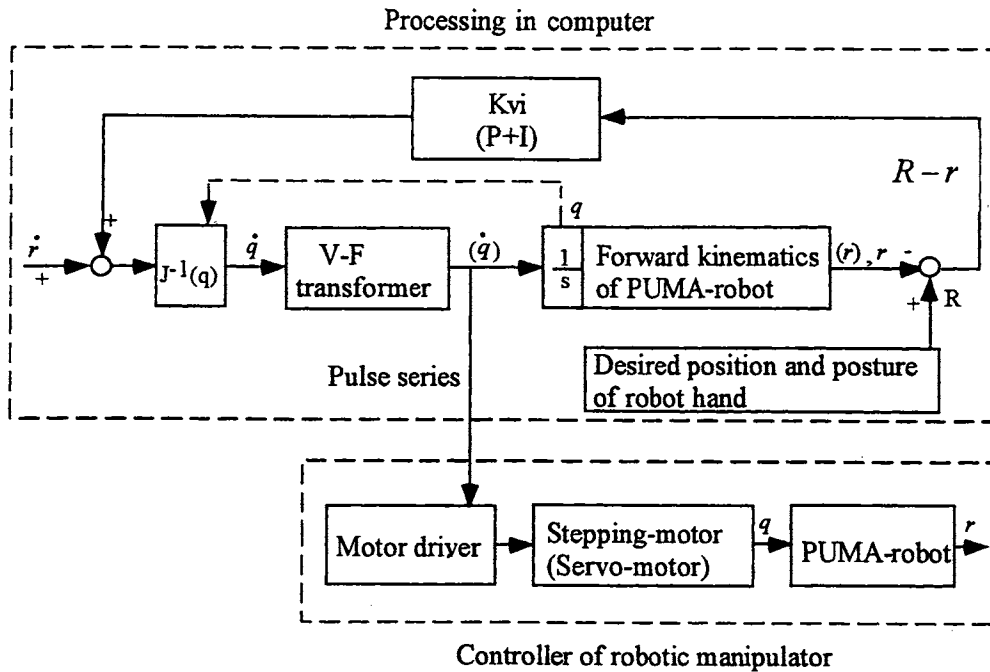
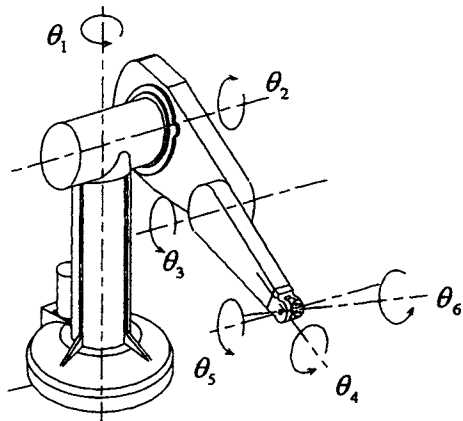


Fig.4.1 Traditional NC control systems



$$\dot{r} = \begin{bmatrix} \dot{x}_0 \\ \dot{y} \\ \dot{z}_0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \dot{q} = \begin{bmatrix} \dot{\theta}_1 \\ \dot{\theta}_2 \\ \dot{\theta}_3 \\ \dot{\theta}_4 \\ \dot{\theta}_5 \\ \dot{\theta}_6 \end{bmatrix}$$

$$R - r = \begin{bmatrix} dx \\ dy \\ dz \\ \delta x \\ \delta y \\ \delta z \end{bmatrix}$$



- \dot{r} : Velocity vector of robot hand.
- r, R : Position and posture vector of robot hand.
- \dot{q} : Vector that means rotating velocities of 6-articulations of robot
- q : Vector that means rotating displacements of 6-articulations of robot

Fig.4.2 New NC controller for PUMA-robot

累積誤差も許されなく、こうしたパルス列の生成が非常に重要視されている。従って、パルス列の生成をオフラインで行っているこれまでの NC 制御では運動の変化に伴うモータ軸の運動をオンラインで変化させることは困難であることがわかってくる。他方、パルス列入力による NC 制御技術を拡張し、モータ運動のオンライン制御が実現できれば従来の NC 制御に新たな付加価値を与えられることになる。

4.2.2 多軸制御用の新しい NC コントローラの提案

本研究では作業を実行するのにより複雑なパルス列の生成が要求される PUMA ロボットを制御対象の一例として考えることにする。本論文で提案する多軸制御用の新しい NC コントローラを図 4.2 に示す。図 4.2 中でロボット制御系として表示してある部分がこれまでの NC 制御系であり、パルス列をモータドライバへ入力することによりモータが回転し、結果的に PUMA ロボットが動作することになる。PUMA ロボットを希望通りに動作させるために必要なパルス列は計算機内での数値的演算により生成させることになる。この部分が提案する新しい NC コントローラであり、計算機内において一つの制御系を構成している。実際の 6 自由度ロボットにおいてはハンド部分の位置・姿勢およびその移動速度を精度よくオンラインで計測する手段はほとんどないため、PUMA ロボットの順運動学モデルを計算機中設け、用いた順運動学モデルが正確であれば実際のロボットハンドも目標値通りの運動をしてくれるというセミクローズド制御方式を用いることとした。従って、目標とするロボットハンドの位置・姿勢と順運動学モデルを用いて求めたロボットの位置・姿勢との比較は計算機中で行うことになる。計算機中に構成される制御系内には上述した PUMA ロボットの順運動学モデルに加え、PUMA ロボットにおける逆ヤコビ行列とモータ駆動用のパルス列を生成する V-F 変換器を含ませることになる。そして目標とするロボットハンドの位置と姿勢との誤差をフィードバックする制御系を構成する。制御系への入力はロボットベース座標系で定義されたハンドの位置と姿勢およびその速度である。V-F 変換を制御ループ中に含むため要求されるモータ軸の回転移動量とその時の角速度を実現するためのパルス列はオフラインで生成する必要はなく、制御ルー

プ中の演算処理によりオンラインで自然に希望とするパルス列の生成が可能になるという特徴を有する。V-F 変換はアナログデータをパルス列に変換する非線形な変換であるためその変換は複雑である。このためフィードバック系を構成することにより変換誤差の累積を防止している。

4.3 PUMA ロボットを対象とした新しい NC コントローラの詳細とロボットハンドの位置・姿勢の目標値の設定

4.3.1 PUMA ロボットの順運動学モデル

本論文で対象とする PUMA ロボットに設定した座標系を図 4.3 に、同次変換を用いて表示した PUMA ロボットの順運動学モデルを式 (4.1) に示す。

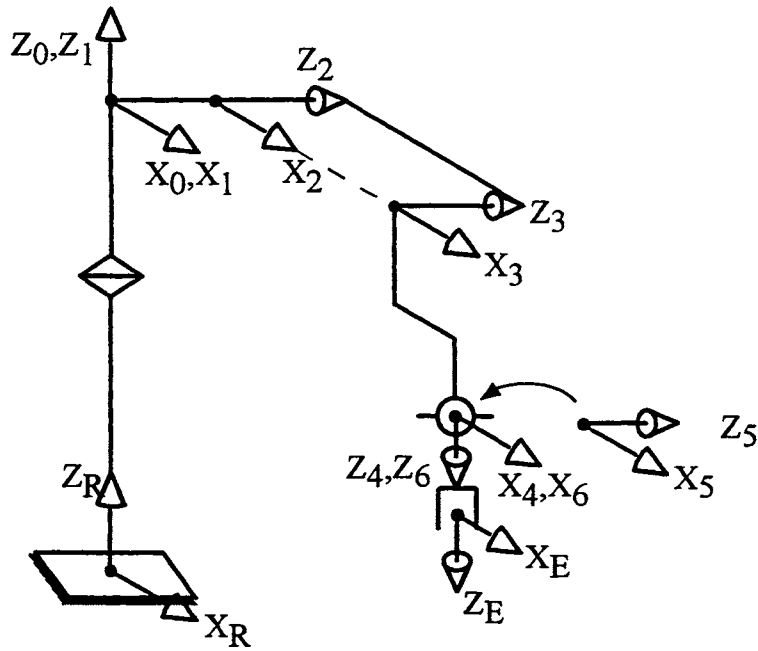
$${}^R T_E = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} & R_{13} & p_x + R_{13}l_g \\ R_{21} & R_{22} & R_{23} & p_y + R_{23}l_g \\ R_{31} & R_{32} & R_{33} & p_z + l_a + R_{33}l_g \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

$$\begin{aligned} R_{11} &= C_1[C_{23}(C_4C_5C_6 - S_4S_6) - S_{23}S_5C_6] + S_1(S_4C_5C_6 + C_4S_6) \\ R_{12} &= C_1[-C_{23}(C_4C_5S_6 + S_4C_6) + S_{23}S_5S_6] - S_1(S_4C_5S_6 - C_4C_6) \\ R_{13} &= -C_1(C_{23}C_4S_5 + S_{23}C_5) - S_1S_4S_5 \\ R_{21} &= S_1[C_{23}(C_4C_5C_6 - S_4S_6) - S_{23}S_5C_6] - C_1(S_4C_5C_6 + C_4S_6) \\ R_{22} &= S_1[-C_{23}(C_4C_5S_6 + S_4C_6) + S_{23}S_5S_6] + C_1(S_4C_5S_6 - C_4C_6) \\ R_{23} &= -S_1(C_{23}C_4S_5 + S_{23}C_5) + C_1S_4S_5 \\ R_{31} &= -S_{23}(C_4C_5C_6 - S_4S_6) - C_{23}S_5C_6 \\ R_{32} &= S_{23}(C_4C_5S_6 + S_4C_6) + C_{23}S_5S_6 \\ R_{33} &= S_{23}C_4S_5 - C_{23}C_5 \\ p_x &= C_1(l_cC_2 + l_eC_{23} - l_fS_{23}) - (l_b - l_d)S_1 \\ p_y &= S_1(l_cC_2 + l_eC_{23} - l_fS_{23}) + (l_b - l_d)C_1 \\ p_z &= -l_cS_2 - l_eS_{23} - l_fC_{23} \end{aligned}$$

ここで $S_i = \sin \theta_i$, $C_i = \cos \theta_i$, $S_{i+j} = \sin(\theta_i + \theta_j)$, $C_{i+j} = \cos(\theta_i + \theta_j)$

4.3.2 PUMA ロボットにおけるヤコビ行列

式 (4.1) で定義した PUMA ロボットのベース座標系に関するヤコビ行列を式 (4.2) に示す。図 4.2 に示す制御系を構成するためには逆ヤコビ行列を求めなけ



$${}^R T_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & l_a \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad {}^0 T_1 = \begin{bmatrix} C_1 & -S_1 & 0 & 0 \\ S_1 & C_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$${}^1 T_2 = \begin{bmatrix} C_2 & -S_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & l_b - l_a \\ -S_2 & -C_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad {}^2 T_3 = \begin{bmatrix} C_3 & -S_3 & 0 & l_c \\ S_3 & C_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$${}^3 T_4 = \begin{bmatrix} C_4 & -S_4 & 0 & l_e \\ 0 & 0 & 1 & l_f \\ -S_4 & -C_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad {}^4 T_5 = \begin{bmatrix} C_5 & -S_5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ S_5 & C_5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$${}^5 T_6 = \begin{bmatrix} C_6 & -S_6 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ -S_6 & -C_6 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad {}^6 T_E = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & l_g \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Fig.4.3 Coordinate system attached to 6-links

$$\dot{r} = J_v \cdot \dot{q} \quad (4.2)$$

$$J_v = [J_{v1} \quad J_{v2} \quad J_{v3} \quad J_{v4} \quad J_{v5} \quad J_{v6}]$$

$$J_{v1} = \begin{bmatrix} -p_y - R_{23}l_g \\ p_x + R_{13}l_g \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$J_{v2} = \begin{bmatrix} C_1 p_z + C_1 R_{33}l_g \\ S_1 p_z + S_1 R_{33}l_g \\ -l_e C_2 - l_e C_{23} + l_f S_{23} + (C_{23} C_4 S_5 + S_{23} C_5)l_g \\ -S_1 \\ C_1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$J_{v3} = \begin{bmatrix} -C_1(l_e S_{23} + l_f C_{23}) + C_1 R_{33}l_g \\ -S_1(l_e S_{23} + l_f C_{23}) + S_1 R_{33}l_g \\ -l_e C_{23} + l_f S_{23} + (C_{23} C_4 S_5 + S_{23} C_5)l_g \\ -S_1 \\ C_1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$J_{v4} = \begin{bmatrix} [C_1 C_{23} S_4 S_5 - S_1 C_4 S_5]l_g \\ [S_1 C_{23} S_4 S_5 + C_1 C_4 S_5]l_g \\ -S_{23} S_4 S_5 l_g \\ -C_1 S_{23} \\ -S_1 S_{23} \\ -C_{23} \end{bmatrix}$$

$$J_{v5} = \begin{bmatrix} -[C_1(C_{23} C_4 C_5 - S_{23} S_5) + S_1 S_4 C_5]l_g \\ -[S_1(C_{23} C_4 C_5 - S_{23} S_5) - C_1 S_4 C_5]l_g \\ (S_{23} C_4 C_5 + C_{23} S_5)l_g \\ C_1 C_{23} S_4 - S_1 C_4 \\ S_1 C_{23} S_4 + C_1 C_4 \\ -S_{23} S_4 \end{bmatrix}$$

$$J_{v6} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ R_{13} \\ R_{23} \\ R_{33} \end{bmatrix}$$

ればならない。本研究ではアーム系の特異姿勢により逆行列が求まらない場合が存在するため特異値分解を用いた擬似逆行列を用いることとした。

4.3.3 ロボットハンドの位置と姿勢に関する目標値との誤差

目標値であるロボットハンドの位置・姿勢と順運動学モデルにより得られるロボットハンドの位置・姿勢には誤差が生じる。この誤差から PUMA ロボットの各関節の曲げ角を修正することが必要になる。ヤコビ行列はロボットのベース座標系に関して定義されているため、この誤差をロボットベース座標系に対する微小移動量とベース座標系の各軸まわりの微小回転量に変換することが必要になってくる。

目標値であるロボットハンドの位置と順運動学モデルより得られるロボットハンドとの位置誤差 (dx, dy, dz) はともにそれらの位置座標値をロボットベース座標系で表わすこととしているため、単純に目標値と順運動学モデルより得られる位置座標値との相対的差として求められる。

これに対してハンドの姿勢誤差をベース座標系の各軸まわりの微小回転量に変換するためには多少の工夫を必要とする。目標値であるロボットハンドの姿勢をベース座標系に対して表わす行列を $R1$ とし、順運動学モデルより得られるロボットハンドの姿勢を同じくベース座標系に対して表わす行列 $R2$ とする。

$$R2 + dR2 = \begin{bmatrix} 1 & -\delta_z & \delta_y \\ \delta_z & 1 & -\delta_x \\ \delta_y & \delta_x & 1 \end{bmatrix} R2 \quad (4.3)$$

または

$$dR2 = \begin{bmatrix} 1 & -\delta_z & \delta_y \\ \delta_z & 1 & -\delta_x \\ \delta_y & \delta_x & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} R2 = \Delta \cdot R2 \quad (4.4)$$

ここで $\Delta = \begin{bmatrix} 1 & -\delta_z & \delta_y \\ \delta_z & 1 & -\delta_x \\ \delta_y & \delta_x & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$

$\delta = (\delta_x, \delta_y, \delta_z)^T$ はベース座標系の主軸に対する微小回転を表している。 $R1$ と $R2$ の行列の各要素の差 ($R1-R2$) と Δ との関係は近似的に式 (4.5) を満足する。

$$R1 - R2 \doteq \Delta \cdot R1 \quad (4.5)$$

式 (4.5) を変形することにより、求める Δ が

$$\Delta = \begin{bmatrix} 0 & -\delta_z & \delta_y \\ \delta_z & 0 & -\delta_x \\ -\delta_y & \delta_x & 0 \end{bmatrix} \doteq R1 \cdot R2^{-1} - E \quad (4.6)$$

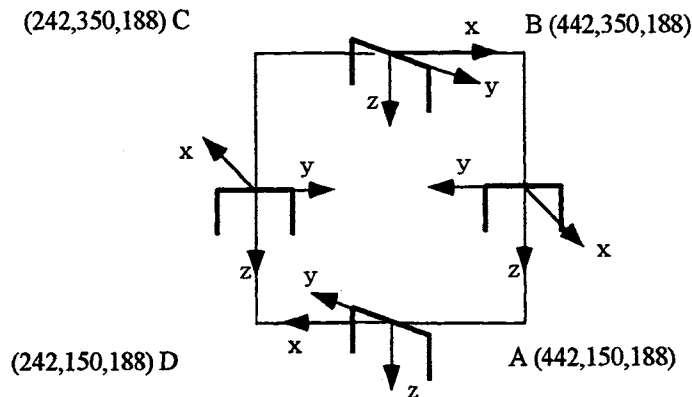
ように与えられるため、この行列中の3要素よりベース座標系に対する各軸まわりの微小回転量 ($\delta_x, \delta_y, \delta_z$) を求めることができる。

4.3.4 V-F 変換

V-F 変換とはアナログデータをオンラインでパルス列に変換するものであり、V-F 変換によって生成されたパルス列をモータ駆動系へ入力することによりロボットを動作させることになる。正確なロボット動作を得るためには1パルスの累積誤差も許されない。V-F 変換は具体的にはある設定された周波数でサンプリングしたアナログデータを累積し、その値があるしきい値を越えたら ($\sum(\text{サンプリングデータ})_i \geq \text{しきい値}$) 1パルスを出力するという動作を繰り返すことにより機能させている。

4.3.5 ロボットハンドの位置・姿勢の目標値の設定

本論文ではロボットに実行させる作業の一例として、ベース座標系と平行な X-Y 平面上に矩形を描かせるといった図 4.4 に示すような軌道を描かせることを試みた。ロボットにおける初期姿勢である A 点からスタートし、ハンド姿勢をそのままに保持して B 点に到達させる (接線速度 $\dot{y}_0 = 100\text{mm/s}$)。B 点でハンドをその Z 軸まわりに 90° 回転させ、その姿勢を保持したまま C 点に到達させる (接線速度 $\dot{x}_0 = -100\text{mm/s}$)。C 点でさらにハンドを Z 軸まわりに 90° 回転させ、再びその姿勢を保持したまま D 点に到達させる (接線速度 $\dot{y}_0 = -100\text{mm/s}$)。D 点でさらにハンドを Z 軸まわりに 90° 回転させ、その姿勢で A 点であるスタート地点



Posture between A and B :

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

Posture between B and C :

$$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

Posture between C and B :

$$\begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

Posture between D and A :

$$\begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

Fig.4.4 Desired positions and postures of robot hand

にハンドを戻す(接線速度 $\dot{x}_0 = 100\text{mm/s}$)。最後に A 点でハンドを Z 軸まわりに 90° 回転させることによりロボットの元の位置・姿勢に戻すという作業例である。

こうした作業をロボットに実行させるための作業目標値としてはロボットハンドのそれぞれの位置だけでなくその姿勢の目標値も与えることが必要である。従って、本研究ではロボットのベース座標系に対するハンドの目標値をその姿勢を含めた 4×4 の行列で準備することとする。また、本論文ではロボットハンドの接線速度を 100mm/s とした事例をシミュレーションするため目標値として 100 個/s 準備することとした。

4.4 計算機シミュレーションによる制御性能の評価

計算機シミュレーションを行うに当たり、アーム駆動系の減速比等を設定しておくことが必要である。本シミュレーションでは一例として $\theta_1 \sim \theta_3$ 軸の減速比を0.01、 $\theta_4 \sim \theta_6$ 軸の減速比を0.05とし、1パルス入力によるモータ軸の微小回転量として0.314radだけ回転するものとした。V-F変換のためのサンプリング周波数として500Hzを与え、また各アームが6秒間で1回転する回転角速度を各アームの最高回転角速度として与えることにすれば、それに伴って $\theta_1 \sim \theta_3$ 軸を駆動するV-F変換器のしきい値を1.5、また $\theta_4 \sim \theta_6$ 軸を駆動するV-F変換器のしきい値を7.5に設定することになる。またアーム駆動用モータへ1パルス入力したときにハンド先端の移動量が0.1~1mm程度となるため $K_{vi}=20$ 1/s ($i=1 \sim 6$)として与えることにより、1パルス入力までの誤差修正を可能とし、ハンド先端の位置決め精度として約1mm程度まで補償することになる。また、ハンドに接線速度として100mm/sを与えることを考えているため、この時の各アームの回転角速度はほぼ0.2~0.5rad/s程度が予想されることになる。

以上の準備をもとに、図4.4に示される作業例を実施させた時に得られる各アーム駆動用のパルス列を図4.5に示す。+1が正方向の回転、-1が負方向の回転を示している。図4.6はこの作業例における各関節の曲げ角の時間的推移である。図4.4に示す作業例はロボットベース座標系の $X_R \cdot Y_R$ 平面に平行な平面での作業であるためロボットのもつ5つの自由度だけで可能な作業例であった。このため θ_4 軸はほとんど動いていない。作業軌道のA点に戻ってきた時にZ軸まわりに 90° 回転させてロボットを元の姿勢に戻しているが、このときにはアーム系が特異姿勢であるため θ_4 軸と θ_6 軸とが適当に回転していることがわかる。しかしハンドの θ_6 軸と θ_4 軸の回転量を足し合わせればハンドは 360° 回転していることになる。その他の軸は軌道のスタート時(A点)と同じ値に戻ってきている。なお参考としてこの作業実行中における各アーム軸の角速度(擬似逆行列を用いた計算結果)の変化の様子を図4.7に示す。

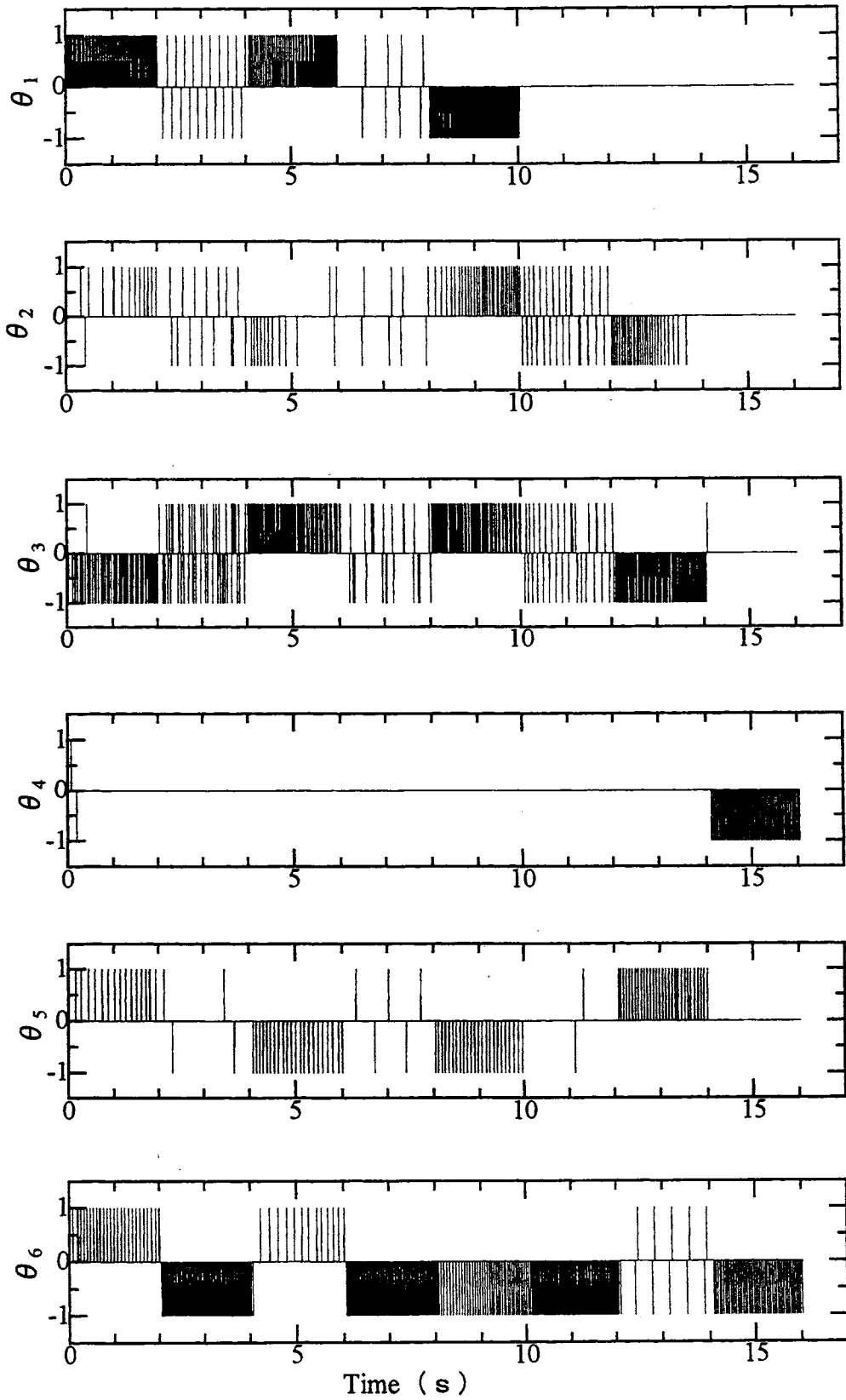


Fig.4.5 Pulse series for each articulation to attain desired trajectory of robot hand

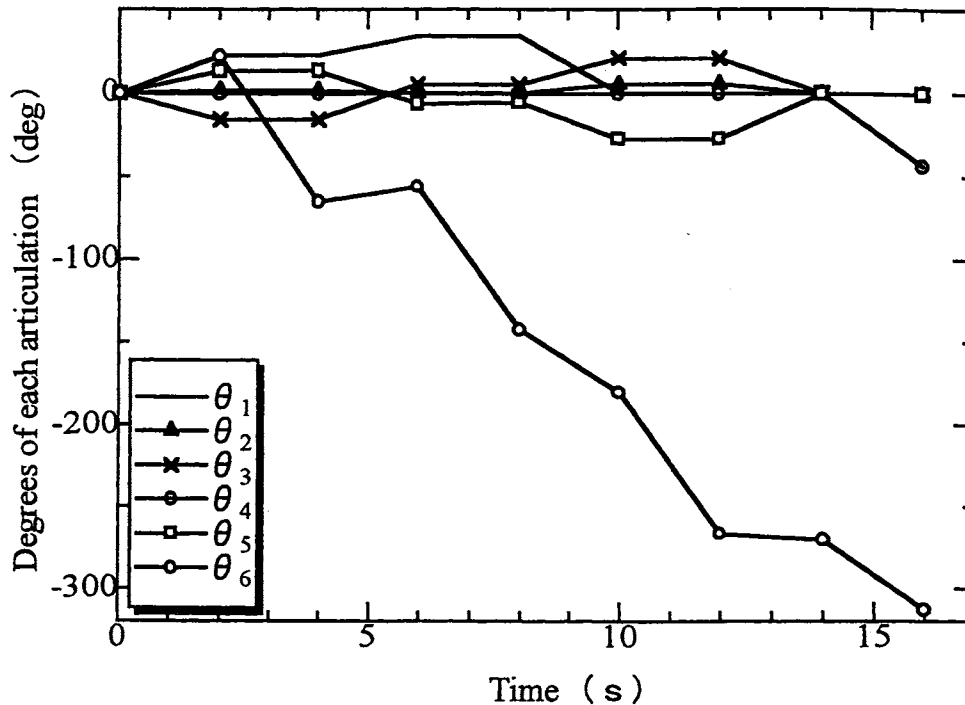
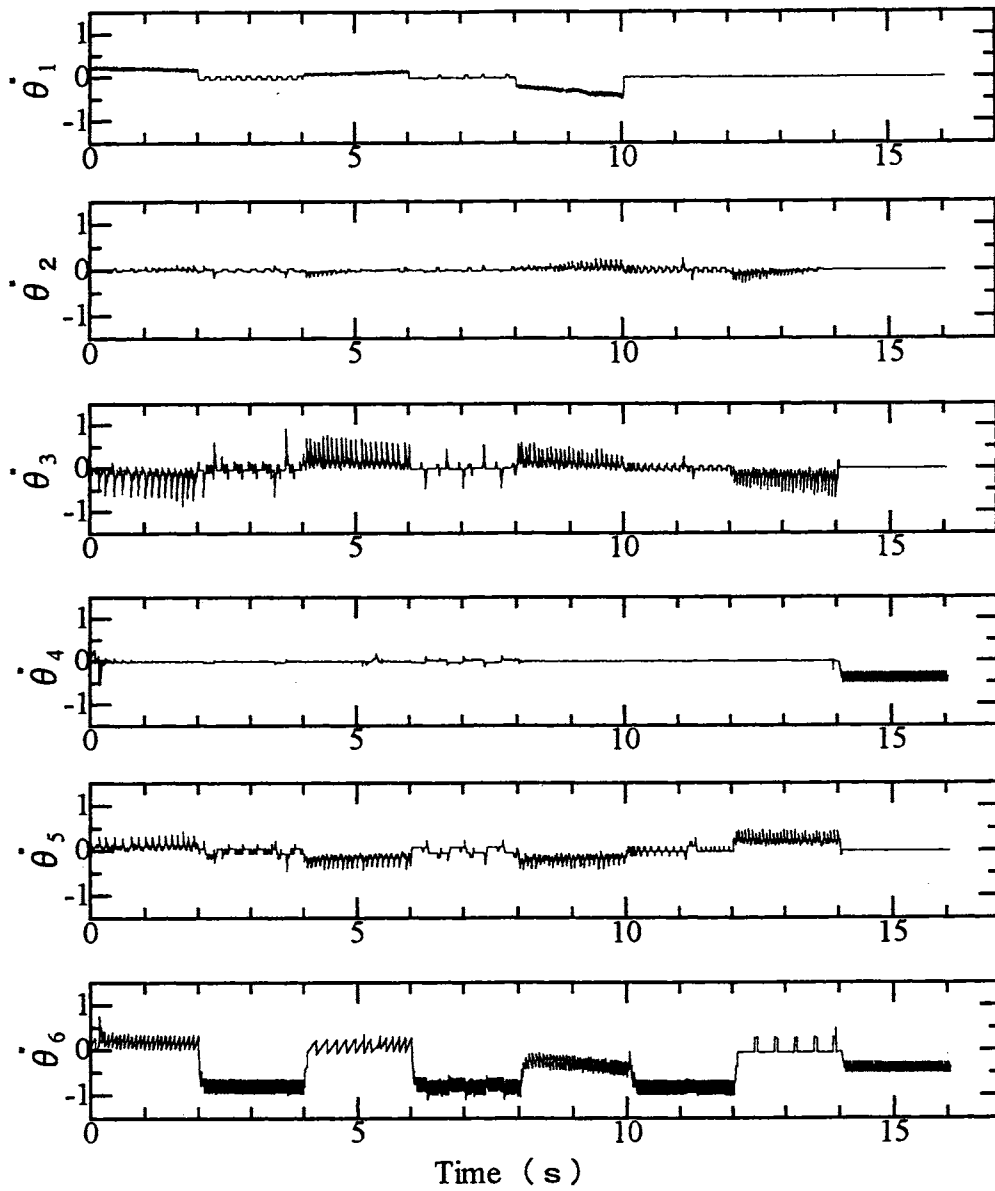


Fig.4.6 Transitions of each articulation's displacement in attaining desired trajectory of robot hand

4.5 考 察

図 4.4 に示した作業例を本研究で提案する新しい NC コントローラを用いて実行させた結果の性能を評価する。A 点からスタートし B 点で Z 軸まわりに 90° 回転させたところまでのハンドの目標値とその時のハンドの位置を拡大して図 4.8 に示す。手先 X 方向には約 2~3 mm の誤差が、また手先 Y 方向には運動の遅れはないものの B 点で Z 軸まわりに 90° ハンド姿勢を変化させている間においては X 方向と同程度の誤差が生じている。図示はしないが他の方向の誤差もほぼ同じ傾向である。これらの誤差の大きさは 1 パルスを入力したときにモータ軸が 0.314rad だけ回転するとしたためであり、予想される当然の結果である。この誤差をより小さくするためには 1 パルス入力時のモータ軸の微小回転量をより小さく設定すると同時に K_{vi} の値をより大きく与えることで達成可能である。図 4.8 が示すように手先 Y 方向には目標値とハンドとの運動の遅れはほとんどない



1pulse=0.314rad,

Reduction ratio $\theta_1 \sim \theta_3$ axis:0.01, $\theta_4 \sim \theta_6$ axis:0.05

Threshold level of V-F transformer

$\theta_1 \sim \theta_3$ axis:1.5, $\theta_4 \sim \theta_6$ axis:7.5

Fig.4.7 Rotating velocities of 6-articulations in attaining desired trajectory of robot hand

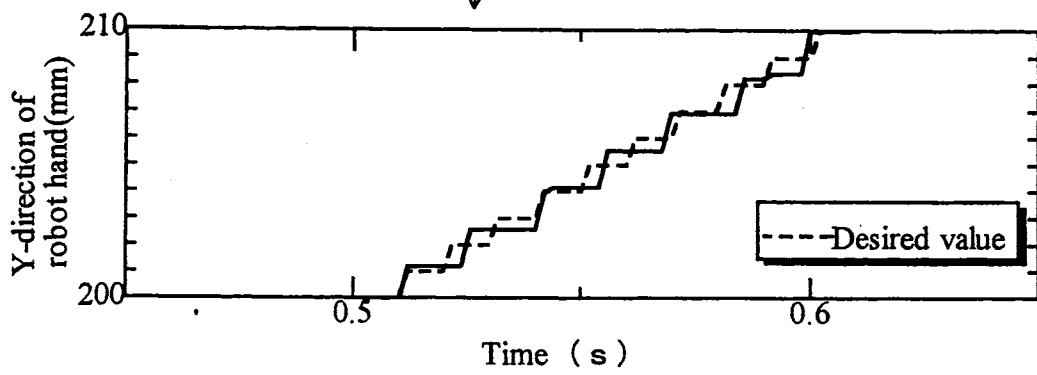
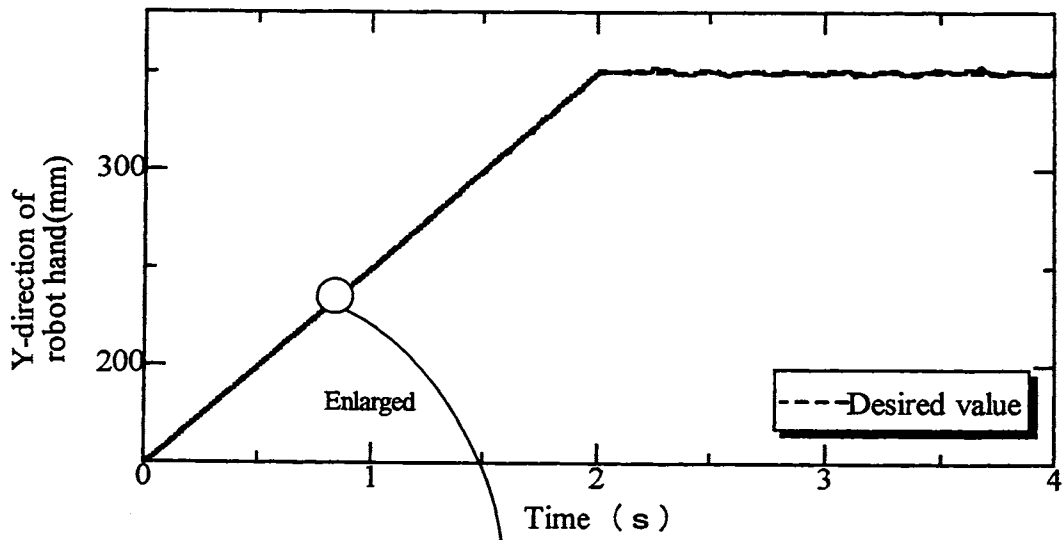
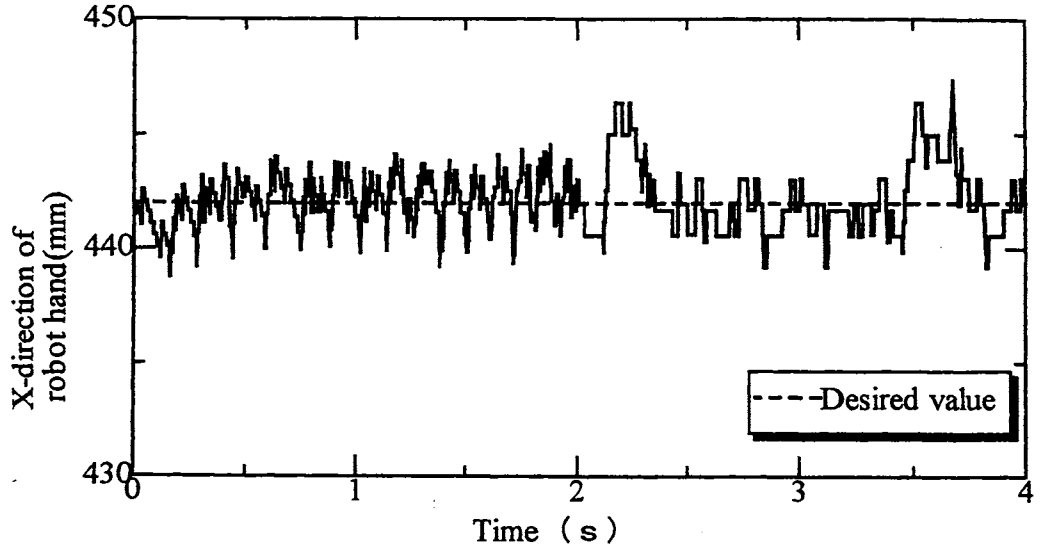


Fig.4.8 Evaluation of tracking performance

が、これはハンドの Y 軸方向に目標速度 ($\dot{y}_0 = 100\text{mm/s}$) をフィードフォワードで与えているためである。フィードフォワードを用いて目標速度を与えられない場合には K_{vi} 中に積分特性を含ませることにより遅れのない運動を実現することができる。

4.6 提案する制御手法の適用例とシミュレーション結果

近年、ロボットの応用として溶接やワークのハンドリングといったより複雑な作業への利用が広がってきている。その中にはロボットがある工具を持って作業をするケースが多い。例えば、溶接時に溶接棒の長さがだんだん短くなっていくように作業内容に応じて、工具のサイズが変化してくる場合もよく見られる。工具先について、厳密に各時刻におけるヤコビ行列を求めることは計算量が非常に大きくなる。そのため、工具先に関するヤコビ行列の変化を無視し、順運動学だけを変化させ、4.4 節で提案する制御手法をそのまま用いて、ロボットが工具を持っていても精度良く目標軌跡を描けるかどうかを検討する。この場合式(4.7)

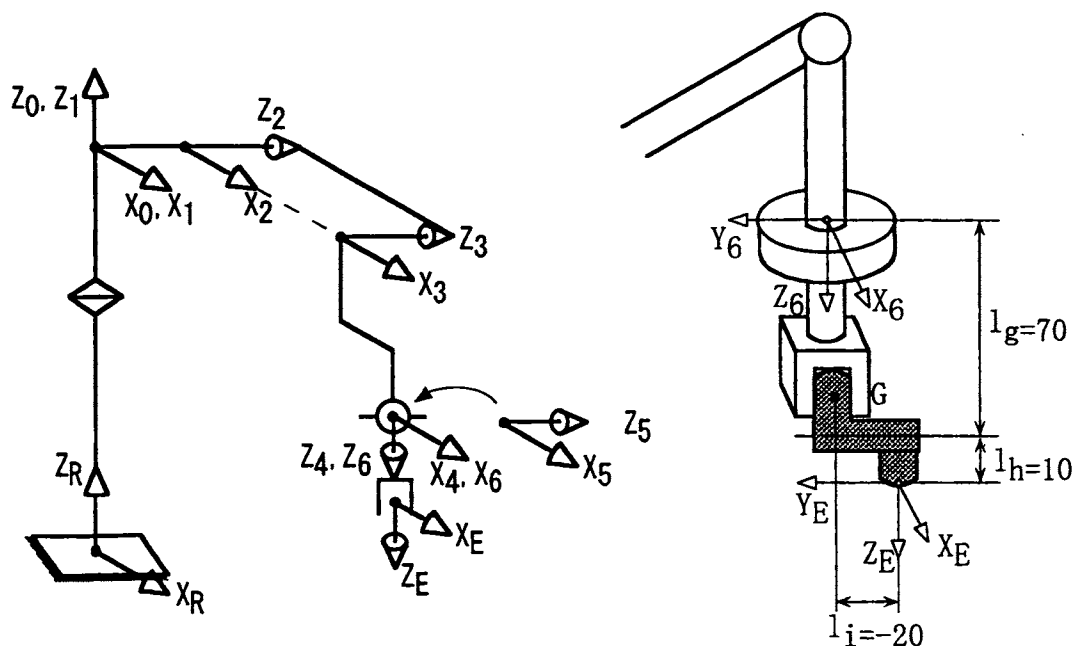


Fig.4.9 The tool is used by robotic hand

のような条件を満たす必要がある。

$$\|I - J^{-T} \cdot \hat{J}^T\| < 1 \quad (4.7)$$

この中で、 J はロボット手先に関するヤコビ行列であり、また \hat{J} は推定した工具のサイズに対応する工具先のヤコビ行列である。一例として、ロボットのハンドが工具を持たない場合のヤコビ行列を用いて、工具を持った場合と持たない場合のそれぞれについて計算機によるシミュレーションを行った。

PUMA 形アームに対して基準座標系 Σ_R と工具先端の座標系 Σ_E を図 4.9 に示すように決めるとすれば、このときの順運動学は ${}^R T_E$ だけを変えることに相当する。

$${}^6 T_E = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -l_i \\ 0 & 0 & 1 & l_g + l_h \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

式 (4.8) より

$${}^R T_E = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} & R_{13} & -R_{12}l_i + R_{13}(l_g + l_h) + P_x \\ R_{21} & R_{22} & R_{23} & -R_{22}l_i + R_{23}(l_g + l_h) + P_y \\ R_{31} & R_{32} & R_{33} & -R_{32}l_i + R_{33}(l_g + l_h) + l_a + P_z \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

となるハンドの中心 G に関するヤコビ行列を用いて、シミュレーションより行った工具先の軌跡を図 4.10 に示す。図 4.11 はロボット手先 (G 点) が描いた軌跡であり、いわゆる、正確なヤコビ行列を用いて求めた軌跡である。シミュレーション結果より、近似的なヤコビ行列を使っても、描いた軌跡の精度は十分高いこ

とがわかった。他方、工具のサイズが変化しすぎて、 $\|I - J^{-T} \cdot \hat{J}^T\| > 1$ の場合には、

大きい誤差が生じてしまい、目標とする軌跡を描くことができなくなる。

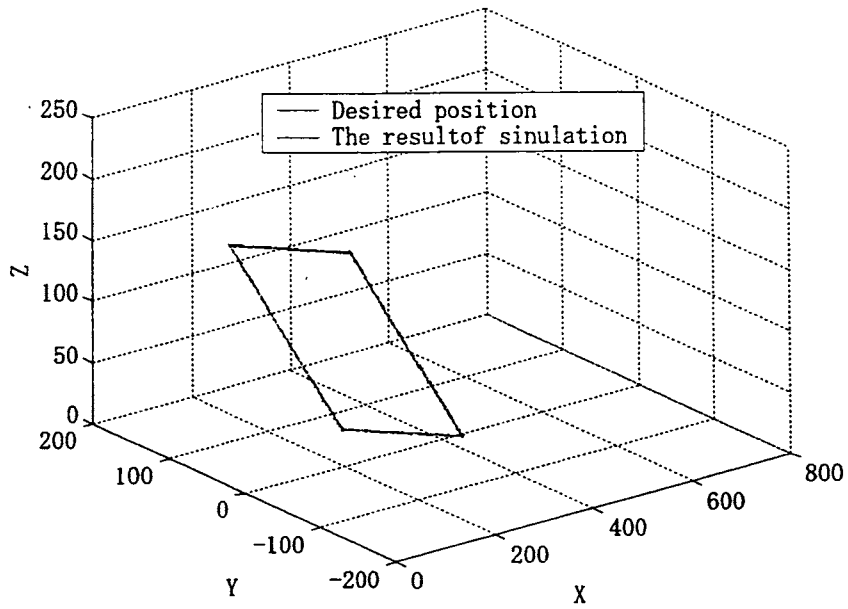


Fig.4.10 Position errors with approximate Jacobian

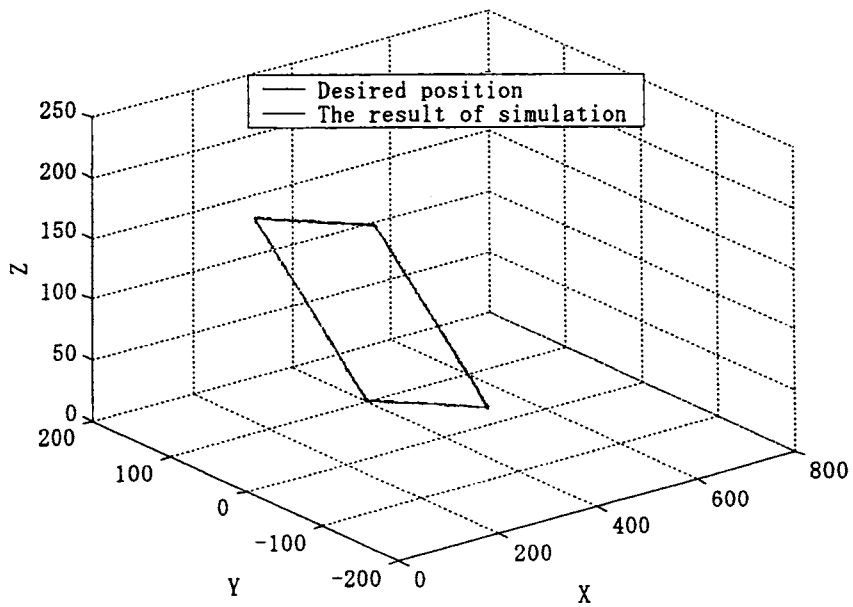


Fig.4.11 Position errors with proper Jacobian

4.7 結 言

オンラインでモータ駆動用のパルス列の生成が可能である新しいNCコントローラを提案した。得られた結果は次の通りである。

- (1) 計算機中に構成する新しいNCコントローラは制御対象であるロボットの順運動学モデルだけでなくヤコビ行列やV-F変換器を含んだ閉ループ系で構成されるものである。従ってオフラインでパルス列を生成するこれまでのNCコントローラと異なりオンラインでパルス列の生成が可能となる。
- (2) 順運動学とヤコビ行列の具体的内容は制御対象に依存するものであり、制御対象が代わればそれに対応する順運動学モデルとヤコビ行列を与えることが必要であるが、本研究で提案する新しいNCコントローラの構成方法は共通である。
- (3) 本研究で提案するNCコントローラではロボットハンドの位置と姿勢を含めた 4×4 行列で目標値を与えることが望ましい。
- (4) 作業精度は1パルスを入力したときのモータ軸の微小回転量の与え方に依存するものであり、その精度はどのようにでも設定できる。
- (5) ハンドが工具を持ち、かつその長さが変化する場合においても本手法はその適用可能である。

第5章 ステップモータを用いたロボットフィンガ系の開発と応用

5.1 はじめに

ステップモータはモータ軸の回転角度等を検出する必要のないアクチュエータであり、また負荷を駆動するのに必ずしも減速器を必要としないほどの駆動トルクと同時に保持トルクも有している。このため軽量かつコンパクト化が要求されるロボットフィンガ用アクチュエータとして非常に適しているように思われる。これに対してセンサフィードバックのような制御をステップモータにおいても可能にしてくれる手法はこれまであまり広く利用されてきていなく、ステップモータの利用は位置決め用に限られていた。これより本研究では通常のサーボモータのように、ステップモータにも力制御のようなセンサフィードバックを可能にする制御手法を提案するとともに、その応用例として2本の指を持つロボットフィンガによる把持物体のハンドリング事例に基づきステップモータを用いたセンサフィードバック系の制御性能を評価する。

5.2 ロボットフィンガのシステム構成

実験に使用した2本指を持つロボットフィンガを図5.1に示す。両フィンガはそれぞれ独立した2つのステップモータにより駆動される。ステップモータにより駆動されるロボットフィンガは位置、速度あるいは力制御といった各制御モードを作業に応じて切り替えてその目的を達することになる。本システムは両フィンガ部に貼り付けられた歪みゲージによりフィンガへの作用力や押し付け力を検出してフィードバックする、いわゆるセンサフィードバック系を構成している。本システムではステップモータ自身のコンプライアンスに比べフィンガ部に十分大きなコンプライアンスを持たせ、ステップモータの位置制御による押し付け量の大きさにより力制御を実現させる。またステップモータは脱調しない自起動周波数内の運動を与えることを条件とする。

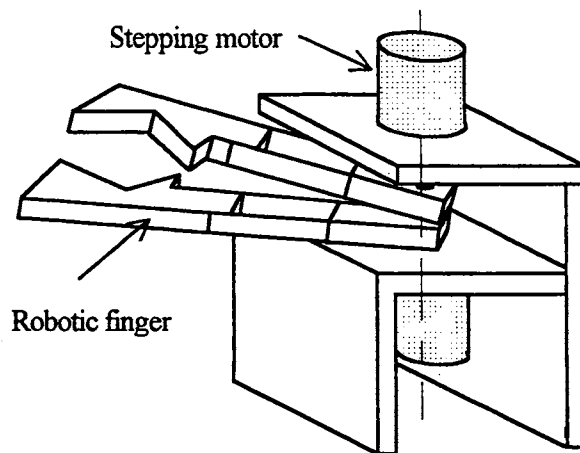


Fig.5.1 Robotic fingers driven by stepping motors

5.2.1 ロボットフィンガの位置制御系

ステップモータにより駆動されるロボットフィンガの位置制御系を図 5.2 に示す。ステップモータを用いた通常の制御では、モータ軸の所望の回転量を得るために、パルス列をオフラインで準備しておき、そうしたパルス列をモータドライバへ与えることによりモータを駆動している。このためモータ軸の回転状況に応じたオンライン制御は困難である。これに対して本研究では図 5.2 (a)に示すようにモータ駆動のためのパルス列発生用のV-F変換器を制御ループ中に含めているため、フィンガの目標位置の変更に対してもオンラインでそれに応じたパルス列の生成が可能になる。またロボットフィンガに貼り付けられた歪みゲージの電圧値をオンラインでフィードバックできるためセンサフィードバック系を構成することが可能になってくる。なお、制御系内には電圧値のようなアナログ信号をパル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在していることになる。またV-F変換器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することにより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_v と置くことによりフィンガ (J :フィンガ部の慣性モーメント, k :フィンガ部のばね定数) に貼り付けられた歪みゲージ電圧値をフィー

ドバック (K_θ :フィードバック係数)する図 5.2 (a) に示す位置制御系のブロック線図は同図 (b) のように表される. これより K_v 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 (5.1) のように表すことができる.

$$\theta_L = \frac{kK_G K_v K_R}{Js^3 + JK_v K_R (K_G + K_\theta)s^2 + ks + kK_G K_v K_R} \theta_0 + \frac{s + (K_G + K_\theta)K_v K_R}{Js^3 + JK_v K_R (K_G + K_\theta)s^2 + ks + kK_G K_v K_R} F \quad (5.1)$$

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.

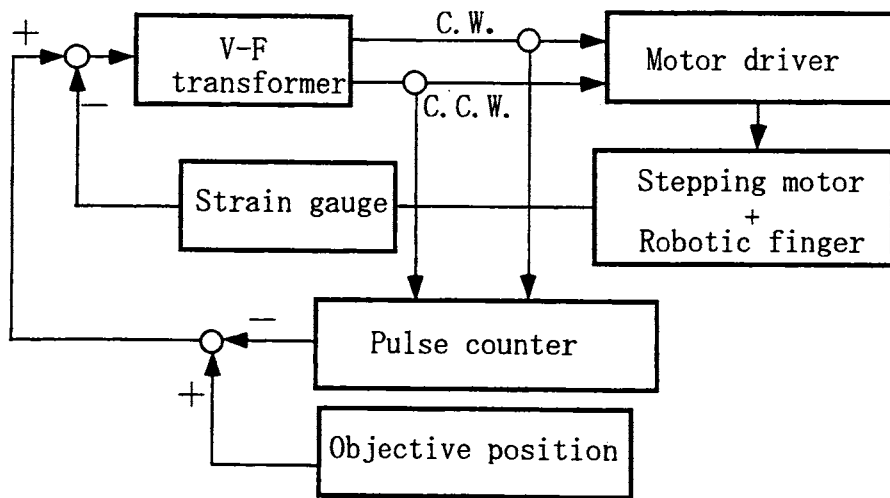
$$D_2 = K_\theta K_v K_R \frac{k}{J} > 0 \quad (5.2)$$

式 (5.1) よりフィンガの目標位置 (θ_0) とフィンガに加えられる力 (F) とがフィンガの位置 (θ_L) に与える影響を定量的に評価できることがわかる. また式 (5.2) より図 5.2 に示すフィンガの位置制御系においてはロボットフィンガに貼り付けられた歪みゲージの電圧値をフィードバック (K_θ) することがフィンガ部に振動抑制効果を持たせていることもわかる.

5.2.2 ロボットフィンガの速度 (力) 制御系

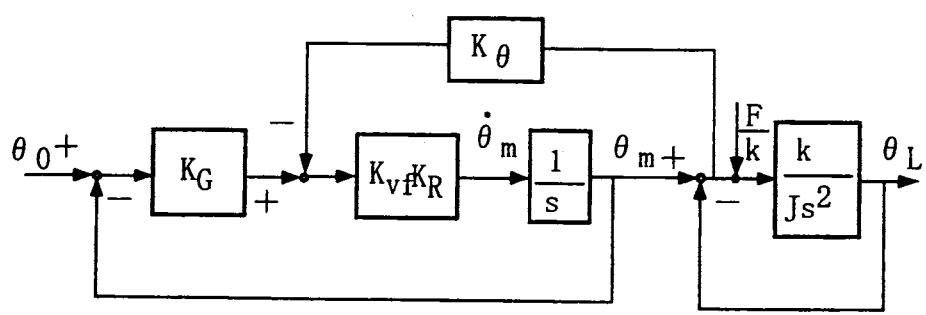
本研究で用いるロボットフィンガの速度 (力) 制御系の構成を図 5.3 (a) に示す. V-F 変換器より出力されたパルス列をパルスカウンタにより計数してフィードバックするループを除けばその基本的な制御系の構成はフィンガの位置制御系と同じである. 本速度制御系においてもモータ駆動のためのパルス列発生用の V-F 変換器を制御ループ中に含み, またフィンガに貼り付けられた歪みゲージの電圧値をフィードバックしている. 速度制御系と力制御系とはほとんど同じ制御系であり, 力制御系の方は速度制御系に比べ歪みゲージ電圧値のフィードバックゲインを等価的に大きくしただけのものである. このため位置, 速度あるいは力制御といった各制御モードの切り替えは非常に簡便に行うことができる.

図 5.3 (a) に示す速度 (力) 制御系のブロック線図を同図 (b) に示す. またこの速度 (力) 制御系の伝達関数は式 (5.3) のように表すことができる.



C.W. : Clock-wise
 C.C.W. : Counter clock-wise

(a) Position control system



K_{vf} : V-F transformer
 K_R : $\pi/5000$ rad/pulse
 θ_L : Motion of robotic finger (rad)
 θ_m : Motion of stepping motor (rad)

(b) Block diagram of position control system

Fig.5.2 Position control system of robotic finger

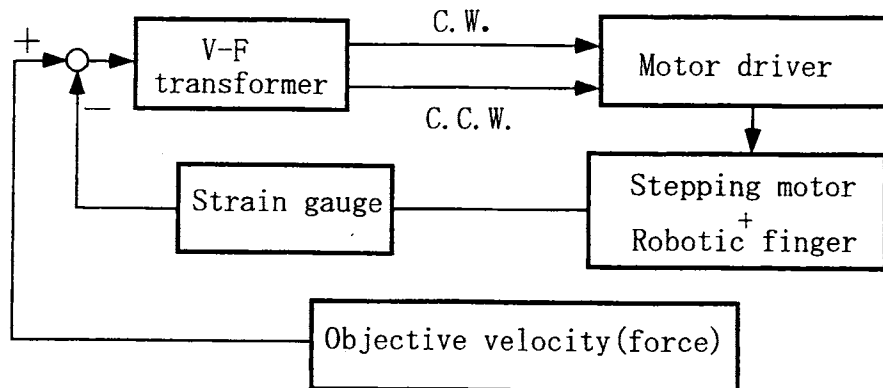
$$s\theta_L = \frac{kK_GK_vK_R}{Js^2 + JK_\theta K_vK_Rs + k}\theta_0 + \frac{s + K_\theta K_vK_R}{Js^2 + JK_\theta K_vK_Rs + k}F \quad (5.3)$$

本研究で構成する速度（力）制御系は安定であり，フィンガに加えられる力（F）とフィンガの位置（ θ_L ）との関係を定量的に評価できると同時に，フィンガに貼り付けられた歪みゲージ電圧値のフィードバックがフィンガ部の振動抑制効果を示すこともわかる。

5.2.3 ロボットフィンガの制御システム

ロボットフィンガに要求する機能としてはまずワークを把持することであるが，ワークの把持において把持したいワークが両フィンガ間の中心に存在していない場合も考えられる．このためロボットフィンガとしては両フィンガ間の任意の位置に存在するワークであっても把持できる機能が求められる．またロボットフィンガのインテリジェント化のためにワークへの把持力だけではなくワークに外力である外乱力が作用した場合にもワークを落とさないようなロボットフィンガの柔軟な対応も望まれる．これらの動作はロボットフィンガの位置と速度と力制御を適当に切り替えることにより可能にし得るものであり，本研究では両フィンガ間の中心にないワークの把持と把持したワークに外乱力が作用する場合のロボットフィンガの挙動を中心として，センサフィードバックを構成したステップモータにより駆動されるロボットフィンガの制御性能を示すこととする．

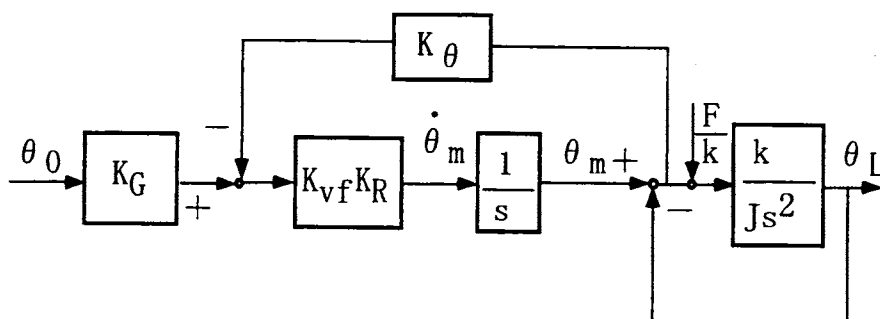
両フィンガ間の中心に置かれていないワークを把持するための両フィンガの制御フローを図 5.4 に示す．まずフィンガの速度制御により両フィンガを閉じる動作を開始する．次にどちらかのフィンガが把持したいワークに触れたかどうかを判断する．この判断はフィンガに貼り付けられた歪みゲージ電圧値があるレベルに達したかどうかで判断する．ワークに触れたフィンガはこれ以上の押し付け力をワークに与えないようにするために制御モードを速度から位置制御へ移す．いわゆるマスター・スレイブ系におけるマスター側を受け持たせることとする．その後ワークに触れたもう一方のフィンガにはスレイブ側を受け持たせる．スレイブ側のフィンガがワークに触れた後は制御モードを力制御へ移すことにする．ワークの目標とする位置への移動はマスター側にその目標とする移動量を与えるこ



C.W. : Clock-wise

C.C.W. : Counter clock-wise

(a) Velocity (Force) control system



K_{vf} : V-F transformer

K_R : $\pi/5000$ rad/pulse

θ_L : Motion of robotic finger (rad)

θ_m : Motion of stepping motor (rad)

(b) Block diagram of velocity (force) control system

Fig.5.3 Velocity (Force) control system of robotic finger

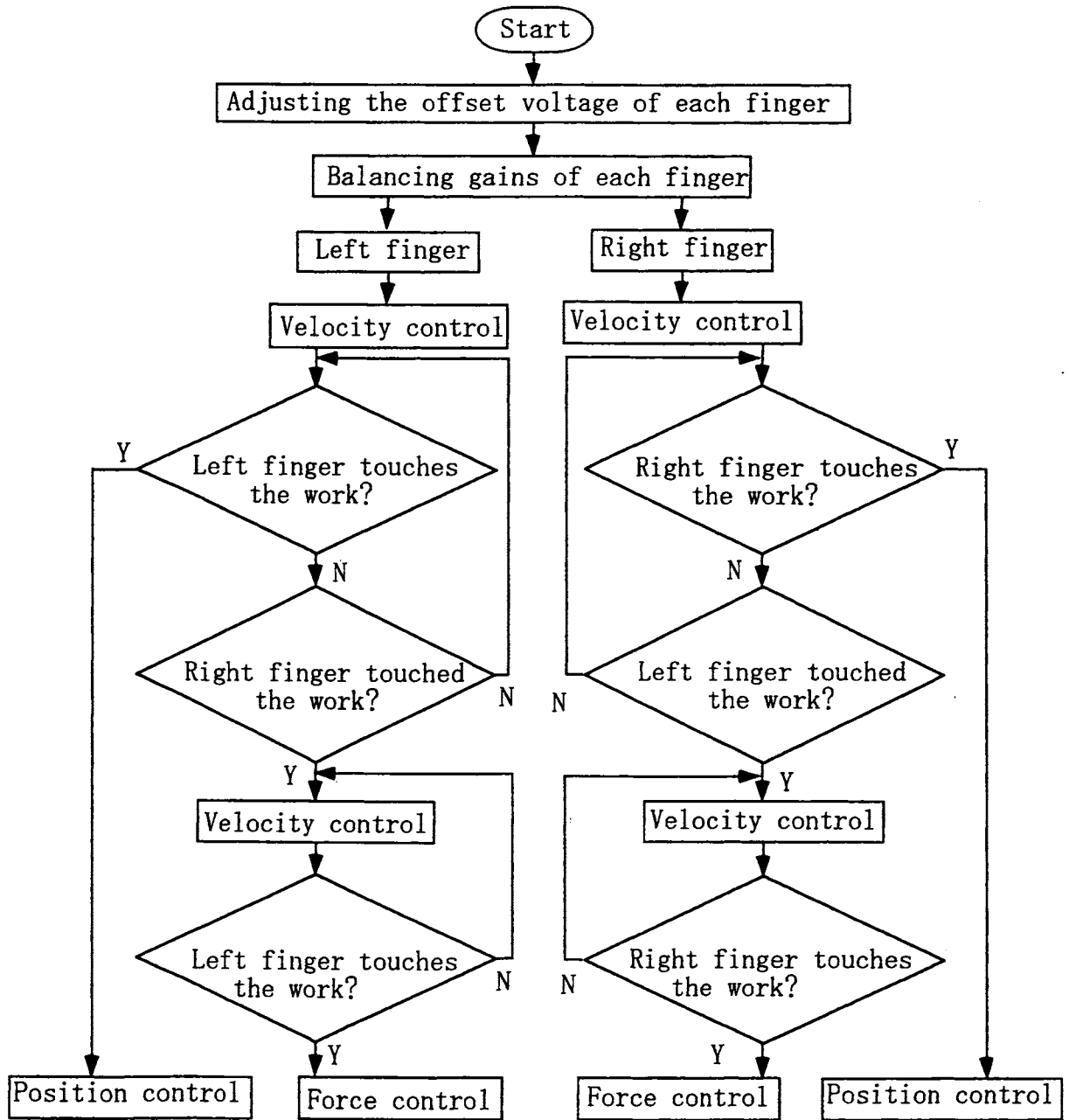


Fig.5.4 Control strategy for robotic fingers

とで可能になる。この時スレイブ側のフィンガはマスター側のフィンガの動きに追従して動いてくれることになるためワークには常に一定の把持力を与えた移動が可能となる。こうしたマスター・スレイブ系を構成することにより、両フィンガ間の中心にないワークの把持と目的とする任意の力でワークが把持できることになる。

5.2.4 ロボットフィンガの初期調整

他方、ロボットフィンガとしては2本のフィンガの持つ特性のバランスも重要である。本研究では2本のフィンガに貼り付けられた歪みゲージ電圧値の0レベルの設定と歪みゲージ電圧値のゲイン調整をロボットフィンガの初期調整としてオンラインで行っている。

その一例を図5.5に示す。図5.5中でA~B区間が両歪みゲージ電圧値のオフセットを示すものであり、B~C区間がオフセット除去後の各歪みゲージ電圧値である。C~D区間は両フィンガに力制御を機能させ対向させている区間であり、お互いのハンドには同じ作用力を発生させているにもかかわらずこの区間では異なる電圧値を示している。D~E区間は歪みゲージ電圧値のゲイン調整により2本のフィンガの持つ特性をバランスさせた状態である。実際にはこうした初期調整後にワークの把持及びハンドリングを行うことになる。

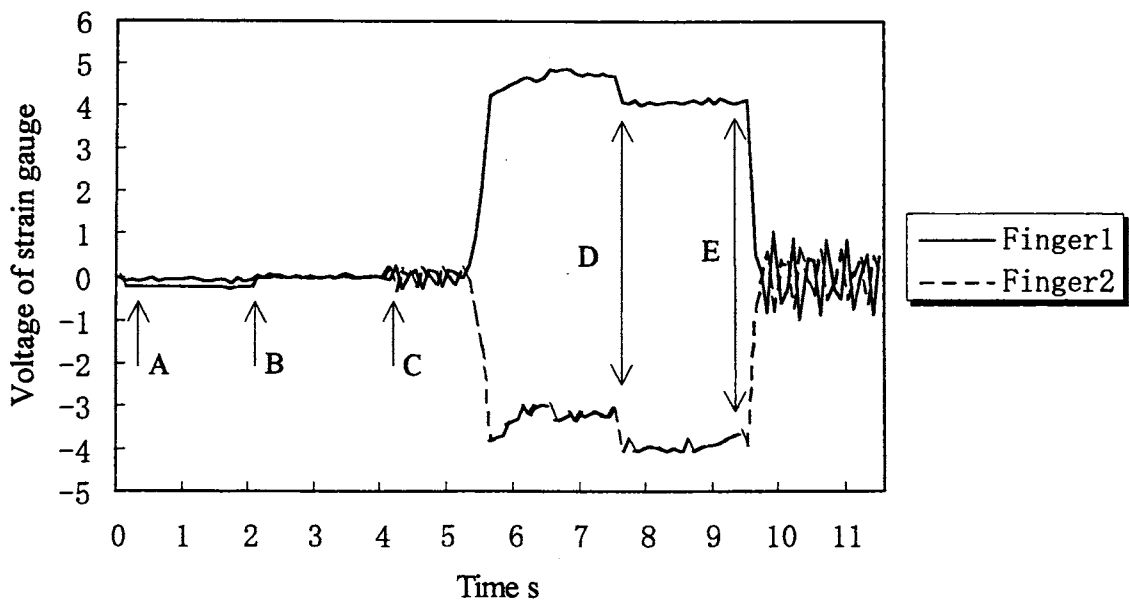


Fig.5.5 Adjusting initial conditions of robotic fingers

5.3 物体の把持とハンドリング事例

5.3.1 両フィンガ間の中心に置かれていないワークの把持

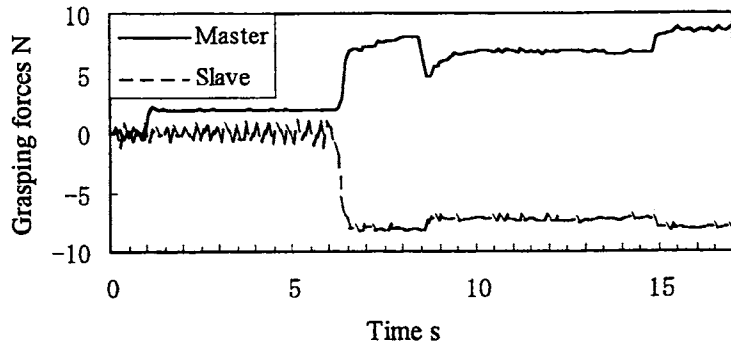
把持したいワークが両フィンガ間の中心にない場合のワーク把持を試みた。この時の両フィンガが発生した力の様子を図 5.6 (a) に、両フィンガの移動の様子を同図 (b) に示す。速度制御により両フィンガは互いに閉じる方向へ移動し始め、A 点において一方のフィンガがワークに触れたことを示している。ワークに触れたことはフィンガのワークへの押し付け力が 2N に達したことで判断するようにしている。ワークに触れた方のフィンガはその後制御モードを位置制御に移し、ワークに触れたまま停止し、マスター・スレイブ系におけるマスター側を受け持つ。速度制御を続けているもう一方のフィンガは B 点でワークに触れ、制御モードを力制御に移し、スレイブ側となる。B~C 区間では静止しているワークに目標とする把持力 (7N) を与えたつもりであるが、図 5.6 (a) に示すようにワークに与えている押し付け力はフィンガにより異なっている。この差は床上に置かれたワークに動くクーロン摩擦力によるものであるといえる。その後マスター側に目標とする移動量を与え (図 5.6 中 C~D)、その場で停止 (図 6 中 D 点) させている。

図 5.6 (a) より把持したワークを移動させている C~D 区間ではワークへの把持力が低下している様子が伺える。こうした現象はマスター・スレイブ系を構成したときに現れる現象であり、こうした現象の解析を式 (5.3) を用いて示す。

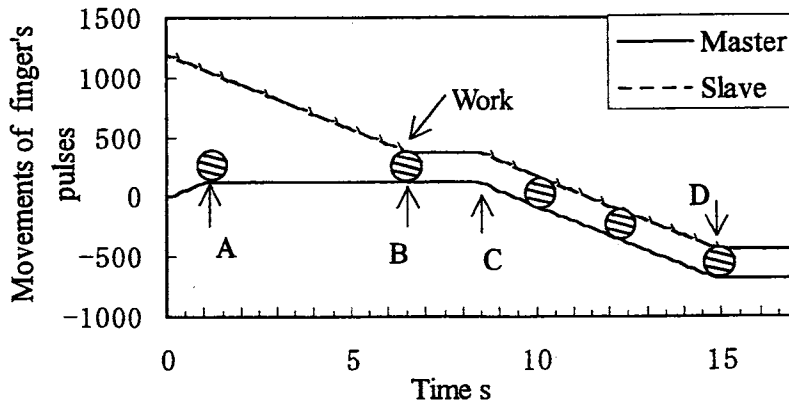
ロボットフィンガがワークを把持したままで停止している時、即ち $s \cdot \theta_L = 0$ の場合には、力制御しているロボットフィンガにおいて、その目標とするワーク把持力 ($k \theta_0$) とワークからフィンガが受ける力 (F_0) との関係は式 (5.3) より $s = 0$ とおくことにより

$$-F_0 = \frac{K_G}{K_\theta} k \theta_0 \quad (5.4)$$

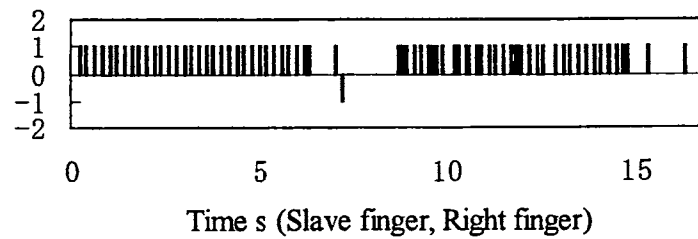
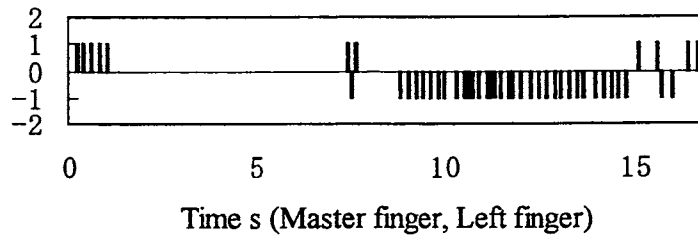
のように与えられる。他方、ワークを把持したままフィンガが移動する時 ($s \theta_L \neq 0$) には目標とするワーク把持力 ($k \theta_0$) とワークからフィンガが受ける力



(a) Grasping force generated by robotic finger



(b) Position of each finger



(c) Pulse series generated by V-F transformer

Fig.5.6 Example of the work handling

(F) との関係は同様に式(5.3)より

$$\begin{aligned} & -(s + K_\theta K_v K_R)F \\ & = K_G K_v K_R k \theta_0 - (Js^2 + JK_\theta K_v K_R s + k)s\theta_L \end{aligned} \quad (5.5)$$

のように与えられる。本実験のようにワークを比較的ゆっくり移動する場合には上式は

$$-F = \frac{K_G}{K_\theta} k \theta_0 - \frac{k}{K_\theta K_v K_R} s\theta_L = -F_0 - \frac{k}{K_\theta K_v K_R} s\theta_L \quad (5.6)$$

のように近似できる。これよりマスター側フィンガの正方向の回転運動，実験装置においてはスレイブ側フィンガを押し付ける方向の運動についてはワークへの把持力が増大し，逆にマスター側フィンガの反対方向の回転運動，即ちスレイブ側フィンガを引き離す方向の運動についてはワークへの把持力が減少することがわかる。本実験の場合にもスレイブ側フィンガを引き離す方向の運動であるためワーク把持力が減少している。また図 5.6 (c) には両フィンガ駆動のために V-F 変換器より出力されたパルス列の様子を示す。

5.3.2 ワークに外力が作用した時のフィンガの挙動

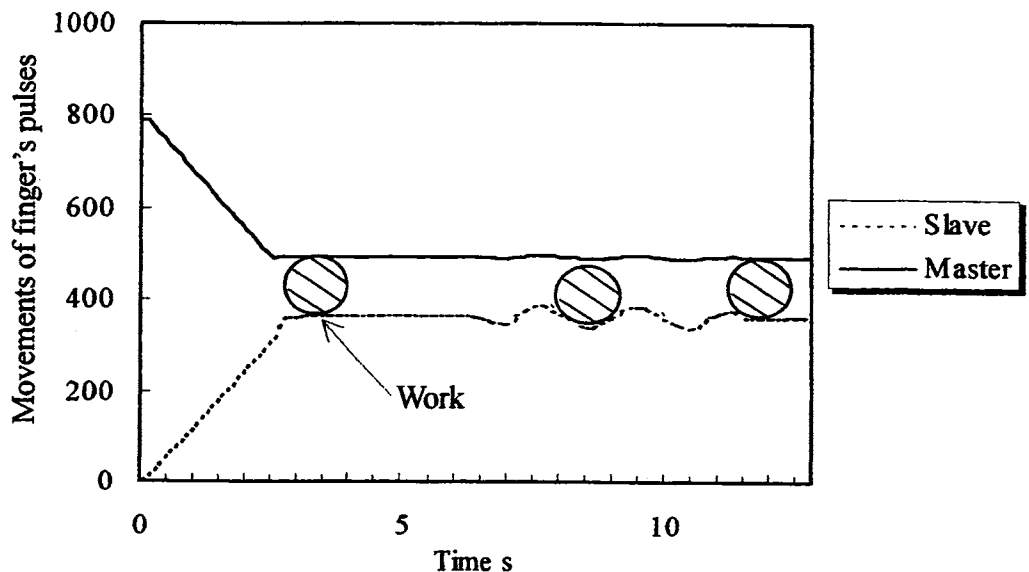
把持したワークへの把持力は力制御により任意に設定できる。また両フィンガにより与えられるワークへの押し付け力は方向が反対でその大きさが同じである。このため両フィンガを押し付けている力の和はゼロとなる。これよりワークに対して把持力以外の外力が作用する場合には両フィンガに発生する力の和よりその外力を推定することが可能となる。こうした外力を推定することはワークに作用した外力の大きさの判断から例えばワークを手放すといったロボットフィンガの次の作業工程を組むときに必要となる。本研究ではロボットフィンガがマスター・スレイブ系を構成してワークを把持している状態においてワークに外力を加えた時のロボットフィンガの挙動を実験した。その一例を図 7 に示す。ワークに外力を加えたとき力制御を機能させているスレイブ側フィンガはその外力の大きさにより移動するのに対して位置制御系を構成しているマスター側フィンガはほとんど動かないことが図 5.7 (a) よりわかる。図 5.7 (b) にはこの時の各フィン

が発生した力と、2本のフィンガがワークを押し付けている力の和よりワークに加えられた外力の推定値を示す。スレイブ側フィンガがワークを押し付けている力はほぼ一定であるにもかかわらず、マスター側フィンガには外力とほぼ同じ大きさの力が加わっている様子がわかる。こうした性質より、マスター・スレイブ系を構成したロボットフィンガにおいては把持力より大きな外力に対してワークとマスター側フィンガとが離れてしまうこともあり得ることになる。

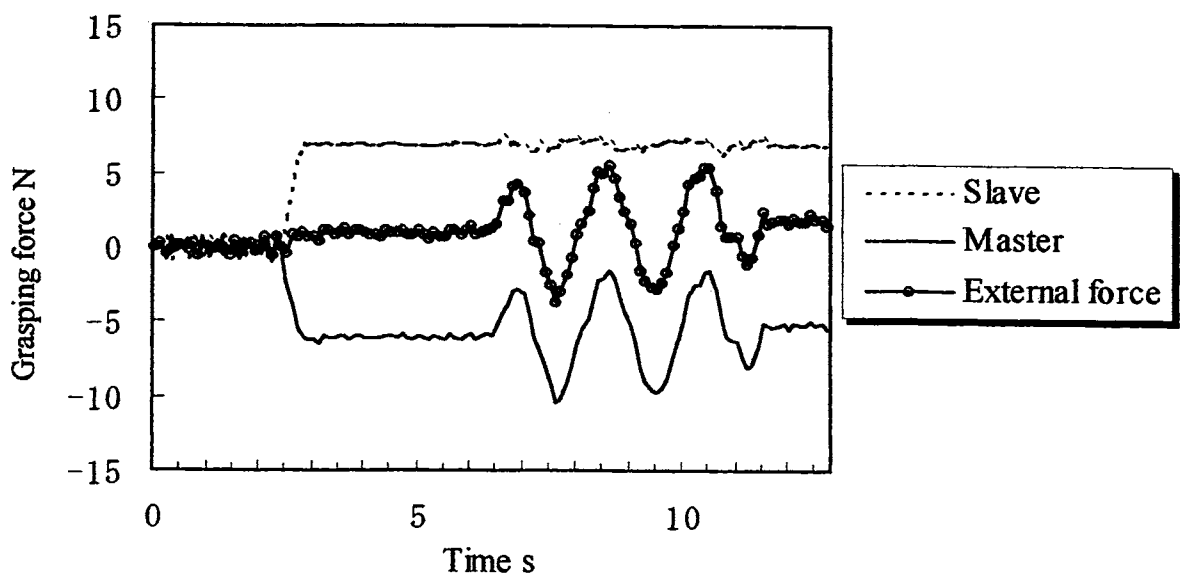
次に、両ロボットフィンガが共に力制御系を構成してワークを把持している状態において、ワークに外力を加えたときのロボットフィンガの挙動を実験した。この一例を図5.8に示す。図5.8(a)に示すようにロボットフィンガが共に力制御系で構成されているためわずかな力であってもロボットフィンガはその力の方向によく動く系をつくりあげることができる。図5.8(b)にはこの時の各フィンガが発生した力と2本のフィンガが発生した力の和より推定された外力の様子を示す。両フィンガ共に力制御系を構成しているため本来ならば2本のフィンガが発生している力の大きさはそれぞれの目標とする押し付け力の大きさからあまり変化しないはずであるが、ステップモータの運動が外力の変化に追従しきれていないために2本のフィンガには把持力の変動が現れてしまったものと思われる。両フィンガ共に力制御がうまく機能させられる場合には、ワークの位置決めは難しいが、外力が加わっても一定の把持力を与えることが可能なためワークと両フィンガとが離れてしまうことはないといえる。

5.3.3 ワークに作用する外力の大きさによるワークの手放し作業

ロボットフィンガがマスター・スレイブ系を構成してワークを把持している状態においてワークに加えられた外力によりフィンガがワークを手放す実験を試みた。その一例を図5.9に示す。ワークに力を加えたときマスター側フィンガとスレイブ側フィンガに作用する把持力の和より、ワークに加えられた力が推定できる。その推定された外力の大きさを判断して、設定した力(4.5N)を越えときにロボットフィンガがワークを手放している一例である。

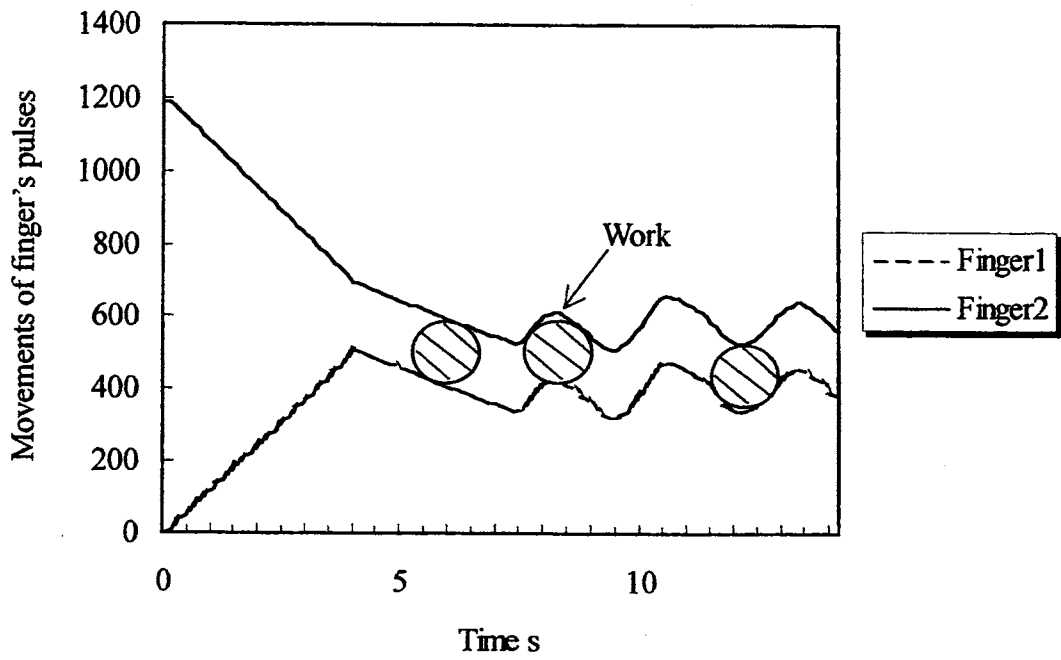


(a) Position of each finger

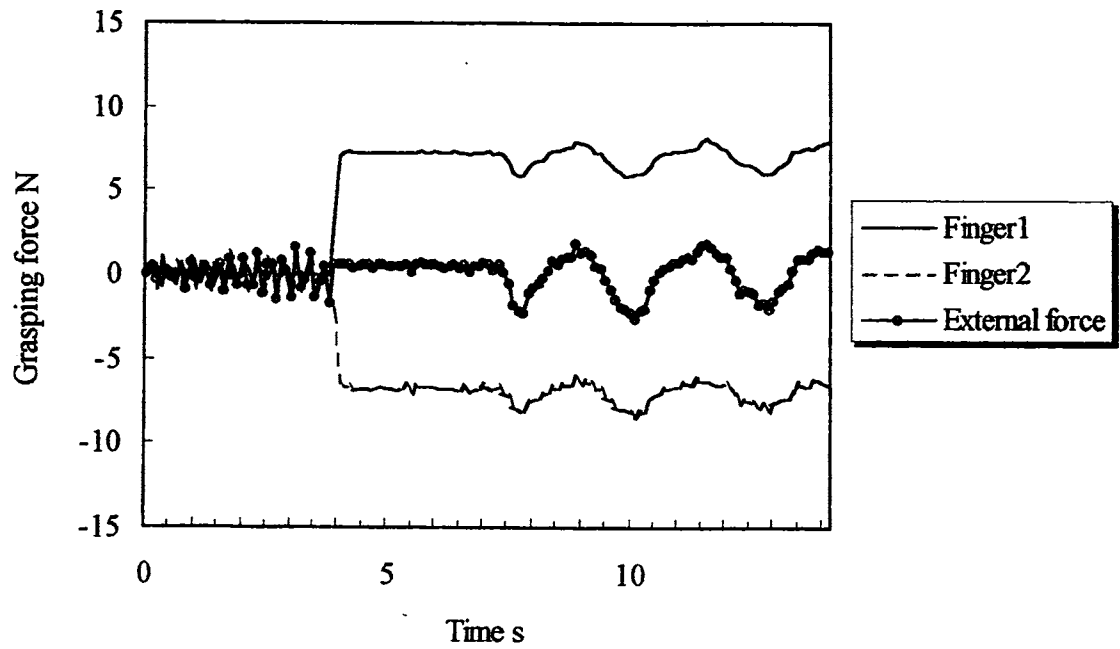


(b) Grasping force generated by robotic fingers

Fig.5.7 Motion of both fingers controlled by master-slave system

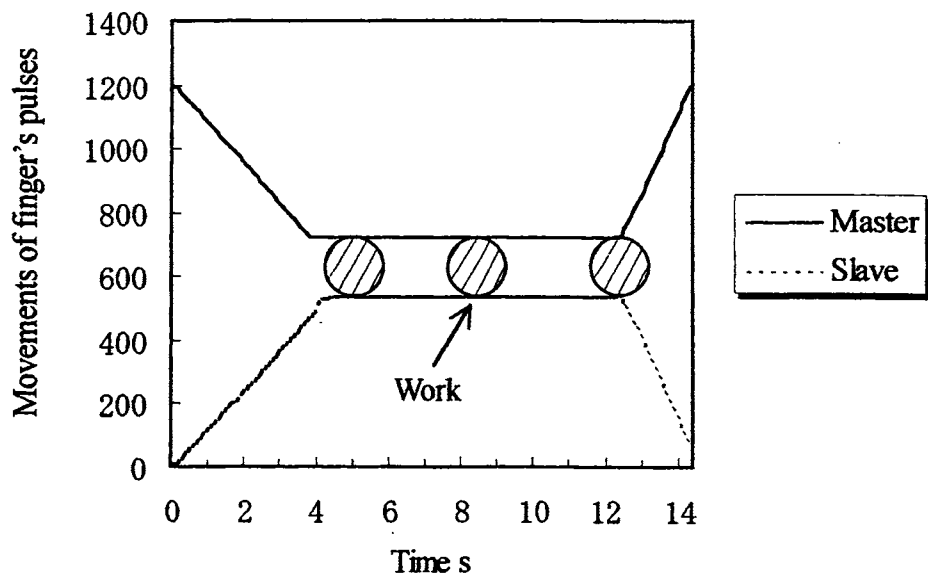


(a) Position of each finger

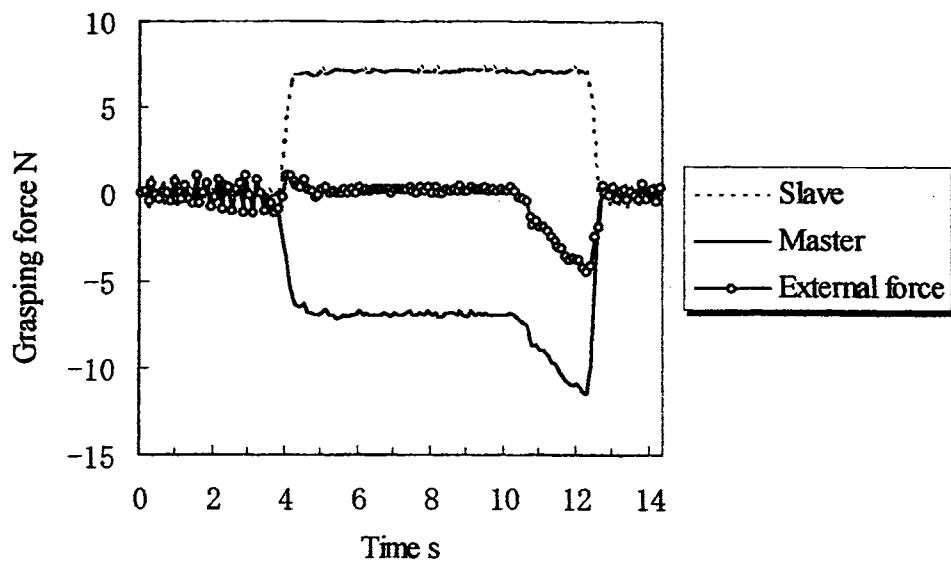


(b) Grasping force generated by robotic fingers

Fig.5.8 Motion of force controlled fingers



(a) Position each finger



(b) Grasping force generated by robotic fingers

Fig.5.9 The state of fingers

5.3.1 人間へのワークの受け渡し動作

ロボットフィンガから人間へのワークの受け渡し動作の様子を図 5.10 に示す。ここではワークに作用する把持力以外の外力の大きさを推定できることを利用して、ロボットフィンガから人間へ確実にワークの受け渡しを行う動作の実現を試みた。ワークへ与える人間の把持力が十分であるかどうかの判断を行い、把持力が不十分である場合にはワークの受け渡しを失敗しないためにもロボットフィンガとしてはワークを手放さないことが望ましい。本研究ではフィンガが把持したワークを意識的に往復移動させることによって人間がワークに与えている把持力の大きさを推定する。そしてワークに作用させている把持力以外の外力の大きさが希望の大きさであるとロボットフィンガが判断できた時にロボットフィンガはワークを手放し、ワークを人間へ受け渡すこととする。こうしたワークの受け渡し動作の一例を図 5.11 に示す。

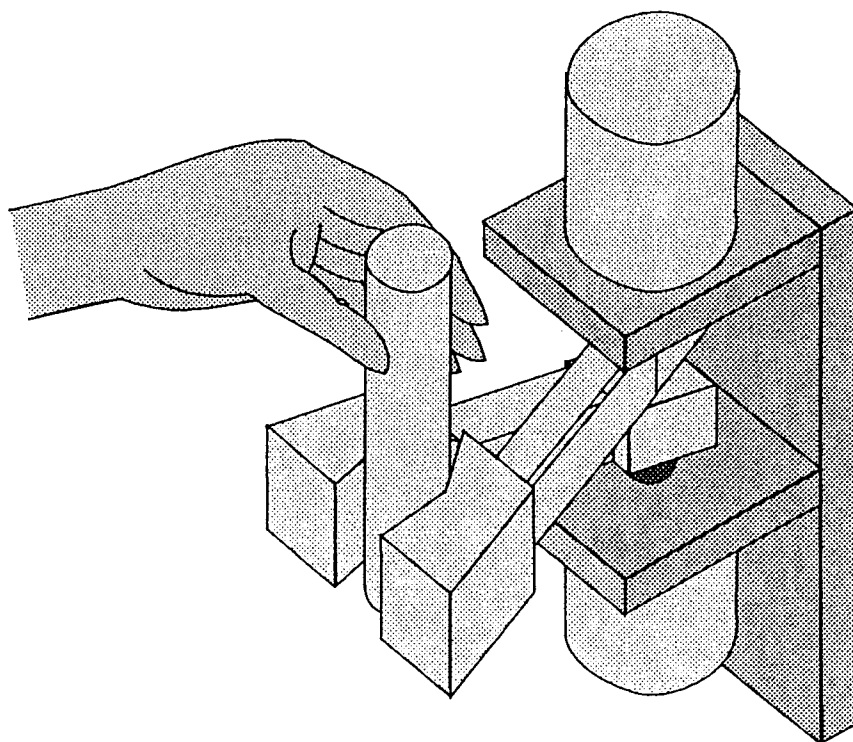
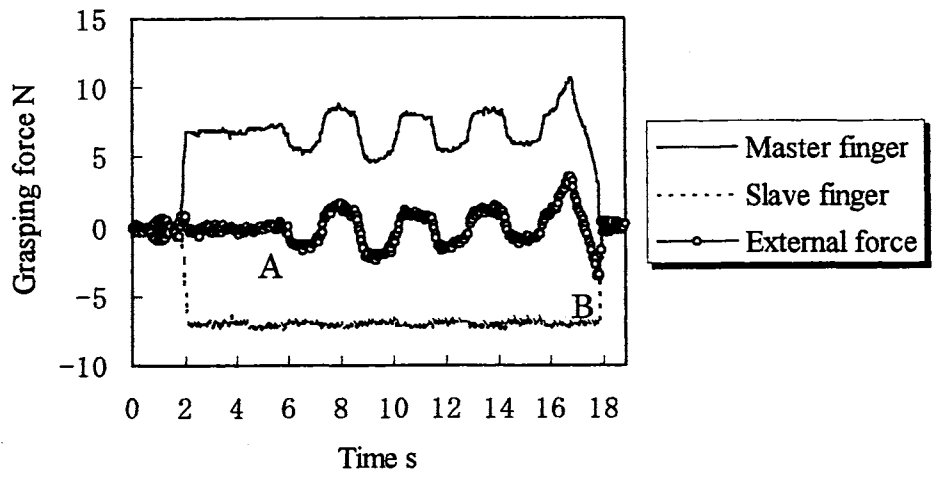
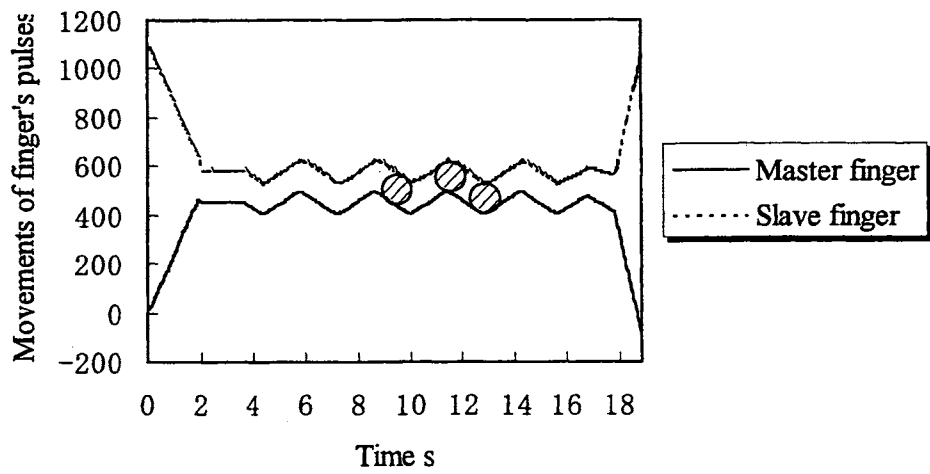


Fig.5.10 Transferring an object from robot's to human's hand



(a) Grasping force generated by robotic fingers



(b) Position of each finger

Fig.5.11 Experiment of transferring an object from robot's to human's hand

図 5.11(a)中にはマスター側及びスレイブ側フィンガがワークに与えているそれぞれの押し付け力及びそれらの力の和より推定される把持力以外の外力の大きさを示している。図 5.11(a)中の AB 区間はワークを把持するために人間が与えている把持力の大きさを推定するための往復運動を与えている区間である。この間に人間がワークに与えている把持力の判断を行い、B 点においてワークへ与えている人間の把持力が所望の大きさであることを判断している。本研究ではこの所望の把持力の大きさとしてほぼワークの自重を与えた。B 点以降はワークを人間に確実に受け渡したものと判断し、ロボットフィンガはワークを手放している。図 7(b)はこの間の両フィンガの移動の様子を示している。

5.4 考 察

本研究で行った実験結果の定量性を実験条件に基づき評価する。本研究で用いたロボットフィンガ自身の固有振動数は約 10 Hz である ($k/J = (2\pi \times 10)^2$ (rad/s)²)。ステップモータとしては 10000 パルスで 1 回転するものを使用した。V-F 変換のためのサンプリング周波数は 250 Hz とした。これよりステップモータの最高回転速度は $\pi/20$ rad/s となり、この時ロボットフィンガは約 40 秒間で 1 回転することになる。またロボットフィンガに貼り付けられた歪みゲージ電圧値のフィードバックゲインとして $K_\theta = 300$ 1/rad を与えた。ロボットフィンガの位置制御系においては V-F 変換器のしきい値として 1 を与え、速度制御系においては 10、そして力制御系においてはこのしきい値を 1 としフィードバックゲインを 10 倍程度大きく与えている。これよりロボットフィンガの速度制御系においては $K_v K_R = \pi/200$ rad/s となり、位置と力制御系においては $K_v K_R = \pi/20$ rad/s となる。また、位置制御系において $K_c = 5000/\pi$ 、速度制御系では $K_c = 200/\pi$ 、力制御系では $K_c = 15/\pi$ 、として実験を行った。実験装置として用いたロボットフィンガに以上の諸量を式(5.1)、(5.3)で表した伝達関数に用いれば、式(5.1)における特性方程式は

$$(s + 297.1)\{s^2 + (2.0)(0.73)(57.61)s + (57.61)^2\} = 0 \quad (5.7)$$

のようになり、また式(5.3)の速度制御系及び力制御系における特性方程式は

$$s^2 + (2.0)(0.0375)(62.8)s + (62.8)^2 = 0 \quad (5.8)$$

のようになる。式 (5.7) より本研究で用いたロボットフィンガの位置制御系においてはその応答として約 9.1Hz まで目標値通りの応答を示してくれることが、またロボットフィンガの速度及び力制御系においては式 (5.8) より約 10Hz まで目標値通りの応答を示してくれることがわかる。これらの特性はロボットフィンガに外力が作用した場合にもフィンガの運動に同様の影響を与えることもわかる。ただしロボットフィンガの最高回転速度が V-F 変換器のもつサンプリング周波数により与えられるため $\pi/20$ rad/s を上限界としている。図 5.6, 5.7 に示されている実験結果はほぼ上記範囲内での実験であったためほぼ理想的な応答を示しているようであるが、図 5.8 に示されている結果においては力制御系を構成しているにもかかわらずワークに与える把持力が変化してしまっている。これは力制御によりステップモータに要求される回転角速度が大き過ぎてワークに作用する外力に対してフィンガの応答が追従できなかったことによるものであることがわかってくる。

5.5 重力の作用する垂直方向におけるハンドリング事例

ロボットを利用して対象とする機械へのワークのローディングやアンローディングあるいはパレタイジング等のハンドリングにおいては人間のような器用な作業動作がロボットにも求められている。これに対して本研究では、ステップモータのようなパルス列入力のアクチュエータに対してセンサフィードバックを可能にする制御系を提案し、その応用として 2 本の指を持つロボットフィンガに対してマスター・スレイブ系を構成して、自重の作用する垂直方向へのワークのハンドリングを試みた。重力の作用する方向へのワークのハンドリングにおいてはそれぞれのフィンガに作用する力から各フィンガの持つ自重、ワークの自重、ワーク把持力、ワークに作用するそれら以外の外力等を区別して扱えるようにすることが大切であり、そうすることによってより適応性の高いワークのハンドリングが可能になる。

5.5.1 ロボットフィンガのシステム構成と初期調整

本実験に用いた 2 本指を持つロボットフィンガを図 5.12 に示す。垂直方向に移動する各フィンガには歪みゲージが貼り付けられており、それぞれのフィンガ

に作用する力の計測が可能である。両ロボットフィンガは位置、速度、力といった各制御モードを状況に応じて切り替え、ワークを把持した後は一方のフィンガには位置制御を、他方のフィンガには力制御を機能させる、いわゆるマスター・スレイブ系を構成することとする。

両フィンガに貼り付けられた歪みゲージ電圧値のバイアス調整後に作業前の両フィンガが持つ自重の計測を行う。フィンガの自重成分はフィンガの移動に伴うその姿勢により変化するため、検出された各フィンガの歪みゲージ電圧値からハンド姿勢を用いて自重成分を取り除くことによりフィンガの自重成分が制御に与える影響をなくした。またロボットフィンガとしては両フィンガのもつ特性のバランスも重要である。本研究では歪みゲージ電圧値のバイアス除去、フィンガの自重成分の計測及び両フィンガの歪みゲージ電圧値のゲイン調整を初期調整としてオンラインで行った。その一例を図 5.13 に示す。図 5.13 中で A~B 区間はバイアス除去後のフィンガ自重による両歪みゲージ電圧値であり、B~C 区間はゼロレベル調整後の両歪みゲージ電圧値である。C~D 区間は両フィンガを力制御により対向させている区間であり、お互いに同じ作用力を発生させているにもかかわらずこの区間では異なる電圧値を示している。D~E 区間は両歪みゲージ電圧値のゲイン調整により両フィンガの持つ特性をバランスさせた状態である。実際にはこうした初期調整後にワークの把持及びハンドリングを行うことになる。

5.5.2 垂直方向に動作するロボットフィンガの制御システム

把持したいワークには自重が作用するため下側のフィンガはマスター・スレイブ系におけるマスター側とし、上側のフィンガをスレイブ側として任意の位置に置かれたワークを把持することとする。本研究では上下のフィンガのうちまず最初にどちらのフィンガが把持したいワークに触れたかを判断し、最初に触れたことを判断したそのフィンガの制御モードを速度から位置制御へ変更する。上側のフィンガが最初にワークに触れた場合には下側のフィンガがワークに接触した瞬間に上側のフィンガの方はさらに位置から力制御へ制御モードを変更し、スレイブ側を受け持たせる。と同時に下側のフィンガは速度から位置制御へ制御モードを変更しマスター側を受け持たせることとする。これに対して、下側のフィンガが先にワークに触れた場合には位置を制御している下側のフィンガにはそのまま

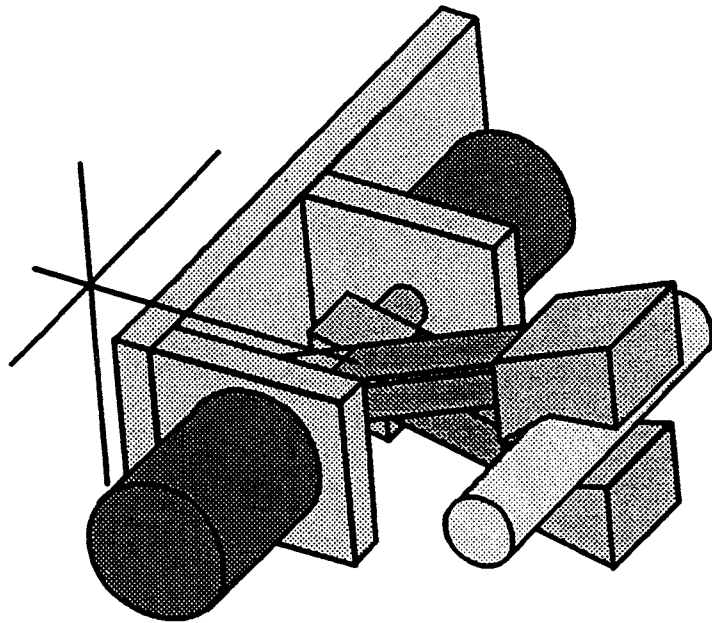


Fig.5.12 Robotic fingers moving in vertical plane

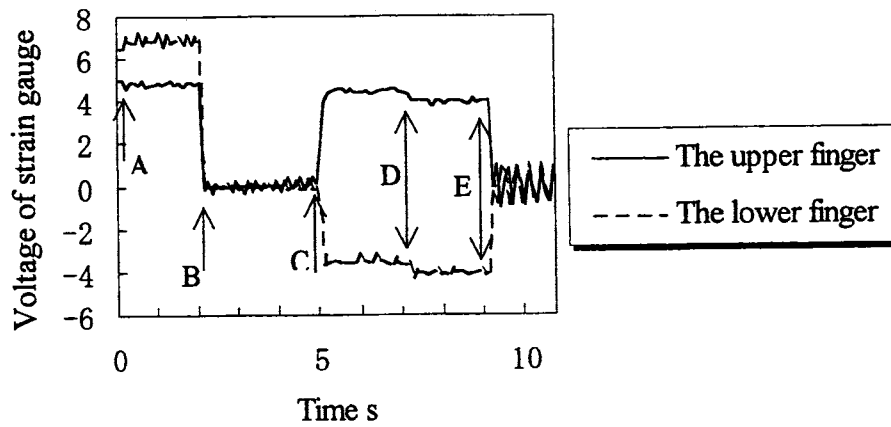


Fig.5.13 Adjusting initial conditions of robotic fingers

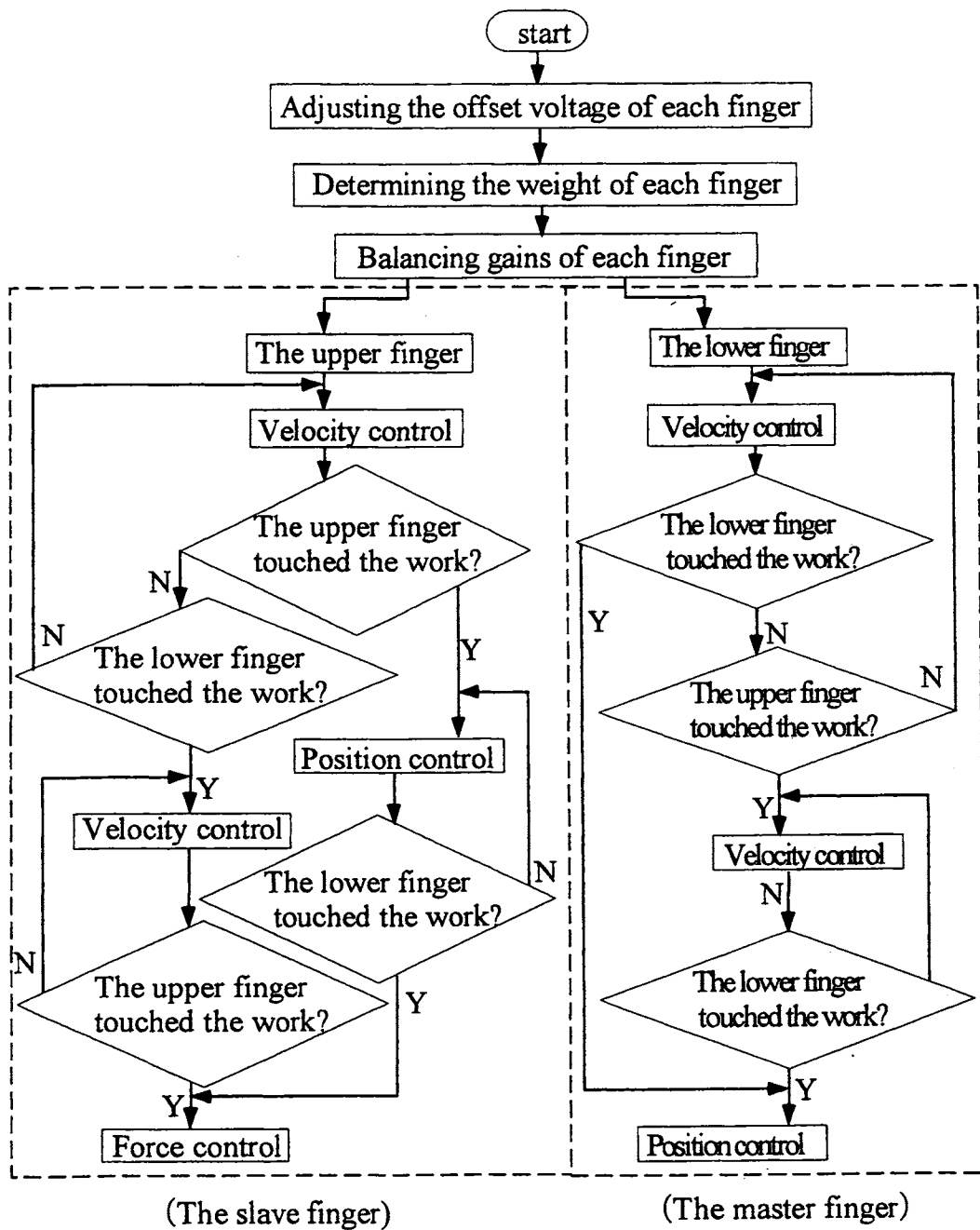


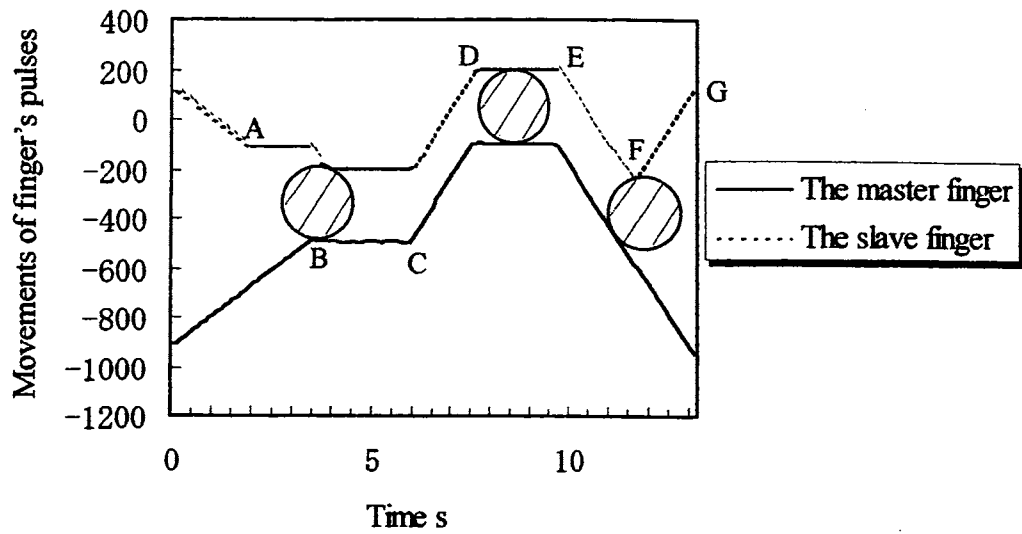
Fig.5.14 Control strategy for robotic fingers

位置制御系であるマスター側を受け持たせることとする。上側のフィンガは速度から力制御へ制御モードを変更し、スレイブ側を受け持たせることとする。こうしたマスター・スレイブ系を構成することにより目標とする任意の力でワークの把持が可能となる。目標とする把持力はスレイブ側フィンガにより与えることになる。ワークの移動はマスター側にその目標とする移動量を与えることで可能になる。この時スレイブ側はマスター側に追従して動いてくれることになるためワークには常に一定の把持力を与えながら移動が可能となる。また両フィンガに作用する力の和よりワーク自重をマスター側フィンガの歪みゲージ電圧値より計測することも可能になる。このような本研究で提案するフィンガの制御系システムフローを図 5.14 に示す。

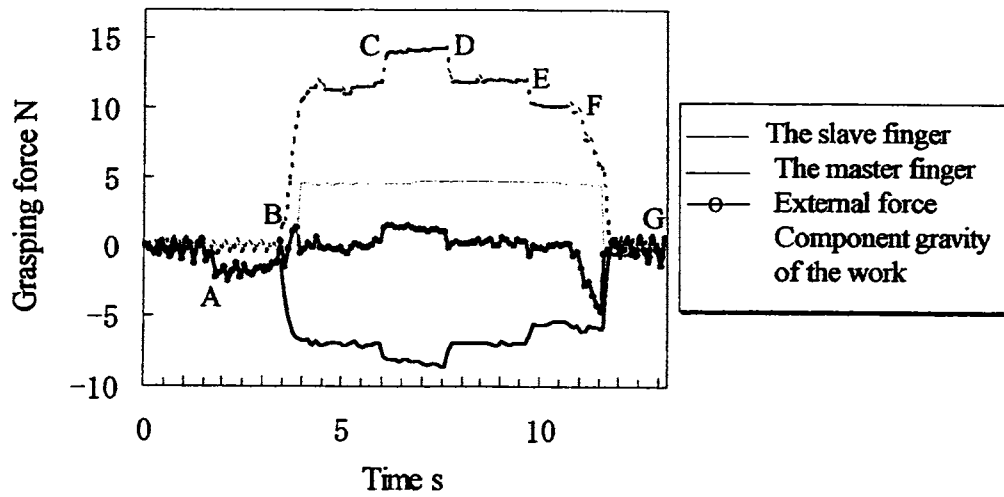
5.5.3 把持物体のハンドリング事例

a) ワークの把持動作

ここでは一例として、両フィンガ間の中心に存在していないワークの把持と同時に把持したワークを任意の位置に置く実験を行った。この時の両フィンガが発生した力の様子を図 5.15(b)に、両フィンガの移動の様子を図 5.15(a)に示す。まずどちらのフィンガが先にワークに触れたかを判断している(図 5.15 中 A 点)。この判断の結果上側のフィンガは制御モードを速度から位置制御に変更し、その場でしばらく停止する。他方の下側のフィンガがワークに触れた後(図 5.15 中 B 点)は制御モードを速度から位置制御に変更し、マスター側を受け持たせる。その瞬間に上側のフィンガは位置から力制御へ制御モードを変更し、スレイブ側となり目標とする把持力を与える(図 5.15 中 B~C 間)。その後マスター側に目標とする移動量を与えるワークを移動させる(図 5.15 中 C~F 間)。その後図 5.15 中 E~F 区間においてはワーク自重以外の外力の大きさを判断し、その外力の大きさがワーク自重とほぼ等しくなった地点(図 5.15 中 F 点)においてフィンガはワークを手放している。ワークを置いた図 5.15 中 F 点以降は両フィンガ共に位置制御とし両フィンガを開いている。

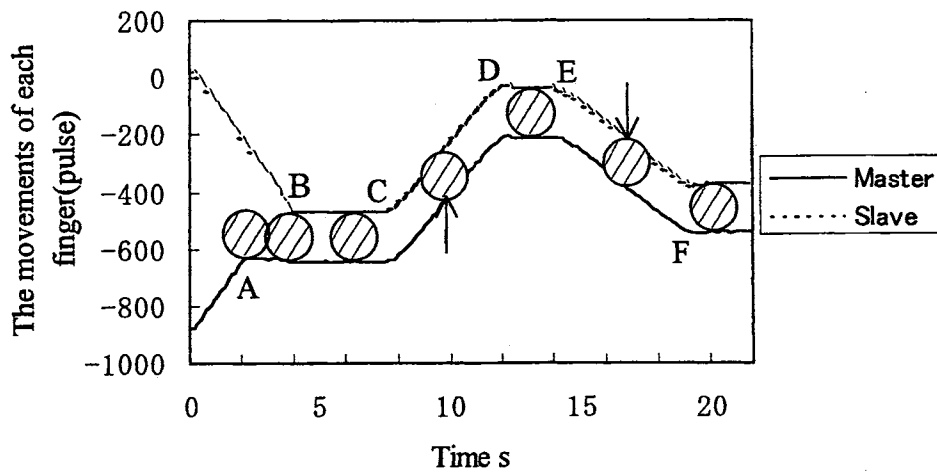


(a) Position of each finger

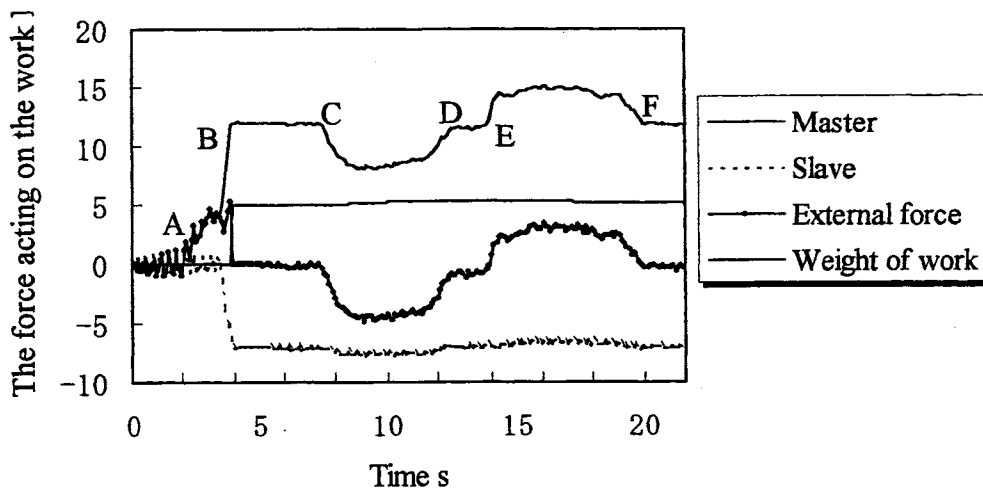


(b) The force acting on the finger

Fig.5.15 The experiment of picking and placing the work



(a) Position of each finger



(b) The force acting on the finger

Fig.5.16 The experiment of moving a finger by external force

b) 外力によるワークの従順な移動動作

ロボットフィンガがマスター・スレイブ系を構成してワークを把持している状態において、ワークに外力を加えた時フィンガはワークを保持しながら、加えた力に応じてその方向に移動するような機能がロボットフィンガに望まれることがある。こうした動作実現のために、マスター側で検出される外力成分の積分値をマスター側フィンガの移動量としたロボットフィンガの制御を試みる。

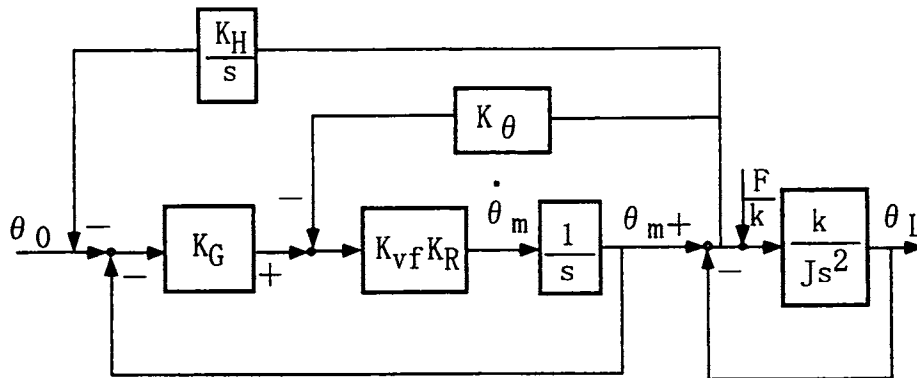
その結果一例を図 5.16 に示す。ワークに外力を加えたときフィンガがワークを把持したままの状態でもその外力に応じて移動してくれることが図 5.16(a)よりわかる。図 5.16(b)にはこの時にそれぞれのフィンガに発生した力及び、両フィンガがワークを押し付けている力の和より計算されたワークの自重成分と加えられた外力の推定値を示す。スレイブ側フィンガがワークを押し付けている力はほぼ一定であるにもかかわらず、マスター側フィンガには外力とほぼ同じ大きさの力が加わっている様子がわかる。これより推定されたワークの自重成分以外の外力の積分値をマスター側フィンガの目標移動量とすることで、フィンガが従順に移動してくれていることがわかる。

5.5.4 考 察

垂直方向に移動するフィンガに対して各フィンガの自重成分が制御に与える影響をなくしているため、図 5.15 の応答は水平方向にワークを把持する図 5.16 の応答とほぼ同じである。ここでは図 5.16 の実験結果におけるマスター側フィンガの運動に関する定量性を実験条件に基づいて評価する。垂直方向に移動するフィンガに対しての位置制御系のブロック線図は図 5.17 のように表される。この系の伝達関数は式 (5.9) ように示すことができる。

$$\theta_L = \frac{kK_G K_\nu K_R}{Js^3 + JK_\nu K_R (K_G + K_\theta)s^2 + s(k + JK_H K_G K_\nu K_R) + kK_G K_\nu K_R} \theta_0 + \frac{s^2 + (K_G + K_\theta)K_\nu K_R s + kK_G K_\nu K_R}{Js^3 + JK_\nu K_R (K_G + K_\theta)s^2 + s(k + JK_H K_G K_\nu K_R) + kK_G K_\nu K_R} \frac{F}{s} \quad (5.9)$$

本実験でのパラメータを用いて、図 5.16 の応答に対応する特性方程式を求めれば



K_{vf} : V-F transformer

K_R : $\pi/5000$ rad/pulse

θ_L : Motion of robotic finger (rad)

θ_m : Motion of stepping motor (rad)

Fig.5.17 Block diagram of position control system

特性方程式は近似的に式(5.10)のようになる。

$$(s + 18.87)(s^2 + 2 \times 2.16 \times 57.61s + 57.61^2) = 0 \quad (5.10)$$

式(5.10)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次遅れ系の時定数は1次遅れ系のもつ時定数に比べ十分小さいため、実質的な応答は1次遅れ系で近似できる。こうして近似された系の特性は時定数0.3秒を持つ応答であることがわかってくる。他方、力制御系を構成しているスレイブ側フィンガの運動に関する特性方程式は

$$s^2 + (2.0)(0.0375)(62.8)s + (62.8)^2 = 0 \quad (5.11)$$

のように約10Hzまで目標値通りの応答を示してくれることがわかる。

5.6 結 言

本研究ではステップモータのようにパルス列を与えることにより駆動するアクチュエータに対して力制御のようなセンサフィードバックを可能にする手法の提

案を行い、その応用としてロボットフィンガによるワークのハンドリング事例を示した。この結果次のような結論を得た。

- (1) ステップモータのようなパルス列入力のアクチュエータに対して、V-F 変換器を制御ループ中に含ませることにより、位置、速度、力制御のような制御系をほぼ同じ制御系の構成により実現可能にした。
- (2) ステップモータを用いて駆動されるロボットフィンガに対して位置、速度、力制御といった各制御モードを切り替えて用いることによりフレキシブルなワークのハンドリングを可能にした。
- (3) 各フィンガの自重成分が制御に与える影響をなくすることにより、空間の任意方向へのワークのハンドリングが可能となる。
- (4) 本研究で提案した制御系は定量的評価が可能であり、それぞれのステップモータの性能に基づく制御系の設計が可能となる。

本研究で用いたロボットフィンガの最高回転速度はV-F 変換器のサンプリング周波数により与えられるためより高速なサンプリングを用いればより高速なフィンガの運動が実現できるが、その上限はステップモータの脱調限界の回転数までである。

第6章 結 論

本研究は、これまでDCモータ等を利用したサーボ系で行われていたコンプライアンス制御等のフィードバック制御を、パルス列信号で駆動するアクチュエータに対しても実現できる可能性を示した。本研究ではその際のモータ駆動信号を出力する方法としてソフトウェアによるV-F変換を用いた。そして、パルス列信号で駆動するアクチュエータに対するセンサフィードバック系を用いて、振動の抑制、多軸機械の運動制御、ロボットフィンガの力制御、ロボットと人間とのワークの受け渡しなどいろいろな応用例について研究してきた。以下に本研究で得られた結論について述べる。

第1章では、本研究の分野及びその背景と問題点を整理し、研究の目的及び重要性を明らかにした。

第2章では、V-F変換器の基本的概念、方法について詳しく述べた。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時の周波数により、ほぼ正しくV-F変換される領域、あるいはパルス出力が得られない領域、あるいは大きい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。

第3章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した。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となるため、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した。

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、ここでは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、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。

第4章では従来のNC制御の現実を踏まえ、パルス列を与えて機械の運動を制御するこれまでのNC制御技術を採用しつつもNC言語によらない新しい多軸制御用のパルス列の発生を試みた。多関節ロボットはヤコビ行列に代表されるように、そのアーム姿勢によりベース座標系からながめた手先座標系が常に変化するため希望とする運動を生成するためにはより複雑なパルス列の生成を必要とする産業機械であり、本研究で提案する多軸制御用の新しいNCコントローラの性能をより詳しく評価しやすい。また、より複雑な加工面形状への対応、ツールの姿勢を含めた軌道の生成だけではなくツールの移動速度も重要視される昨今工作機械や産業用ロボットの趨勢を踏まえた時にはこれまでの教示方法ではおのずと限界があり、こうした問題に対して解決し得る新しいNC制御技術である。このため本論文では制御対象としてPUMA型ロボットを用いる事例を中心にパルス列生成の手法を紹介するが、その基本的な考え方はすべての多軸の産業機械にあてはめて考えることができるものである。

第5章では通常のサーボモータのように、ステップモータにおいても力制御のようなセンサフィードバックを可能にする制御手法を提案するとともに、その応用例として2本の指を持つロボットフィンガによる水平及び垂直方向への把持物体のハンドリング事例に基づきステップモータを用いたセンサフィードバック系の制御性能を評価した。ロボットフィンガにおいても人間の手のようにスムーズにワークをハンドリングするためにはまず両フィンガ間の任意の位置に存在するワークを把持することがロボットフィンガに求められる。これらの動作はロボットフィンガの位置と速度と力制御を適当に切り替えることにより可能にし得るものであり、また重力の作用する方向へのワークのハンドリングにおいては各フィンガに作用する力から各フィンガの持つ自重、ワークの自重、ワーク把持力、ワークに作用するそれら以外の外力等を区別して扱えるようにすることが大切である。そうすることによって空間的任意の方向へのワークのハンドリングが可能になる。

以上は各章ごとに得られた結論であるが、本研究を通じた研究成果を述べると以下のようなになる。

- (1) 本手法による V-F 変換はオンラインで入力信号を変換して、パルス列信号として出力することが可能である。
- (2) この時, V-F 変換における適当なサンプリング周波数とそのしきい値の設定が必要である
- (3) 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時の周波数により, 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。
- (4) 本研究で提案する制御系は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。
- (5) 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。
- (6) 提案した V-F 変換を用いてセンサフィードバック制御系を構成し, ロボットアームの振動抑制実験を行った。その結果, 振動の減衰効果が実験的にも確認できた。
- (7) 計算機中に構成する新しい NC コントローラは制御対象であるロボットの順運動学モデルだけでなくヤコビ行列や V-F 変換器等を含んだ閉ループ系で構成されるものである。従ってオフラインでパルス列を生成するこれまでの NC コントローラと異なりオンラインでパルス列の生成が可能となる。
- (8) 順運動学とヤコビ行列の具体的内容は制御対象に依存するものであり, 制御対象が代われればそれに対応する順運動学モデルとヤコビ行列を与えることが必要であるが, 本研究で提案する新しい NC コントローラの構成方法は共通である。
- (9) 本研究で提案する NC コントローラではロボットハンドの位置と姿勢を含めた 4×4 行列で目標値を与えることとなる。

- (10) 作業精度は 1 パルスを入力したときのモータ軸の微小回転量の与え方に依存するものであり、その精度はどのようにでも設定できる。
- (11) ロボットハンドが工具を持つ場合においてヤコビ行列を変化させなくても本手法は適用可能である。
- (12) ステップモータのようなパルス列入力のアクチュエータに対して、V-F 変換器を制御ループ中に含ませることにより、位置、速度、力制御のような制御系をほぼ同じ制御系の構成により実現することが可能である。
- (13) ステップモータを用いて駆動されるロボットフィンガに対して位置、速度、力制御といった各制御モードを切り替えて用いることによりフレキシブルなワークのハンドリングが可能である。
- (14) 各フィンガの自重成分が制御に与える影響をなくすことにより、空間の任意方向へのワークのハンドリングができる。
- (15) 本研究で提案した制御系は定量的評価が可能であり、このためそれぞれのステップモータの性能に基づく制御系の設計が可能となる。

本論文ではパルス列制御による NC 制御の方法及び応用について研究してきた。今までの研究だけでは依然不十分であるが、今後は提案した新しい NC コントローラを用いることにより、作業の対象が動く場合、あるいは人間とロボットとが同じ作業環境を共有する場合、またロボットと人間との協調によって、より器用な作業を可能にする手法を詳細に検討していこうと思う。

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) 吉川恒夫：ロボット制御基礎論，コロナ社(1988)。
- 4) 戸田盛和，浅野功義：行列と一次変換，岩波書店(1988)。
- 5) 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
- 6) 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。
- 7) 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ラロボットの力制御，日本機械学会論文集，61，592，C（1995）4674。
- 8) 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。
- 9) 張 勤，疋津 正利，関 啓明，神谷 好承，岡部佐規一：サーボモータの速度制御系に含まれるあそび（バックラッシュ）に関する考察，1997年 第40回自動制御連合講演会論文集。
- 10) 張 勤，神谷好承，関 啓明，疋津正利：NC制御とセンサフィードバックとの融合，精密工学会誌，65，4(1999) 559。
- 11) 葛 東方，竹内芳美，浅川直紀：ロボットによる磨き作業の自動化—第2報，干渉回避した磨き経路の自動生成—，日本機械学会論文集，59，561，C(1993) 244。
- 12) 葛 東方，竹内芳美，浅川直紀：ロボットによる磨き作業の自動化—第3報，L形回転工具による6軸制御磨き—，日本機械学会論文集，60，571，C(1994) 356。
- 13) C. C. Cheah, S. Kawamura and S. Arimoto : Feedback Control for Robotic

- Manipulator with an Uncertain Jacobian Matrix, *Journal of Robotic Systems*, 16, 2(1999) 119.
- 14) Dong.S, Jame K.M.; Position and Force Control of Two CRS A460 Robots Manipulating a Flexible Sheet: Theory and Experiment, *ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 120 (December, 1998), 529
 - 14) 張 勤, 神谷好承, 関 啓明, 足津正利: 多軸制御用の新しいNCコントローラの提案, *日本機械学会論文集*, 65, 640, c(1999)
 - 15) K.Morishige, Y.Takeuchi : Tool Path Generation Using C-Space for 5-Axis Control Machining, *Transactions of the ASME*, Vol. 121, FEBRUARY 1999.
 - 16) 田中, 佐久間, 溝口: 姿勢を考慮したロボットマニピュレータの軌道計画法, *計測自動制御学会誌論文集*, 35, 6(1999), 814.
 - 17) 池浦, 柴田, 鈴木, 水谷: 人間とロボットによる物体の協調持ち上げ動作, 第16回日本ロボット学会学術講演会, (1998)949.
 - 18) 有明, 原慎, 林: 相互フィードバックによる機械の軌道制御, *精密工学会秋季大会学術講演会論文集*, (1999) 35
 - 19) 若松 清司, 田村 浩一郎: ロボットの制御, *計測自動制御学会*, 1985.
 - 20) 吉川恒夫: *ロボット・マニピュレータ*, コロナ社, (1985).
 - 21) 美多 勉, 大須 賀公一: *ロボット制御工学入門*, コロナ社, (1989).
 - 22) William H. Press, Saul A. Teukolsky: *Numerical Recipes in C*, by Cambridge University Press 1988.
 - 23) 小川 滝幸, 森重功一, 竹内芳美: 除去形状に基づく5軸制御加工用工具経路生成法, *精密工学会秋季大会学術講演会論文集*, (1999) 442.
 - 24) 森重功一, 竹内芳美: ボロノイ図を利用した5軸制御加工の工具姿勢決定法, *精密工学会秋季大会学術講演会論文集*, (1999) 443.
 - 25) William S. Harwin, Ray G. Gosine, Zunaid Kazi, David S. Lees, and John L. Dalloway: A comparison of rehabilitation robotics languages and software, *Robotica*(1997)volume 15, pp 133-151
 - 26) S. L. Ricker, N.Sarkar and K.Rudie: A discrete-event systems approach to modeling dextrous manipulation, *Robotica*(1996), volume 14, pp 515-525.
 - 27) Roert H. Bishop: *Modern Control Systems Analysis & Design*, An imprint

- of Addison Wesley Longman, Inc. (1996)
- 28) P.Kokotovic, A. Bensoussan, G.Blankenship: Singular Perturbations and Asymptotic Analysis in Control Systems, Springer-Verlag Berlin, Heidelberg Printed in Germany.
 - 29) 白瀬 敬一, 近藤 貴茂, 岡本 満, 若松 栄史, 荒井 栄司: NC プログラムを必要としない機械加工のための仮想加工システムの開発 (自律型 NC 工作機械のための実時間工具経路生成, 日本機械学会論文集, 66, 644, c(2000), 1368-1373.
 - 30) 鈴木 裕, 山崎 和雄, 星鎌 太郎, 黒宮 義久: 金型実時間加工用数値制御システムの開発 (第 2 報), 精密工学会誌, 53-12, (1987), 1952-1958.
 - 31) 鈴木 裕, 黒田 豊, 坂本 正史, 元村 直行, 金型実時間加工用数値制御システムの開発 (第 3 報), 精密工学会誌, 53-3, (1991), 473-478.
 - 32) 鈴木 裕, 是沢 宏之, 原楨 真也, 林 朗弘, 金型型面実時間加工システムの開発, 日本機械学会論文集, 60-557, c(1997), 2900-2905.
 - 33) 入口 健二, 加藤清敬, 曲面細分割による工具経路生成方法, 精密工学会誌, 64-11, (1998), 1618-1622.
 - 34) 神谷 昌秀, 佐藤 裕一, 鈴木 裕, 横関 俊介: 倣いシミュレーションに基づく CAM システムの開発, 日本機械学会論文集, 61-590, c(1995), 4112-4116.
 - 35) 神谷 昌秀, 島田 元皓, 佐藤 裕一, 林 朗弘, 鈴木 裕: 倣いシミュレーションに基づく CAM システムの開発, 日本機械学会論文集, 63-608, c(1997), 1378-1384.
 - 36) 張 勤, 神谷 好承, 関 啓明, 疋津 正利, 野村 久直: ステップモータによる力制御の実現とロボットフィンガへの応用, 精密工学会誌, 掲載決定 (2000).
 - 37) Q.ZHANG, Y. KAMIYA, H.SEKI and M.HIKIZU : Development of robotic fingers driven by stepping motor and its application in transferring an object from robot's hand to human's hand. International Conference on Machine Automation(ICMA2000).

- 38) 張 勤, 神谷 好承, 関 啓明, 疋津 正利, 野村 久直: ステップモータを用いたマスター・スレイブ系の構成とロボットフィンガへの応用, 2000 年度
精密工学会春季大会学術講演会論文集 p483