

## コントローラ

コントローラとして、PC (Personal Computer) を用いた。PC には Interface 社製の DIO ボード及び D/A, A/D 変換ボードを搭載している。その仕様を表 1.6 に示す。

表 1.6 コントローラ仕様

処理部	中央演算処理装置	Intel Pentium II hoge MHz
	メモリ	SDRAM 128MB
デジタル入出力	製造元	Interface
	形式	PCI-2793
	入力点数	16
	出力点数	16
アナログ入出力	製造元	Interface
	形式	PCI-3523A
	A/D 入力点数	12
	A/D 入力レンジ	±10[V]
	D/A 出力点数	4
	D/A 出力レンジ	±10[V]

## モータドライバ

ドライバは、ダブル技研製の USMD48K-3Q を用いた。このドライバには、フィードバック電圧と VCO ( ) による周波数追従制御機能が組み込まれている。ドライバの外観を図 1.12, 図 1.13 に示す。今回は、図 1.14 のように回路の一部に手を加える事によって、周波数走査による最大 FB 電圧検出法を実現した。

交流信号である FB 電圧は、半波整流回路によって直流電圧に変換され、A コントローラへの入力信号となる。また、コントローラからの印加電圧周波数指令は、D/A 変換ボードから電圧として出力される。この電圧を VCO に印加すると、VCO は D/A 変換ボード出力電圧に比例した周波数のクロックを発生する。

このクロックを基準として、HC40103, HC193, HC279 が基準クロックの  $1/60$  の周波数を持つデューティ比  $1/6$  の信号を 1 ステータにつき 4 本出力する。この 4 本の信号の位相差は、 $0\text{deg}$ ,  $180\text{deg}$ ,  $\alpha\text{deg}$ ,  $\alpha+180\text{deg}$  となっており、位相角  $\alpha$  は 5bit のデジタル信号で与えられる。

この 4 本の信号を FET (Field Effect Transistor) にて増幅し、さらにトランスで昇圧することで、位相が  $\alpha$  ずれた 2 相の正弦波を生成する。

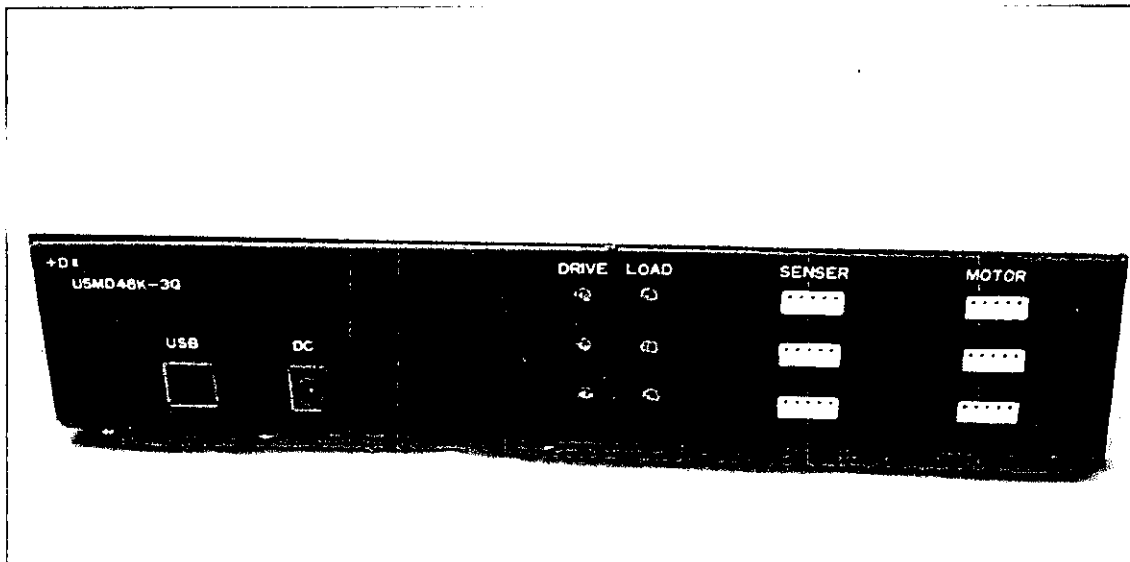


図 1.12 ダブル技研製ドライバ USMD48K-3Q 外観

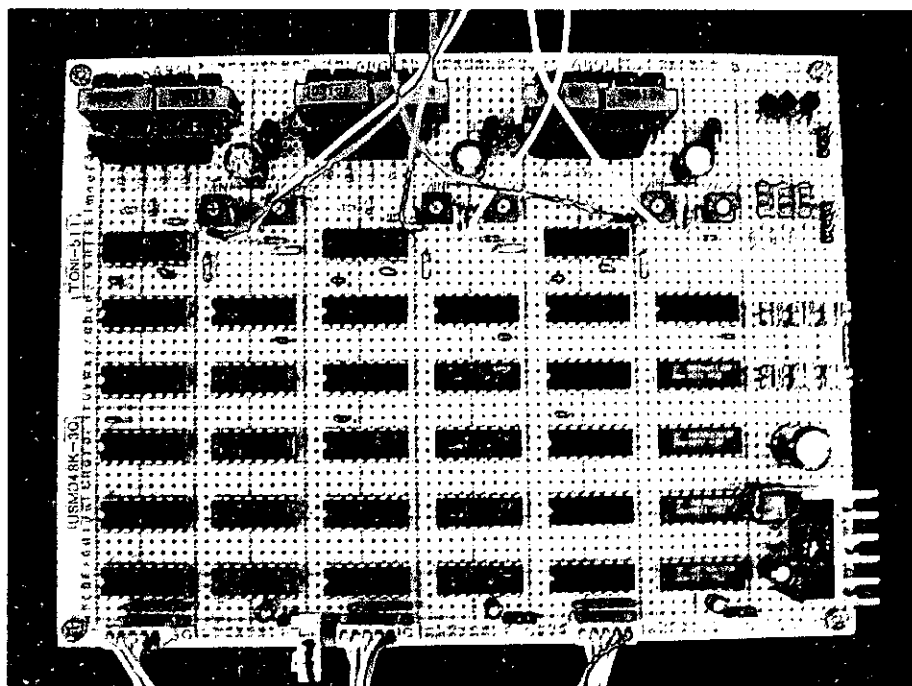
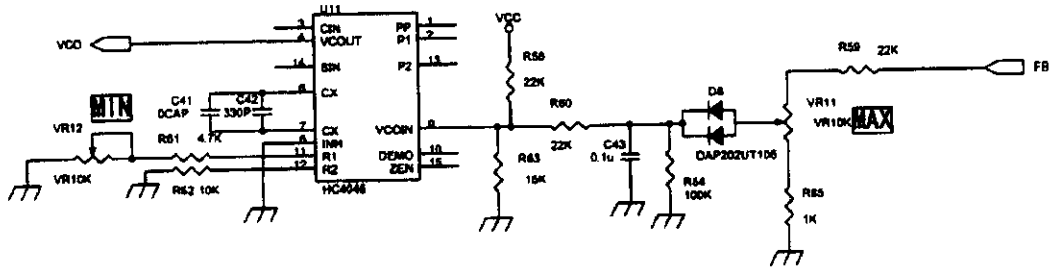
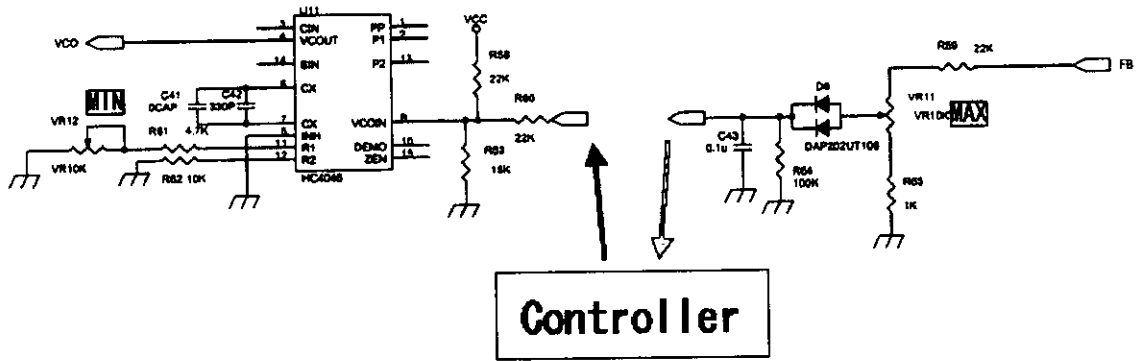


図 1.13 ドライバ回路



(a) FB 電圧と VCO による制御 (改造前)



(b) 周波数走査による最大 FB 電圧検出 (改造後)

図 1.14 ドライバ回路

# C. 研究結果

## 周波数走査範囲

ステータの共振周波数は、ステータ-ロータ間の押付け力やステータ温度により変動する。

ここで、本研究で用いる周波数走査による最大 FB 電圧検出法では、出力可能な印加電圧周波数がステータの共振周波数が取り得る周波数帯域をすべてカバーしていなければならない。しかしその一方、あまり広く周波数帯域を取りすぎると、目的とするモードと異なるモードで駆動してしまう危険性がある。則ち、目的とするモードの共振周波数が取り得る帯域を予め知っておく事が重要である。

温度と押付け力の関数として共振周波数が与えられれば、ステータの共振周波数が取り得る値を推定する事は容易である。しかし、ステータは圧電素子がヒステリシスをもつため、印加電圧周波数をあげている時と下げている時とでは共振周波数は異なり、単純に押付け力と温度の関数として求める事は不可能である。

そこで、ヒステリシスによる影響がなるべく大きく出るよう D/A 変換ボードの限界まで印加電圧周波数を変化させつつ、その FB 電圧が最大となる周波数を求め、押付け力と温度についてプロットを試みた。その結果を図 2.1 に示す。

この実験により、ヒステリシスや測定誤差により若干のバラツキはあるものの、共振周波数と押付け力、温度に強い相関がある事が分かった。この結果から、本研究で用いたステータの共振周波数が取り得る値は 47kHz~50kHz 程度であると考えられる。

図 2.2 に、本研究で用いたステータをインピーダンスアナライザで分析した結果を示す。この結果より、目的とするモードともっとも帯域が近いモードでも、10kHz 以上と十分周波数帯域が離れている事が分かる。

これらの事から、今回使用するステータでは 47kHz~50Hz 程度の印加電圧周波数を出力できれば必要十分である事が分かる。

なお、本研究では 1 種類のステータについてのみ周波数走査範囲の検討を行ったが、他の形状のステータについても同様の検討を行う事は容易である。また、一般に超音波モータのステータは、目的とするモードの周波数が他のモードと十分離れるよう設計するのが常であるため、意図しないモードで駆動してしまう可能性は低いものと考えられる。

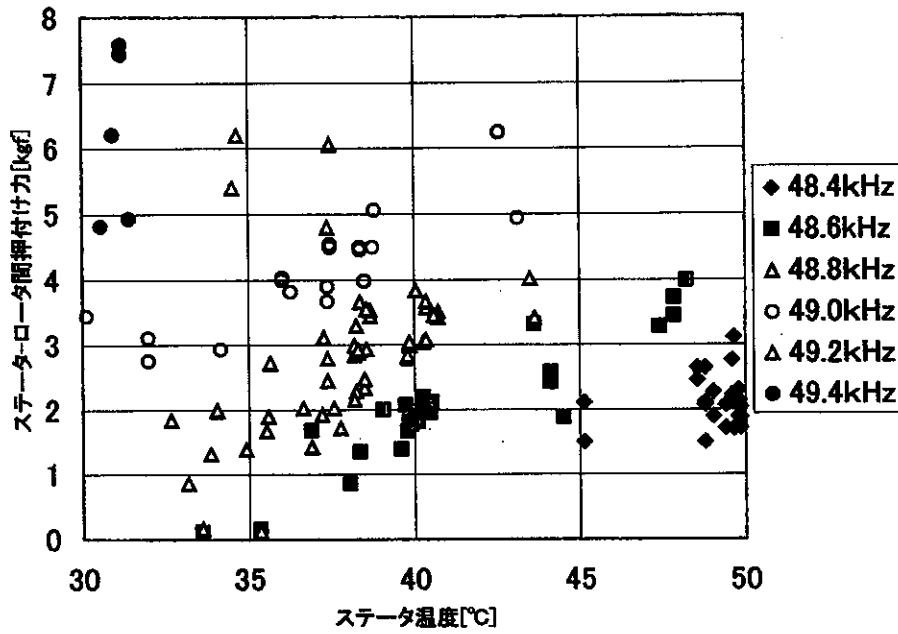


図 2.1 ステータ温度，押付け力と共振周波数

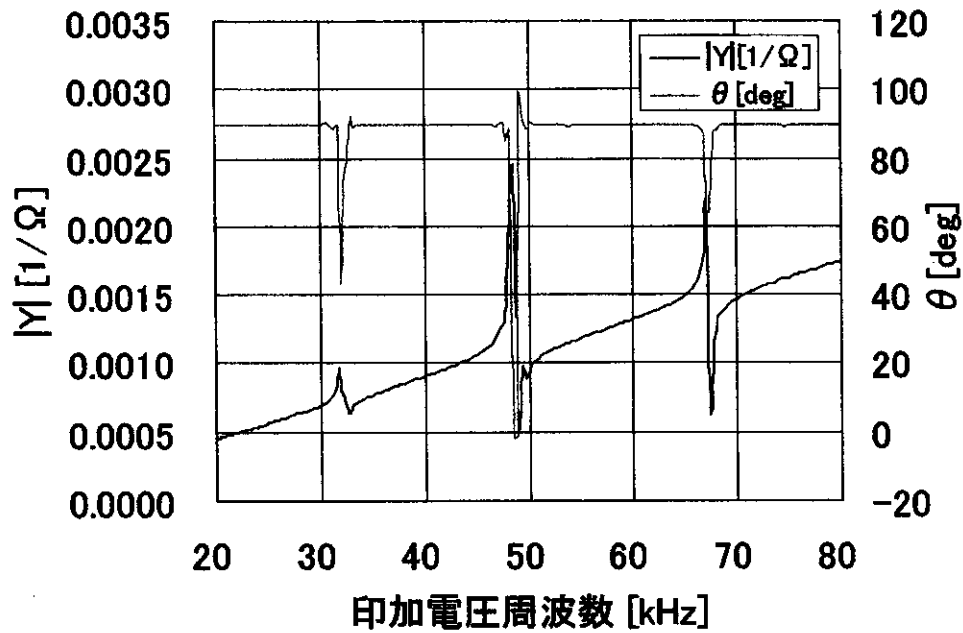


図 2.2 モータのアドミタンス（無負荷時）

## 電源投入時の自動周波数調整

従来の FB 電圧と VCO による制御法と異なり，原理的には駆動開始時の印加電圧周波数を設定する必要はない．しかし，共振周波数から大きく外れていると  $\Delta$ （フィードバック電圧）／ $\Delta$ （印加電圧周波数）の絶対値が非常に小さくなるので，好ましくない．そこで，電源投入時に印加電圧周波数をスイープさせ，FB 電圧が最大値をとる周波数を初期値として制御を行う．

また，期せずして印加電圧周波数が共振周波数を大きく外れてしまった時，速やかに共振周波数に復帰するためにも，このスイープを用いるのは有用であると考えられる．

スイープは可能な限り高速に行える事が理想であるが，あまり速く周波数を変化させるとステータの応答が間に合わず，共振周波数から大きく外れた周波数で FB 電圧が最大値を取ったかのようになってしまう恐れがある．

そこで，スイープの速さに対し，共振周波数から大きく外れる頻度を調べた．なお，共振周波数から大きく外れたかどうかの判断は，スイープ終了直後 FB 電圧が最大値を取った周波数で駆動し，十分な回転が得られているかどうかを主観的に判断した．

スイープ範囲は，前節で決定した周波数走査範囲を用いた．その結果，スイープ速さに因らず，常に共振周波数を得る事が出来た（図 2.3）．これは，A/D，D/A 変換器の応答がモータの応答に比べ非常に遅いためだと考えられる．参考として，無負荷のステータに電圧を印加した際の FB 電圧の応答を図 2.4 示す．ちなみに，現在の D/A 変換器で与える事が出来る周波数範囲全てを使って 40 kHz から 55 kHz までスイープをした所，共振周波数から大きくずれる事が何度かあつ



た。この事からも、前節で決定した周波数走査範囲の重要性が確認できる。

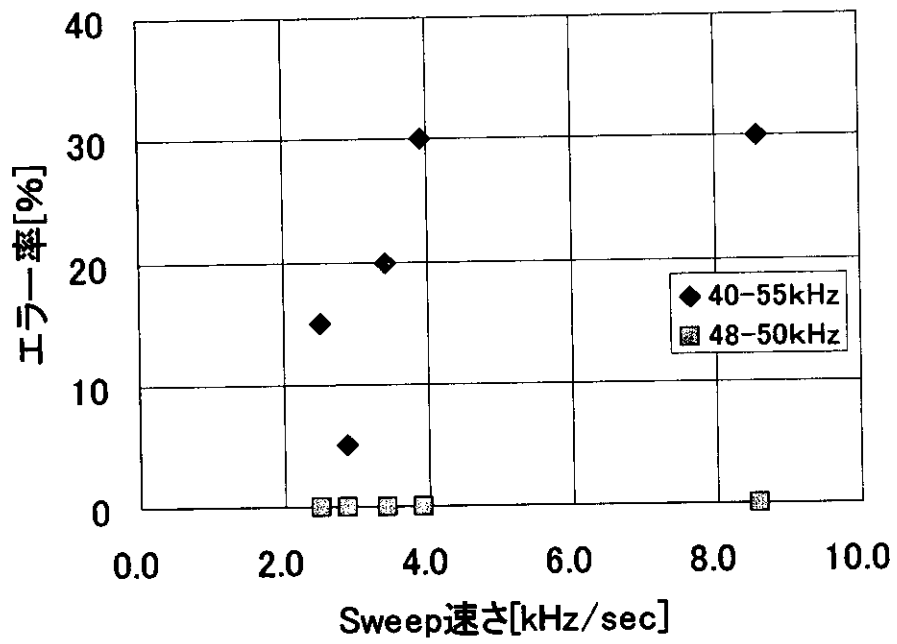


図 2.3 スイープ時の走査周波数帯域とエラー率

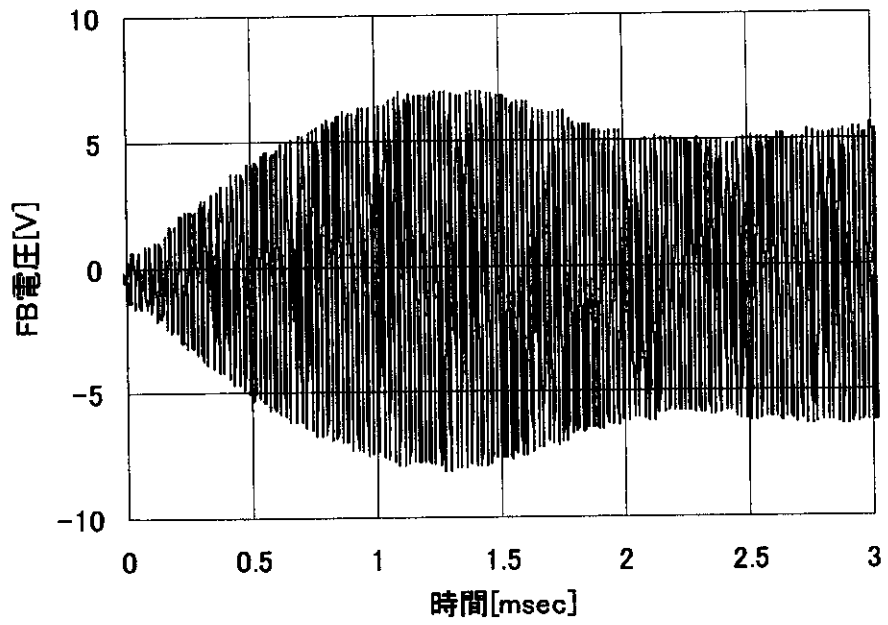


図 2.4 新生工業  $\phi 30$  ステータの応答

## 制御パラメータと共振周波数変化への追従性

### 制御パラメータ

追従制御を行うに当たって、コントローラで設定しているパラメータは2つある。

1つは、1制御当たりのA/D変換サンプリング数である。FB電圧をA/D変換器から入力する際、ノイズによる影響を緩和するために複数回サンプリングしその平均値を用いている。この回数を多くするほど高周波の影響が少なくなるが、1制御に要する時間が長くなる。

もう1つは、D/A変換の分解能である。これは、後にH8マイコンにコントローラを置き換える際に、D/A変換器の分解能がどの程度必要かを検討するために設けた。D/A変換器の分解能を上げると共振周波数付近で細かく周波数設定が行えるようになり、印加電圧周波数を共振周波数により近づけることが出来る。また、A/Dのノイズ等の影響で、共振周波数と逆の方へ印加電圧周波数が変化してしまっても、共振周波数から大きく外れてしまう確立は少なくなるという利点がある。その一方、分解能に対する制御の1周期が長い場合、共振周波数への追従速度が遅くなるという欠点もある。

## 追従性

ここでは、温度、押付けを変化させた際、印加電圧周波数が共振周波数に追従しているかどうかを評価する。

1軸トルク試験器では、押付け調整ボルトを固定しておくとし、長時間駆動しステータ温度が上昇するに従い熱膨張により押付け力が増加する。この事を利用し、ステータ温度、押付け力の長期的な変動に対する追従性を確認する事が出来る。

その結果を図 2.5 に示す。時間とともにステータ温度、押付け力は上昇し、ステータ温度がほぼ定常に至った所で押付け力も定常となっている。この時、フィードバック電圧は押付け力の増大により振動が抑えられ小さくなっているが、急激に落ち込む事もなくほぼ安定した値になっており、十分な追従が出来ていると考えられる。

また、押付け力をステップ的に変化させた際の印加電圧周波数の応答を図 2.6 に示す。周波数走査による最大 FB 電圧探索では、目標値である共振周波数が未知であるため、印加電圧周波数を共振点に近づくよう等ステップで変化させるしかないため、印加電圧周波数は共振周波数に向かって一次関数的に追従し、その傾きは制御周期と D/A 変換器 1bit 当たりの印加電圧周波数変化に反比例する。

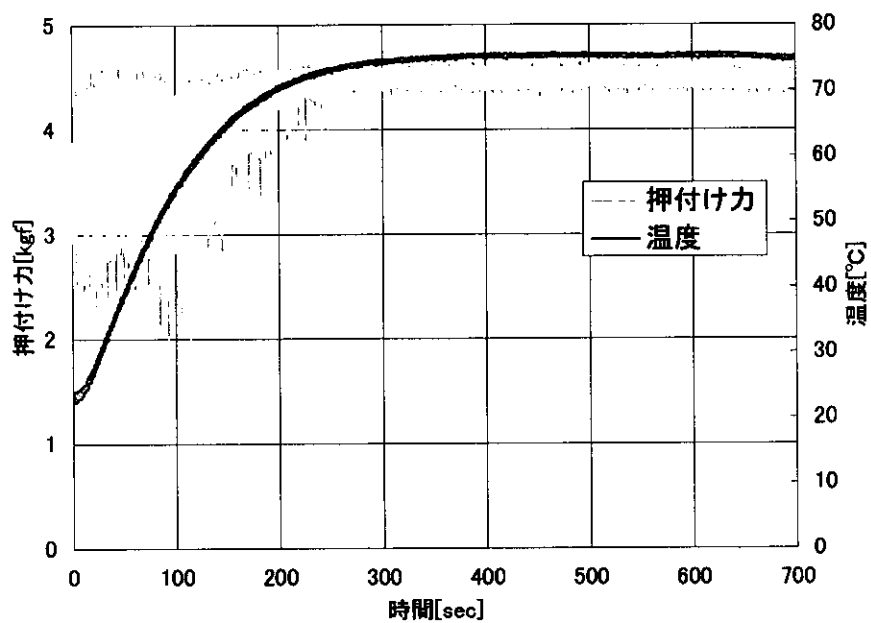
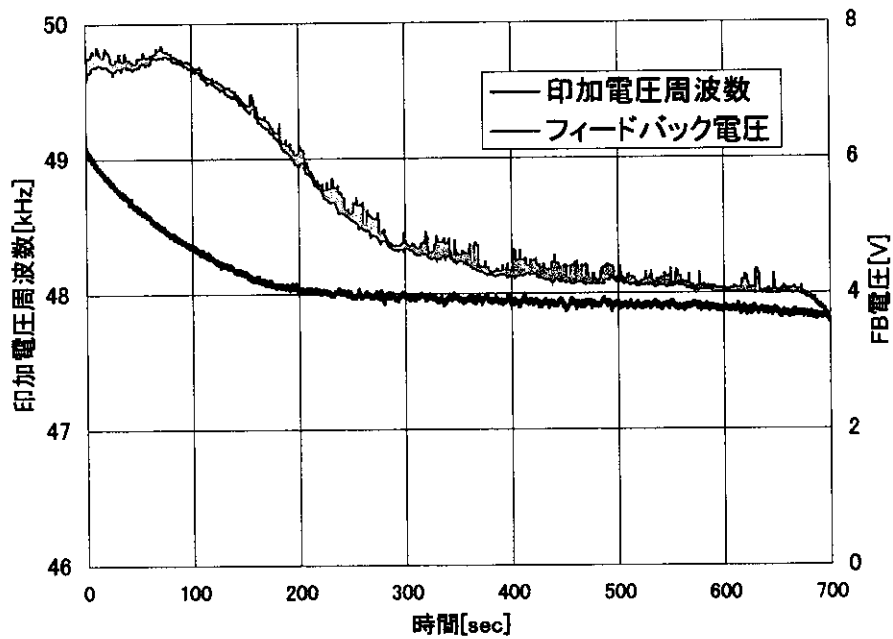


図 2.5 追従試験 (サンプリング数 100, A/D11bit)

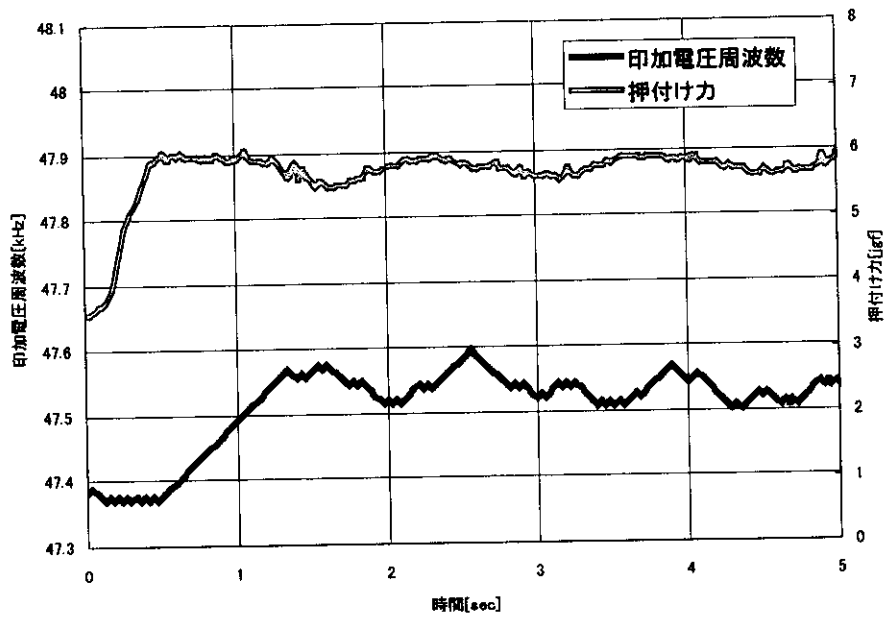


図 2.6 押付け力に対するステップ的応答

(サンプリング数 100, 制御周期 28msec, D/A11bit/10V)

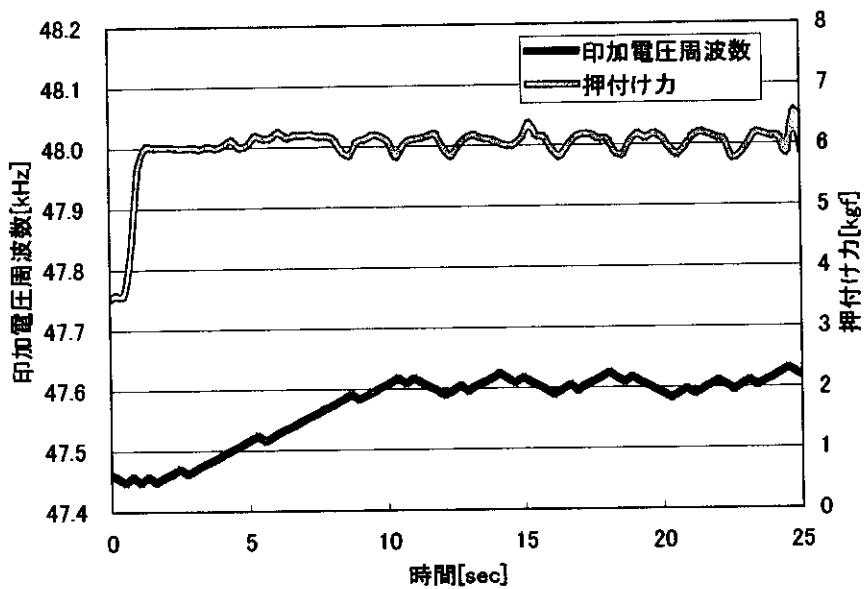


図 2.7 押付け力に対するステップ的応答

(サンプリング数 1000, 制御周期 280msec, D/A11bit/10V)

## 収束性

周波数走査による最大 FB 電圧検出では、印加電圧周波数を常に変化させながら FB 電圧の極大値を探索しているため、ある一定値に収束する事はない。共振周波数が変化せず、ヒステリシスの影響がないものと仮定すると、印加電圧周波数は共振周波数付近で D/A 変換器 2bit 分の周波数で収束するはずである。

しかし、これは印加電圧周波数が常に共振周波数に近づくように変化する理想的な状態での事である。実際は共振周波数から離れるように周波数が変化することがあり、その頻度が高い場合には印加電圧周波数は共振周波数によく収束せず、時には共振周波数を大きく外れてしまい速度むらの原因となる。

これらの主な原因は、A/D 変換器への入力信号のノイズなどによる測定誤差であると考えられ、1 制御について FB 電圧のサンプリングを複数回行いその平均値を取る事でローパスフィルタリングを行う事である程度解消出来る。しかし、1 制御当たりのサンプリング回数を多くし過ぎると、共振周波数への追従性が悪くなるので、適度なサンプリング回数を決定する必要がある。

そこで、ここではサンプリング回数をパラメータとして、ほぼ定常状態に達したモータについて印加電圧の収束性を調べた。その結果を図 2.8 に示す。この結果より、数 10 回程度のサンプリング回数以上は収束性にあまり効果はなく、追従性が犠牲になるだけであると考えられる。

FB 電圧が一定値で、測定値のばらつきがガウス分布に従うとすれば、サンプリング回数が多いほどその平均値はよく収束する筈である。しかし、実際はほぼ定常状態とはいえフィードバック電圧は制御の 1



周期よりも長い周期で変動しており，ある程度以上サンプリング回数を増やしても効果は得られないと考えられる。

なお，この適切なサンプリング数は回路やその周辺のノイズ源などの環境によって左右されるものである。従って，ここではサンプリング回数を増やすとある程度までは収束性が向上するが，多すぎても効果はないという定性的な評価にとどめておく。

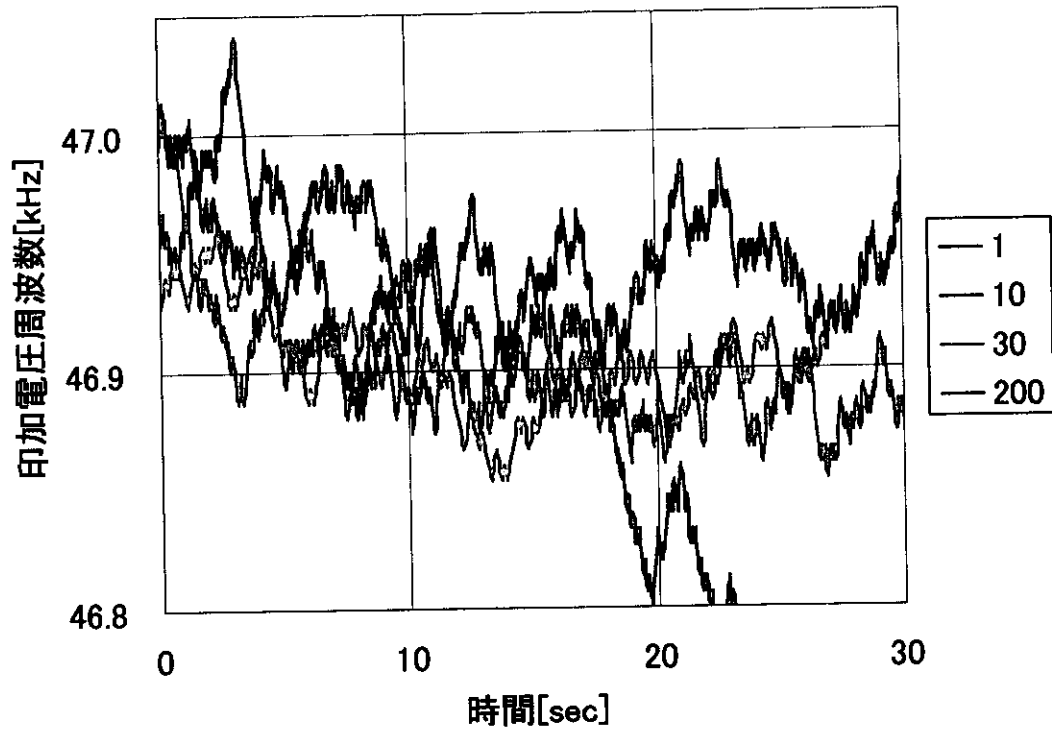


図 2.8 制御周期あたりのサンプリング数と収束性

## D. 考察

周波数走査による最大 FB 電圧検出による印加電圧周波数の共振周波数への追従性能を評価する上で、次の 2 つの点が重要であると考えられる。

- (1) 共振周波数によく収束するか
- (2) 共振周波数の短周期の変化に対しどこまで追従できるか

(1) は、理想的には D/A 変換器 2bit 分の周波数で収束するが、実際は A/D 変換器の値がばらつくためうまく収束しない。1 制御周期当たりの A/D 変換のサンプリング数を増やしローパスフィルタとする事である程度改善出来る。共振周波数への収束性を向上するには、D/A 変換器の分解能を上げ、サンプリング数を適度に増やす事が有効である。

(2) では、印加電圧の共振周波数への追従速度が重要である。追従速度は、D/A 変換器の分解能と制御周期に反比例する。制御周期は A/D 変換に要する時間が支配的であるため、1 制御周期当たりのサンプリング数に比例していると考えられる。

以上より、共振周波数への収束性と追従速度はトレードオフの関係にあると言え、コントローラのパラメータを設計する際には注意が必要である。

## E. 結論

本研究では，周波数走査による最大 FB 電圧検出を行う事で，印加電圧周波数の共振周波数への追従を行った。

その結果，長時間駆動する事時にトルク，回転数を以前より安定して出力できるようになり，その有用性が示された。また，コントローラのパラメータを検討し，より安定かつ高速な追従を行うための指針を示した。

また，印加電圧周波数を自動的に決定する事により，従来駆動する毎に行っていたドライバの調整が不要となり，利便性が向上した。

超音波モータの制御を行う上で従来ネックとなっていた長時間駆動での安定性の問題が今回の研究で解消されたのを受け，今後は更なる制御性能の向上に繋げることが出来る。