

図 3.1 PID 制御ブロック図

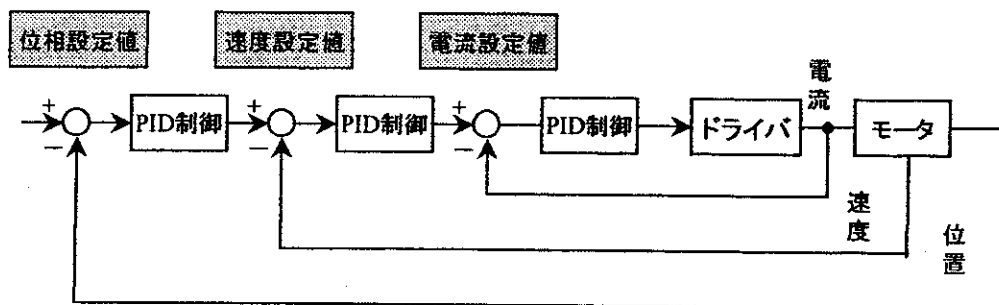


図 3.2 PID 制御を複数組み合わせた制御の例

PID 制御の最適調整

調整の必要性

フィードバック制御の制御成績は制御対象の特性に依存する。よい制御成績を得るためにはコントローラの特性を制御対象に合わせて調整することが必要であり、デジタル PID 制御の場合には、PID パラメータの比例ゲイン K 、積分時間 T_I 、微分時間 T_D の他に、サンプリング周期について調整する必要がある。デジタル制御は連続のアナログデータをサンプリングしており、定性的にはサンプリング周期を長くすると高周波の情報が失われるため、制御成績は悪くなることもある。よって、制御対象に応じてこれらパラメータの最適な組み合わせを、実用的な立場から求めることが必要である。

多くは次式を評価関数としてこれを最小とする PID パラメータの値を求める。

$$I_e = \int_0^{\infty} e^2 dt \quad (3.8)$$

制御時、最適条件から外れた際に、評価関数の値が変化する度合いを最適解の感度といい、最適解の感度が低いほうが使い易いシステムといえる。PID 制御は最適解の感度が低く、使い易いことが大きな特徴であり、それは広く普及し、多く使用されている一つの理由である。

サンプリング定理

アナログの情報はサンプリングによって失われる可能性があり、したがって制御に必要な情報が失われないようにサンプリングすることが必要である。

ここに、どのようにサンプリングすれば情報が失われないかを定量的に示すサンプリング定理と呼ばれる定理を示す。

「ある正弦波形の情報を失わないようにサンプリングするためには、その正弦波形の周波数の少なくとも 2 倍の周波数でサンプリングすることが必要である。」

ある任意波形のアナログ曲線は、式(3.9)に示すように多数の周波数の異なった正弦波の形で表される。

$$x(t) = A_0 + A_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + A_2 \sin(2\omega t + \varphi_2) + \dots \quad (3.9)$$

$x(t)$: 任意曲線(フーリエ級数に展開可能)

またある実在する任意波形には周波数帯域があり、その波形を構成する正弦波形には最高周波数が存在する。したがってある周波数の正弦波形の情報を失われないようにサンプリングする条件を求めることができれば、任意の波形の場合の条件も求めることが可能になる。サンプリングは通常ある一定の周期で行い、周期の逆数は周波数であるためサンプリングも周波数で表すことができる。

このサンプリング定理は、時間軸だけでなく他の変数軸に対しても成立する。

最適調整法の選定基準

デジタル PID 制御の最適調整法の選定基準として以下のような基準があげられる。

①簡単であること

特殊な実験装置が不用なこと，実験が簡単なこと，計算が簡単なことなどがあげられる。

②制御対象を乱さないこと

この条件は，実際の制御対象で実験を行うときには実用上きわめて重要である。しかし制御対象にまったく影響を与えないということは一般には無理であるためできるだけ乱さない，ということが目標になる。

③最適解の正確さ

上記条件を満足するためには最適解の正確さは若干低くてもよいこととする。最適に対する感度が低い PID 制御システムなのでこの条件は許容できる。

④最適解の評価関数

最適解を求めるためには何が最適かという評価関数を設定する必要がある。この評価関数として偏差 2 乗面積最小[式(3. 8)]を用いる。

最適調整法にはトライアルや，制御対象の特性を求めるなど様々な方法があるが，本論文では以上の基準に従った最適調整法として拡張限界感度方を採用して用いる。

拡張限界感度法

デジタル PID 制御の最適調整法のひとつに拡張限界感度法と呼ばれる方法がある。これは実用性を重視しており、

- ・簡単である
- ・制御対象を乱さない
- ・最適解の正確さ

といった最適制御を行う際の基準を満たしている。

拡張限界感度法は簡単な実験を行い、得られたデータから最適条件を推定するものである。

限界感度法の手順

実験は以下の手順で行う。

① P 動作のみの制御にする

実験を行うために、制御を P 動作のみにする。これにより実験野ための乱れは小さく押さえることができる。

② サンプリング周期

サンプリング周期は理論的には 0 とする必要がある。しかしデジタルコントローラで実験すれば、実際サンプリング周期ゼロは実現できない。よって実用上はそのデジタルコントローラの最小のサンプリング周期で実験を行う。

③ 比例ゲイン K を大きくする

P 動作のみに制御にしたのち P 動作の比例ゲイン K を少しずつ大きくしていく。このとき、最初は非振動的な状態からスタートをする。もし P 動作だけの制御に切り替えた段階ですでに不安定だとすれば直ちに比例ゲイン K を小さくし、不安定な状態から脱する必要がある。

④ 持続振動の状態にする

K の値を大きくしていくと次第に振動的になり、そして持続振動の状態になる。この状態で実験を終える。この実験では安定限界を求めたことになり K の値をさらに大きくすると、発散する振動になる。

⑤ データを採取する

持続振動を起こしているときの比例ゲインの値 K_u とその時の振動の周期 T_u をデータとして採取する。 K_u を限界感度、 T_u を限界周期と呼ぶ。

⑤ 最適地の推定

K_u と T_u の値から、表 3.1 より最適な PID パラメータを推定する。

表 3.1 拡張限界感度法による θ と PID の設定値

制御グレード	動作	θ	K_p	T_I	T_D
$I_d/I_a = 1.05$	PI	$0.03 T_u$	$0.53 K_u$	$0.88 T_u$	-
	PID	$0.014 T_u$	$0.63 K_u$	$0.49 T_u$	$0.14 T_u$
$I_d/I_a = 1.2$	PI	$0.05 T_u$	$0.49 K_u$	$0.91 T_u$	-
	PID	$0.043 T_u$	$0.47 K_u$	$0.47 T_u$	$0.16 T_u$
$I_d/I_a = 1.5$	PI	$0.14 T_u$	$0.42 K_u$	$0.99 T_u$	-
	PID	$0.09 T_u$	$0.34 K_u$	$0.43 T_u$	$0.2 T_u$
$I_d/I_a = 2.0$	PI	$0.22 T_u$	$0.36 K_u$	$1.05 T_u$	-
	PID	$0.16 T_u$	$0.27 K_u$	$0.4 T_u$	$0.22 T_u$

表 3.2 制御グレード

G	説明
1.05	アナログと同等の制御成績を得る場合
1.2	中間
1.5	
2.0	アナログよりも制御成績が劣っていてもよい場合

限界感度法の元になっている演算式を以下に示す。

$$G_c = \frac{K(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s)}{(1 + 0.1T_D s)} \quad (3.10)$$

制御グレードの導入

制御グレード G は I_a をアナログ制御における制御成績の値, I_d をデジタル制御における制御成績の値とし, $G = I_d / I_a$ と定義する. まずデジタル制御においてアナログ制御の制御成績と同等の制御成績を得られると考えられるサンプリング周期を $G = 1.05$ で定義する. 表 3.2 に制御グレードの具体的な意味付けを示す.

しかし制御対象によっては, アナログ制御で最適調整したときの制御成績よりも制御成績がかなり悪くても十分な場合が多い. よって制御成績は制御対象ごとに指定される許容値を満足すれば十分であり, それ以上に制御成績を向上させる必要はない. これらのことを考慮し制御グレードの値を定める.

実用上サンプリング周期は長いほど容易かつ経済的である. たとえば, 演算速度の遅い CPU の使用や, 変換相度の遅い A - D コンバータを利用することが可能になる.

ステップ動作による精密位置決め

超音波モータは回転子の慣性が小さく応答性に優れていることから、位置決めサーボ用のモータとしての応用が期待されている。よって、超音波モータの位置決め精度を調べるためにステップ単位の送り・戻しの実験を行う。

今回使用したロータリエンコーダの分解能は 2048 であり、つまり最小で $0.176[\text{deg./pulse}]$ のステップ動作が実現可能であると考えられる。

C. 研究結果及び考察

実験装置

実験装置

実験装置を図 4.1, 4.2 に示す.

ステータ

図 4.3, 4.4 に実験に使用したステータを示す. ステータの径は $\phi 100[\text{mm}]$, 弾性体部分の材質は SUS420J であり, 圧電体部分は PZT(ジルコン酸チタン鉛)厚さは $0.3[\text{mm}]$ であり, ロータとの接触面の裏側にあたる部分に接着されている.

圧電体には, 図 4.5 にある符号の示すように, 隣り合う部分の分極が逆になるように厚み方向にポーリングが施してある. またそれとは別に, 同図の無符号の部分には, フィードバック電極とするためのポーリングが施してある. フィードバック電極はステータのたわみ振動を, 圧電現象により電極間に生じる電圧の変化から観察するためのものである. 圧電帯表面には電極として, ポーリング区分と同じ区分けで, 片面は相ごとに銀を蒸着してある. 配線は電極面に半田付けにより行う.

ロータ

ロータは 66 ナイロンにガラス繊維を 30%充填させたもの (N66GF30)を使用した。

回転角測定装置

超音波モータの制御実験の、回転角測定のためにロータリーエンコーダを用いた。以下にその概略を表 4.1, 4.2 に示す。

表 4.1 ロータリーエンコーダ

ロータリーエンコーダ	製造元	HEWLETT PACKARD
	名称	クイックオンタイプ 光学式ロータリーエンコーダ
	形式	HEDS - 5500
	分解能	512 CPR
	最大応答周波数	100 kHz
	出力信号	A 相, B 相 2 チャンネル出力

表 4.2 カウンタボード

カウンタボード	製造元	コンテック
	名称	プログラマブル ユニバーサルカウンタモジュール
	形式	CNT24-4A(98)H
	チャンネル数	4 チャンネル
	使用機能	2 相入力・24 ビットカウンタ プログラマブルタイマ

使用機器の仕様

ステータは、波形発生器から出力された位相の異なった2つの正弦波によって進行波を発生する。このとき波形発生器から出力させる電圧はアンプを中継することで40倍に拡大される。表4.3、表4.4に各機材の使用を示す。

表 4.3 波形発生器

任意波形発生器	製造元	東亜電波工業
	形式	FS-2121 任意波形
	出力波形	水平軸 8192 ポイント 垂直軸 4096 ポイント
	出力波形電圧	~5Vpp
	出力周波数	サンプルレート 0.01Hz~25.6MHz
	2チャンネル間位相差	0° ~ 360°

表 4.4 アンプ

アンプ	製造元	エヌエフ回路設計ブロック
	名称	高速電力増幅器
	形式	4020
	最大電圧	-150V~150V
	最大電流	2Arms, 5.66App (40Hz~200kHz)
	利得	0° ~ 360°

コントローラ

計測・計算には、パーソナルコンピュータを用い、計算された制御入力を波形発生器に入力するために GP - IB(General Purpose Interface Bus)を使用した。

その概略を表 4.5, 4.6 に示す。

表 4.5 パーソナルコンピュータ

パーソナルコンピュータ	製造元	NEC
	形式	PC - 9821XA13

表 4.6 GP - IB

GP - IB	製造元	CONTEC
	名称	高速型 GP-IB モジュール
	形式	GP - IB(98)F
	チャンネル数	1 チャンネル IEEE-488(GP-IB)規格準拠
	転送形式	8 ビットパラレル 3 線ハンドシェイク方式
	転送速度	受信 : 60Kbyte/sec MAX 送信 : 60Kbyte/sec MAX

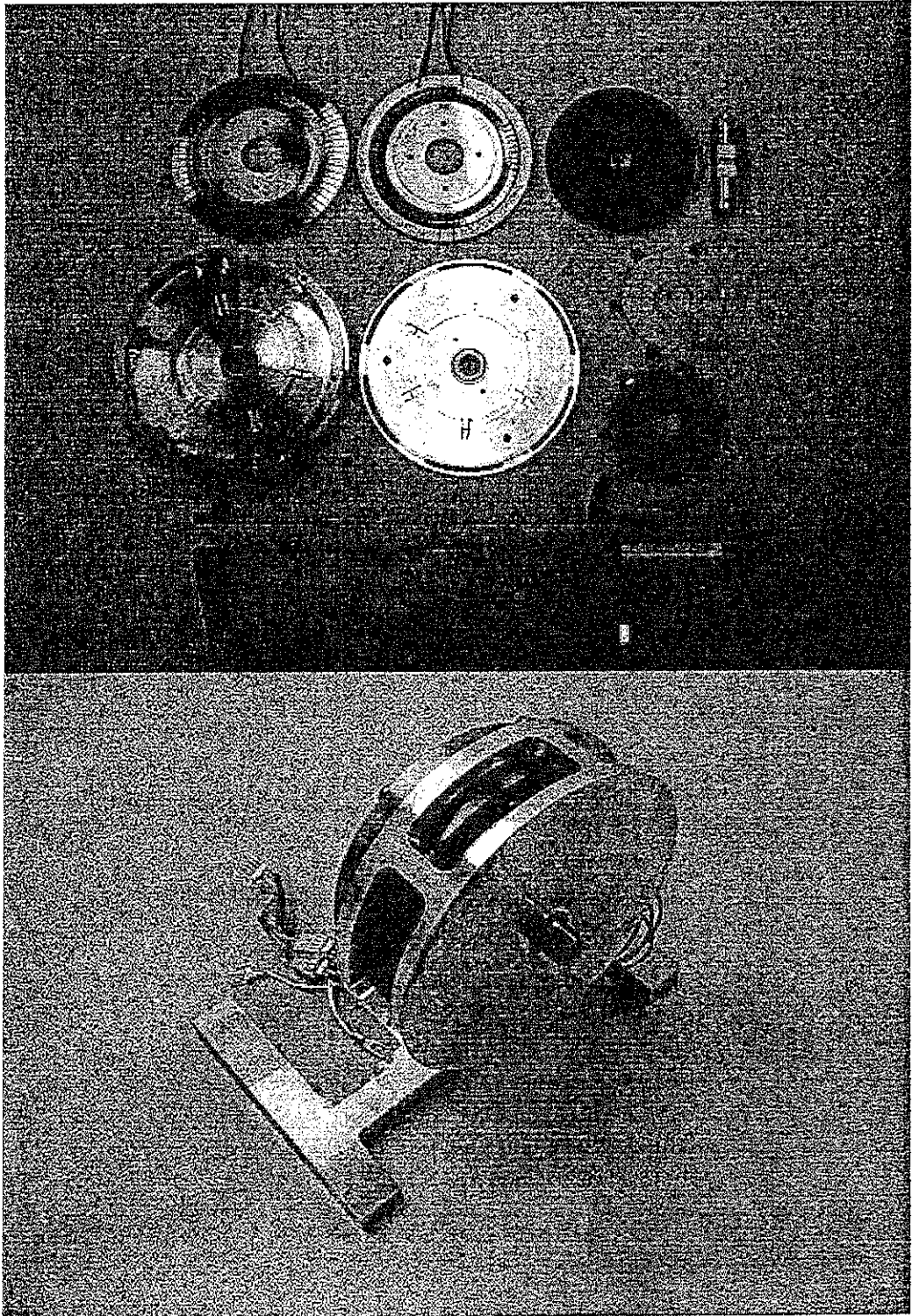


图 4.1 实验装置

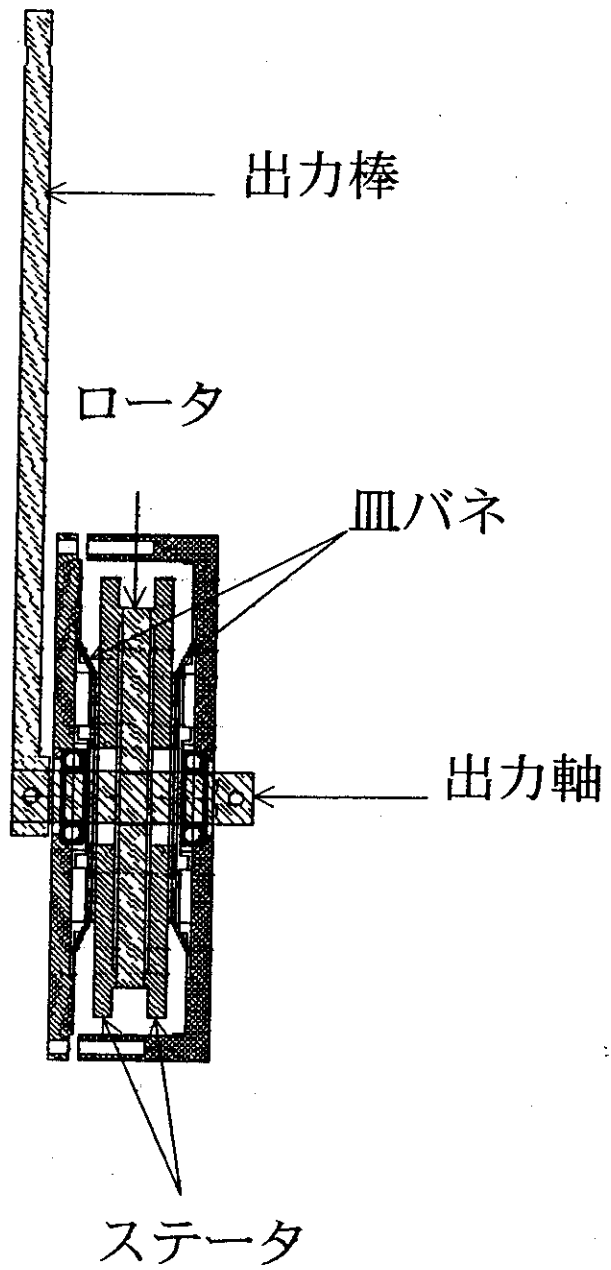


図 4.2 モータの内部構成

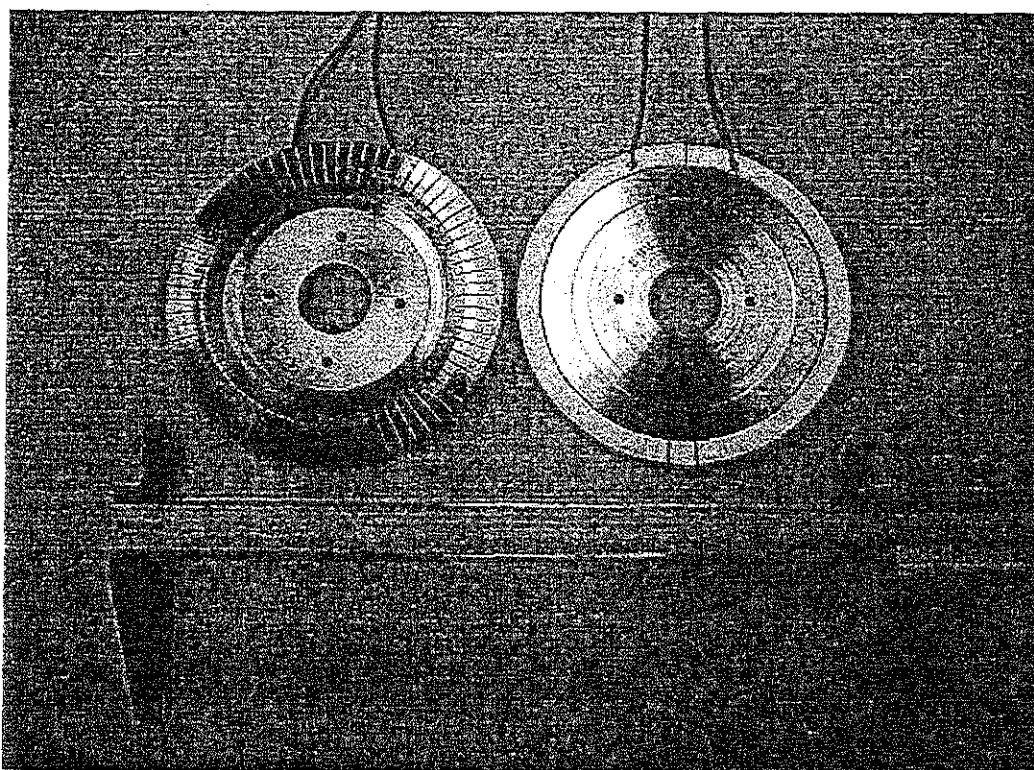
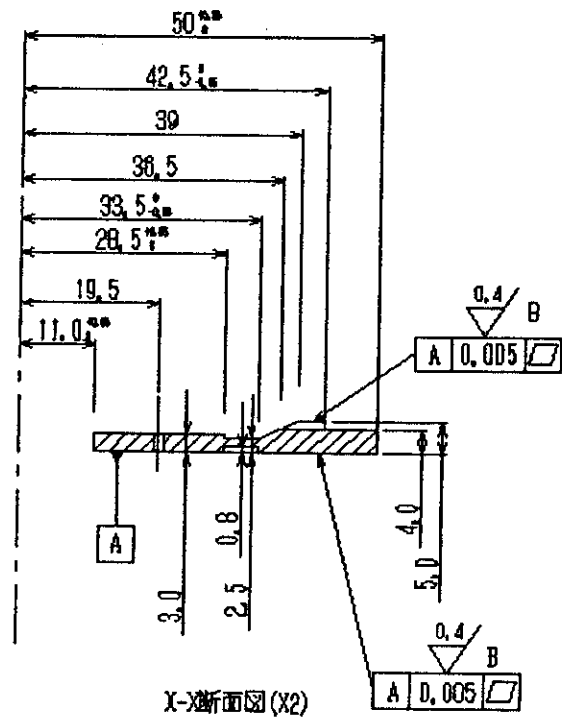
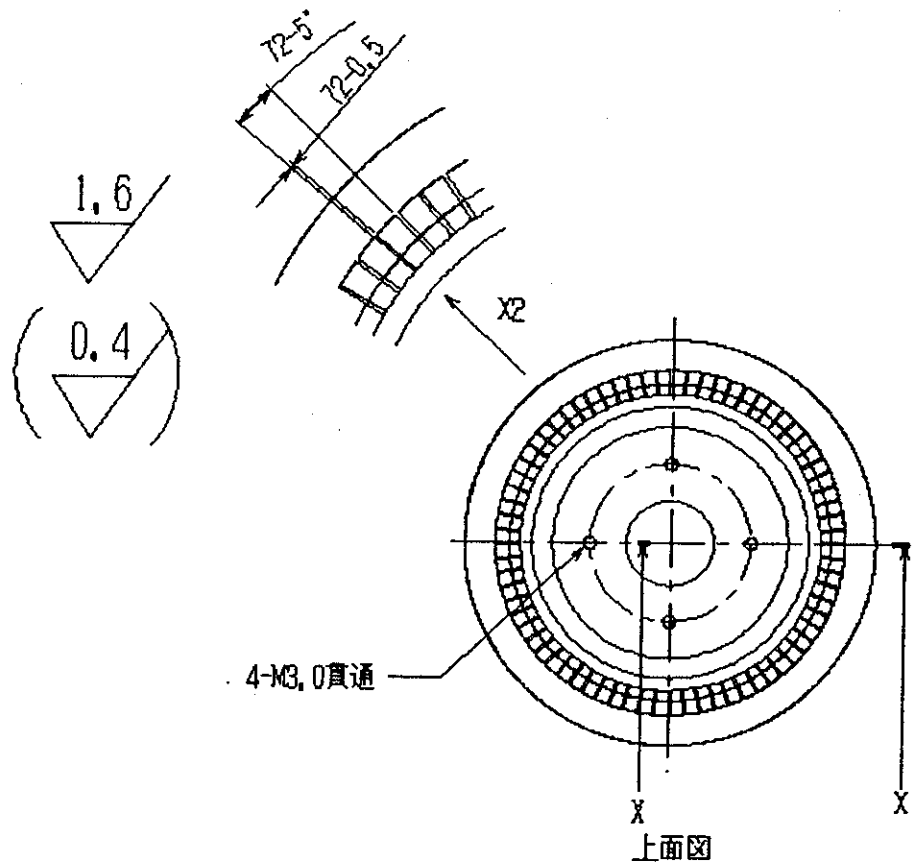


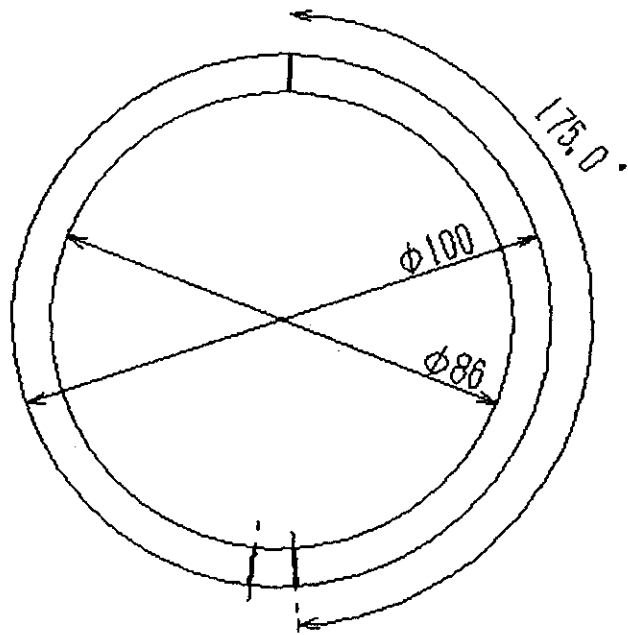
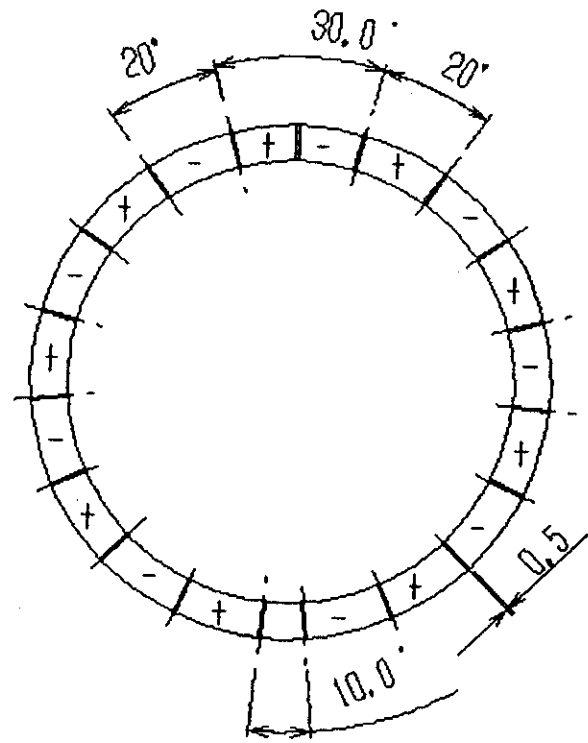
図 4.3 実験に使用したステータ



注1) B面ニバリ・切削痕ノナキコト

注2) 指示無キ直角コーナハイト面取りノコト

図 4.4 実験に使用したステータの設計図



注：厚さ0.3[mm]

図 4.5 圧電素子の設計図

超音波モータ駆動システム

実験に使用する超音波モータ駆動システムを図 4.6 に示す。

超音波モータの位置 $\theta(k)$ をロータリーエンコーダにより検出し、指令位置角との誤差 $e(k)$ の情報を用いて制御入力を計算する。計算された入力を GP-IB を通して波形発生器に入力し、発生器の位相及び周波数を調整し超音波モータの制御を行う。

コンピュータ内の計算アルゴリズムは、C++言語を用いた。

またロータリーエンコーダの分解能は 512[P/R]であるが、カウンタボードのカウンタ入力入力逓倍を 4 倍に設定したことで 2048[P/R]の分解能を実現し、0.176[deg./P]の位置角の分解能を実現できる。

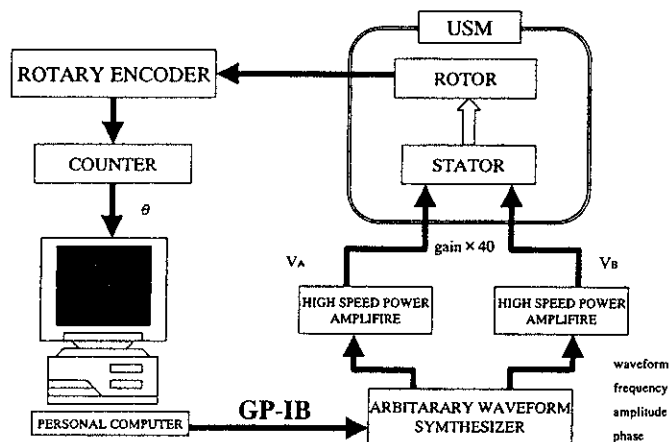


図 4.6 USM 制御機械系構成図