

平成 22 年度
卒業研究報告

研究題目

PC ベースのマルチチャンネル
ロックインアンプの開発

指導教員

由井 四海

著者

田村 優人

平成 22 年 3 月 10 日提出

独立行政法人国立高等専門学校機構

富山高等専門学校 専攻科 制御情報システム工学専攻

目次

1.	研究目的	1
2.	研究内容	2
2.1	デジタル信号処理	2
2.1.1	アナログシステムの PC ベースシステムへの集約	3
2.2	ロックインアンプ	4
2.2.1	ロックインアンプの原理	4
2.2.2	2 位相型ロックインアンプ	7
2.2.3	ロックインアンプの欠点	8
2.2.4	雑音に埋もれた信号の測定	9
2.3	アンチエリアシングフィルタ	10
2.3.1	エリアシング	10
2.3.2	アンチエリアシングフィルタの設計	11
2.4	デジタルフィルタ	13
2.4.1	直線位相特性	14
2.4.2	ロックインアンプに使用するフィルタ	15
2.4.3	FIR フィルタ	15
2.5	A/D コンバータ	19
3.	実験結果	21
3.1	正弦波の測定	22
3.2	雑音に埋もれた信号の測定	23
3.3	各チャンネルの振幅測定結果の相関関係	25
3.4	チャンネル間の位相差	26
4.	まとめと考察	27
5.	謝辞	28
6.	参照文献	28

1. 研究目的

複数の信号の振幅を同時に測定することの出来るマルチチャンネルロックインアンプは、材料の電圧・電流特性データを取得するためなど、物理学の広範囲で使われている。近年では、信号処理やデータ整理は PC 上で行うことが主流となっており、測定からデータの保存までを 1 つのシステムで行うことで、作業の円滑を図っている。

マルチチャンネルロックインアンプは国内の数社で市販されている。しかし、その多くが測定時の数値のモニタリングやデータ記録をするために別の媒体を必要とする。PC ベースでロックインアンプをソフトウェアとして構成することで、測定値のモニタリングやデータ記録のシステムを容易に組み込むことが出来る。また、計算部と使用する AD 変換器の入力ポートを選択するだけで容易にチャンネル数を増やすことが可能であり、システム全体のコンパクト化と省コスト化が図れる。特に、ある大きな測定システムの一部に新たにロックインアンプを組み込むとき、市販品と比べ小型である PC ベースのロックインアンプは有効である。

本研究では、PC ベースのマルチチャンネルロックインアンプの開発を目的とする。

2. 研究内容

2.1 デジタル信号処理

デジタル信号処理技術は、通信をはじめ、音響、音声、画像、計測、制御などの広い分野のシステムを実現する上で、重要な技術である。近年では、多くのシステムがアナログ信号処理からデジタル信号処理に移行しつつあり、これにはデジタル信号処理の以下のような長所があげられる。

長所

- ① デジタル信号処理では、計算機のプログラムとして表現できる処理は、原理的にどのようなものであっても実現可能である。よって、アナログ信号処理が得意としない非線形の処理や適応的な処理が容易に出来る。
- ② データを表現するためのビット長を増やすほど高精度化が実現できる。
- ③ 温度や湿度などによる変化や劣化をしないため、安定したデータを取りやすい。
- ④ 小型化、低電力化が実現できる。

しかし、完全にデジタル信号処理が優勢というわけではなく、以下のような欠点もある。

欠点

- ① アナログ信号をリアルタイムで処理する場合、1つの入力サンプルに対する処理は、基本的に次のサンプルが入力されるまでに完了されなければならない。そのため、あまり高い周波数の信号は扱えない。
- ② 簡単な処理を行う場合でも、デジタル処理を行う部分のほかに AD コンバータ、DA コンバータなどの周辺機器が必要となるため、小規模で単的な処理を行うシステムの場合、コストや回路規模などの面で不利になる。

2.1.1 アナログシステムの PC ベースシステムへの集約

システム全体を PC へ集約する長所・短所として、以下の点があげられる。

長所

- ① ユーザーの要望に合わせてカスタマイズが可能である。
- ② 計測したデータをその場で処理・解析することができる。
- ③ レポートを自動で作成し、解析結果を共有することができる。
- ④ 計測作業を自動化することで、使用者の作業時間が短縮できる。
- ⑤ ソフトウェアでシステムを構成することで、電子回路が必要ないため、その設計や部品のコストを削減することができる。

短所

- ① 動作が PC の処理速度に左右される。
- ② 他のアプリケーションから干渉を受ける可能性がある。
- ③ 計測に特化した PC を使用しているわけではないので、ハードウェアで構成したシステムでの測定と比べ精度は劣る。

図 2.1 に PC ベースのマルチチャンネルロックインアンプのシステム構成を示す。PC ベースのマルチチャンネルロックインアンプを開発する際、A/D コンバータとアンチエイリアシングフィルタのみハードウェアで構成し、信号の乗算、参照信号の生成、FIR フィルタなどはソフトウェアで構築する。

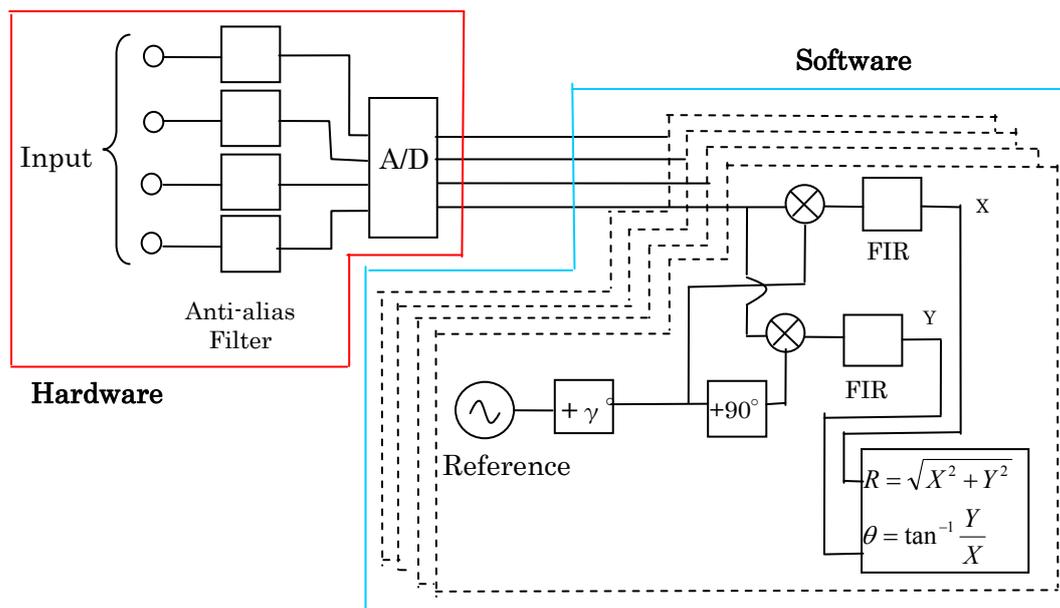


図 2.1 マルチチャンネルロックインアンプのシステム構成

2.2 ロックインアンプ

2.2.1 ロックインアンプの原理

ロックインアンプは、参照信号と同じ周波数を持つ測定信号の振幅と位相差を測定する。

その原理は、測定信号と参照信号を乗算した後、フィルタリングするというものである。

測定信号には、信号成分とノイズ成分が含まれる。信号成分を $A \sin \alpha$ 、ノイズ成分を $B \sin \beta$ とすると測定信号は (2.1) 式となる。ロックインアンプでは、信号成分の振幅 A を測定したいため、参照信号は $\sin \alpha$ とする。ノイズ成分は、(2.2) 式に示すように乗算後は交流分のみとなり、ローパスフィルタに通すことによってノイズ成分は除去される。一方、信号成分は、(2.2) 式に示すように乗算後は直流分と交流分に分けられる。これをローパスフィルタに通すことで直流分のみが得られる。この直流分より信号成分の振幅が求まる。

測定信号 $S = A \sin \alpha + B \sin \beta$ (2.1)

ノイズ成分 $B \sin \beta \times \sin \alpha = \frac{B}{2} \{ \cos(\beta - \alpha) - \cos(\beta + \alpha) \}$ (2.2)

信号成分 $A \sin \alpha \times \sin \alpha = \frac{A}{2} (1 - \cos 2\alpha)$ (2.3)

ロックインアンプには、参照信号を外部から取得する場合とロックインアンプ内部で生成する場合の2通りの使い方があり、図 2.2 に2通りの使い方を示す。図 2.2 (a) は参照信号を外部から取得する場合であり、図 2.2 (b) は内部で参照信号を生成する場合である。本研究では、システム全体のコンパクト化を考慮しているため、参照信号はロックインアンプ内で生成する方法を使用した。

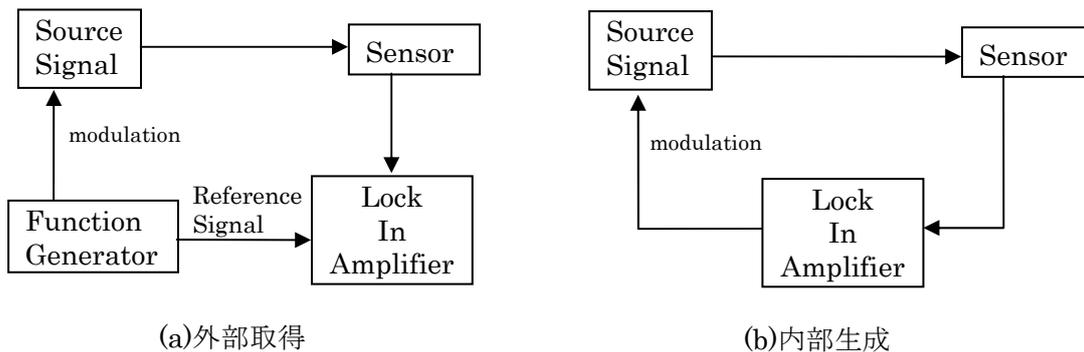


図 2.2 ロックインアンプにおける参照信号の扱い方

測定信号と参照信号との掛け算を1つだけ行うロックインアンプを1位相型ロックインアンプと呼ぶ。測定信号と参照信号との間に位相差があるときとないときでの乗算波形とローパスフィルタ通過後の結果を図 2.3 に示す。

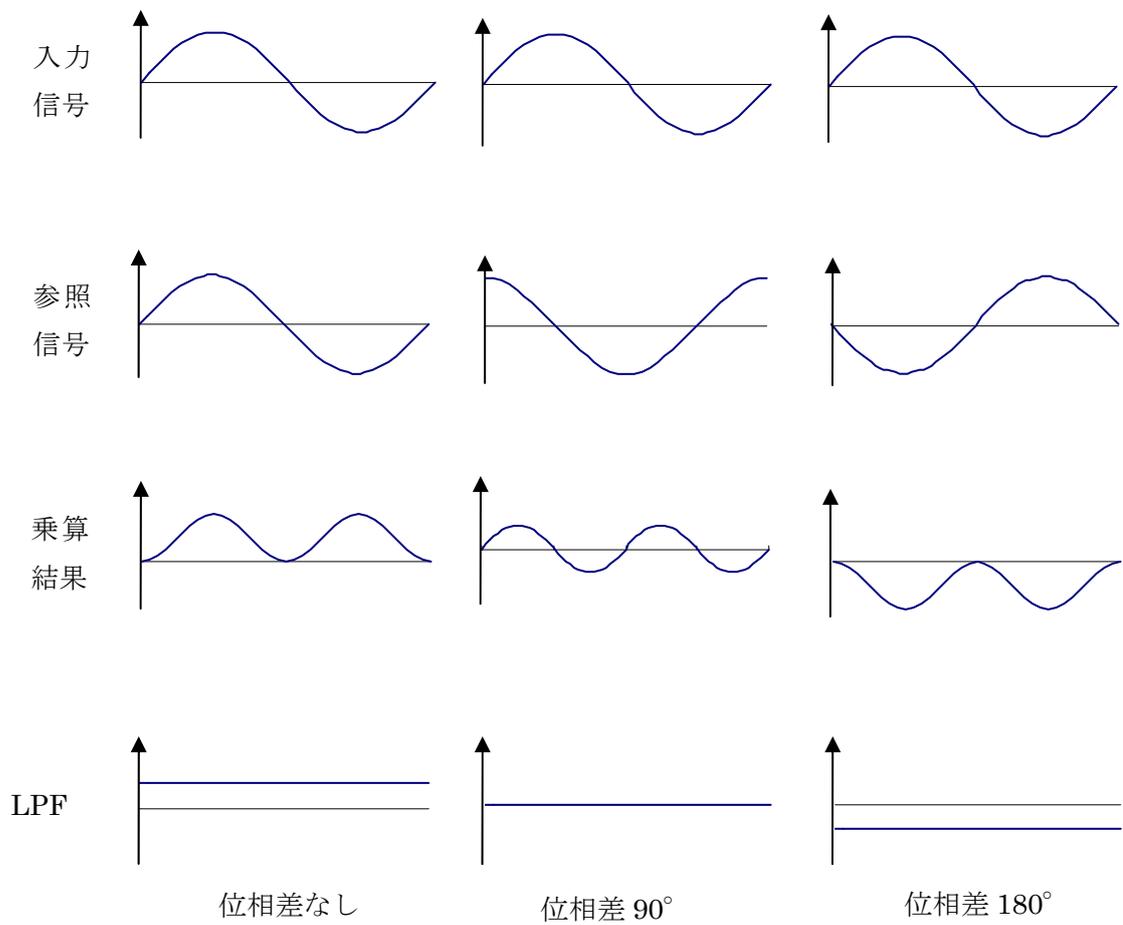


図 2.3 位相差による出力結果の変化

図 2.3 より、信号と参照信号との位相差が 0 度のときに振幅を正しく測定することができることがわかる。よって、1 位相型ロックインアンプでは位相差を 0 度にするために位相調節が必要となる。

2.2.2 2位相型ロックインアンプ

本研究では、位相調節を行わず、測定信号をベクトル成分に分解して計算することで振幅と位相差を求めることが出来る2位相型ロックインアンプを開発する。図2.4に2位相型ロックインアンプの概念を示す。入力信号は交流であり、ベクトルとして扱えるため、測定信号を 90° 位相差のある2つの参照信号でそれぞれ乗算すると、図2.5のように入力信号を直交するベクトル(X、Y)に分解することができる。この2成分を(2.4)式、(2.5)式のように計算することで、測定信号の振幅、測定信号と参照信号との位相差を求めることが出来る。

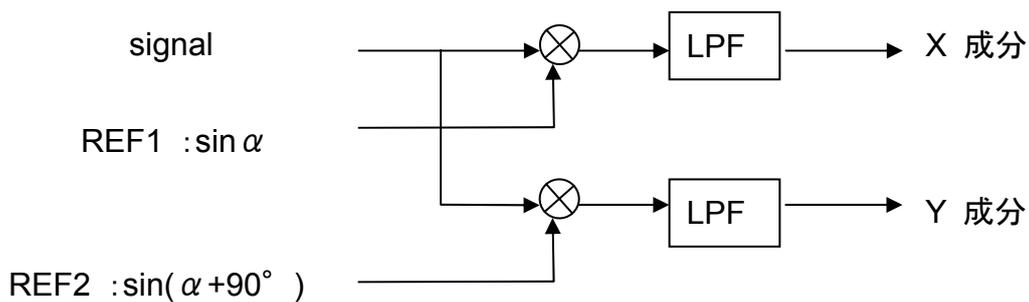


図 2.4 2位相ロックインアンプ

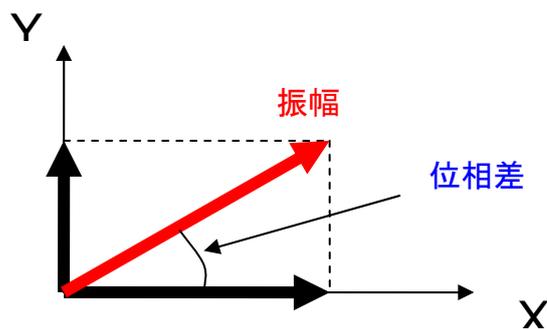


図 2.5 ベクトル成分

$$\text{振幅} \quad V = \sqrt{X^2 + Y^2} \quad (2.4)$$

$$\text{位相差} \quad \theta = \tan^{-1} \frac{Y}{X} \quad (2.5)$$

2.2.3 ロックインアンプの欠点

ロックインアンプの欠点として、測定のリアルタイム性が悪いという点があげられる。ロックインアンプの出力は、入力波形を内部で演算後、フィルタに通すことで得られるため、フィルタの時定数が影響する。フィルタを通過する信号が実際に測定したい振幅値に収束するまで、フィルタの時定数の約 5 倍の時間がかかることから、急激な振幅変化に追従できない場合がある。図 2.6 に急激な振幅変化をロックインアンプで測定したときの例を示す。図のように、入力波形の振幅が短い時間間隔で変化したとき、測定結果では本来の振幅を測定できない。追従するためには、時定数の短いフィルタを設計することがあげられるが、その場合ノイズなどの影響が大きく出るようになるため、用途に合わせて時定数を選択しなければならない。

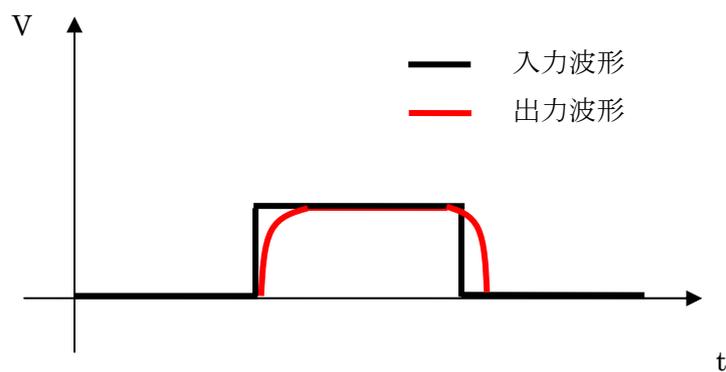


図 2.6 ロックインアンプの応答性

2.2.4 雑音に埋もれた信号の測定

ロックインアンプは、雑音を取り除くための帯域幅が極めて狭いバンドパスフィルタとして機能するため、雑音に埋もれた信号を測定することが可能である。

雑音が一様にあり、雑音を取り除いて信号だけを取り出したい場合、フィルタで雑音を減衰させる。一般的に雑音は広帯域に分布しているため、測定したい信号の周波数だけを通すバンドパスフィルタを利用し、信号と周波数の異なる雑音を除去する。しかし、バンドパスフィルタの帯域幅を十分に狭くすることは困難である。ロックインアンプは、測定信号を直流に周波数変換することで、バンドパスフィルタの代わりに、容易に帯域幅を狭くすることができるローパスフィルタを使うことができる。

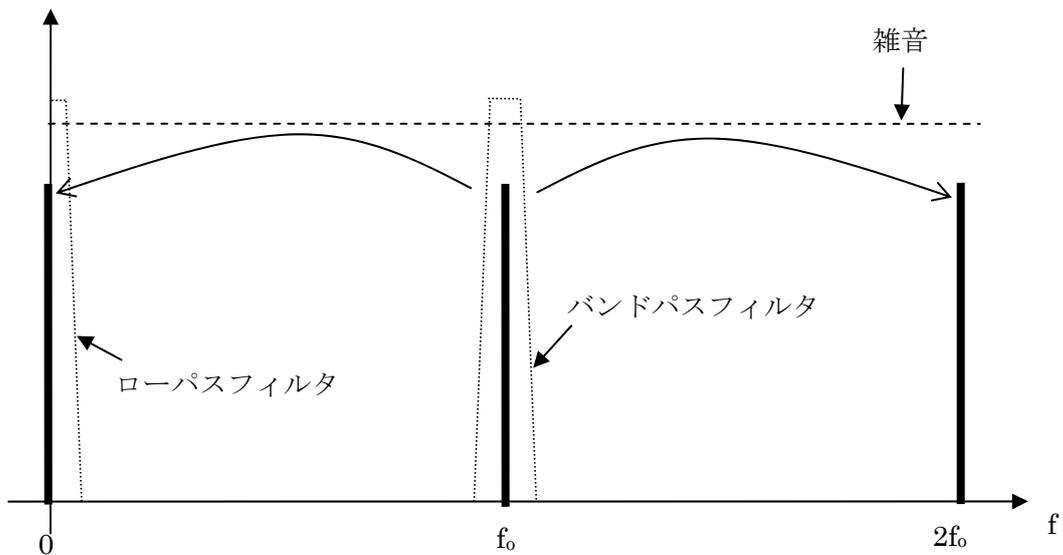


図 2.7 周波数変換

2.3 アンチエイリアシングフィルタ

2.3.1 エリアシング

A/D コンバータで信号をサンプリングする際、A/D コンバータのサンプリングレートの半分（ナイキスト周波数）より高い周波数の信号を入力すると、エイリアシングが生じる。エイリアシングとは、サンプリングした点から波形を再現できない現象である。

図 2.8 にエイリアシングの例を示す。100Hz の信号を 500Hz のサンプリングレートでサンプリングすると、100Hz の信号を完全に再現することができるが、140Hz のサンプリングレートでサンプリングすると、40Hz の信号として再現される。この現象を防ぐため、A/D コンバータの前にローパスフィルタを設置する。

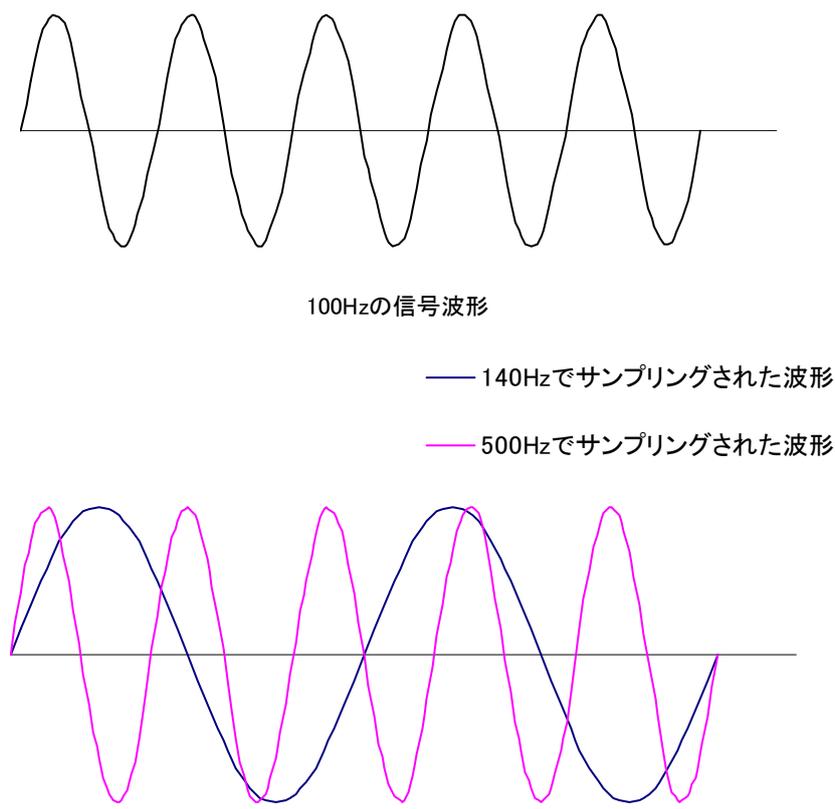


図 2.8 エリアシング

2.3.2 アンチエイリアシングフィルタの設計

今回使用するデータ集録 (DAQ) デバイス (NI USB-6251) の最大サンプリングレートは 1.25MS/s であり、8 チャンネルのマルチチャンネルロックインアンプを想定し、1 チャンネルに割り当てられるサンプリングレートは 150kS/s となる。よって、アンチエイリアシングフィルタのカットオフ周波数は 75kHz 以下が必要となる。また、ナイキスト周波数で使用する A/D コンバータの最小分解能以下に減衰する必要がある。この DAQ デバイスの分解能は 16bit であり、アンチエイリアシングフィルタはナイキスト周波数で入力信号が $20\log(1/216) = 96\text{dB}$ 減衰するフィルタが必要である。しかし、1 つのフィルタで分解能以下まで減衰させようとすると、扱える信号の帯域が非常に狭くなってしまうため、本研究では、75kHz で減衰比が -32dB となるフィルタを 3 つ直列に接続することで、75kHz のとき減衰比が -96dB となるようにした。図 2.9 に設計したアンチエイリアシングフィルタを示す。また、図 2.10 に製作したアンチエイリアシングフィルタの周波数特性を示す。図より、75kHz のとき減衰比 -96dB となることがわかる。

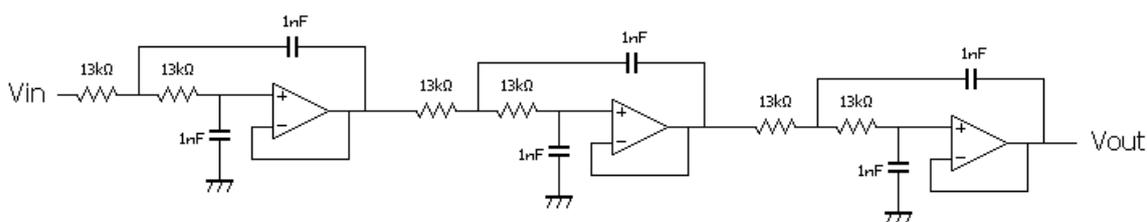


図 2.9 設計したアンチエイリアシングフィルタ

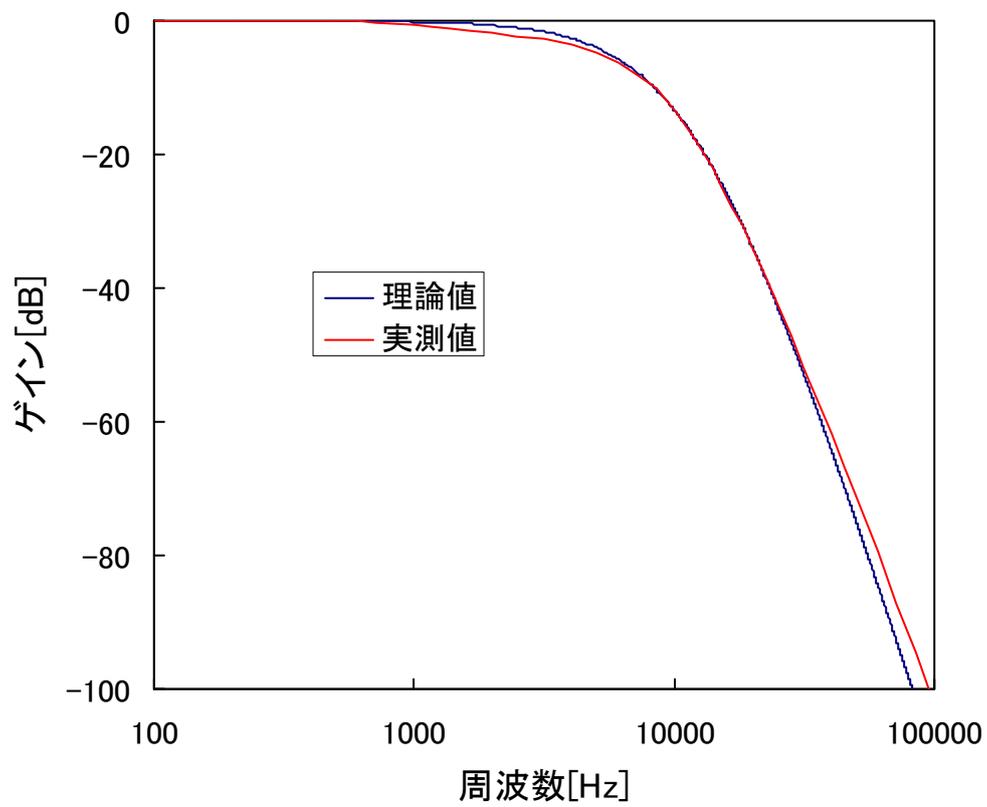


図 2.10 アンチエイリアシングフィルタの周波数特性

2.4 デジタルフィルタ

デジタルフィルタは、アナログ信号を量子化・標本化して A/D 変換された信号をデジタル信号処理によって働くフィルタである。デジタルフィルタには、FIR (finite impulse response) フィルタと IIR (infinite impulse response) フィルタの2つがある。表 2.1 に FIR フィルタと IIR フィルタの特性の比較を示す。

表 2.1 FIR フィルタと IIR フィルタの比較

	FIR フィルタ	IIR フィルタ
インパルス応答の継続時間	有限	無限
差分方程式	$y[n] = \sum_{m=0}^M h_m x[n-m]$	$y[n] = \sum_{m=1}^M a_m y[n-m] + \sum_{k=0}^K b_k x[n-k]$
伝達関数	$H(z) = \sum_{m=0}^M h_m z^{-m}$	$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^K b_k z^{-k}}{1 - \sum_{m=0}^M a_m z^{-m}}$
構成方法	非再帰形(まれに再帰形)	再帰形
安定性	常に安定(非再帰形の場合)	伝達関数の極が z 平面の単位円内に存在するときのみ安定
直線位相特性の実現性	完全に正確なものが可能	不可能(近似は可能)
演算誤差の影響	あまり大きく現れない	大きく現れる場合がある
急峻な遮断特性の実現	高次のフィルタが必要	比較的低次のフィルタで十分

差分方程式で両者を比較すると、**IIR** フィルタは現在の出力信号を計算するために過去のデータをフィードバックして計算する。**FIR** フィルタは、通常非再帰形で構成し、その場合は必ず安定となる。一方、**IIR** フィルタは、その伝達関数の極が z 平面の単位円の内側に存在する場合のみ安定となり、それ以外では不安定となる。また、完全に正確な直線位相特性を実現できるのは **FIR** フィルタのみであり、**IIR** フィルタでは近似は可能なものの、完全に正確な直線位相特性を実現することはできない。次に演算誤差の影響を比較すると、**IIR** フィルタは **FIR** フィルタに比べて影響が大きく現れる場合がある。その大きな原因は、**IIR** フィルタの場合フィードバックがあるため、過去の演算誤差の影響が蓄積されることにある。急峻な遮断特性を実現する際には、**IIR** フィルタのほうが有利となる。**FIR** フィルタで同程度の急峻な遮断特性を得ようとする、**IIR** フィルタで必要な次数より、1桁高い次数が必要となる。

2.4.1 直線位相特性

入出力の位相差が周波数に比例する特性を直線位相特性と呼ぶ。直線位相特性を持つフィルタは、位相ひずみを発生しないという優れた性質がある。直線位相特性を持つ場合、位相差を除くと入力波形と出力波形は一致するが、直線位相特性を持たない場合、出力信号は入力信号に一致せずに位相ひずみを生じる。

2.4.2 ロックインアンプに使用するフィルタ

ロックインアンプは、入力信号と参照信号の乗算によって変換された、0Hz（直流分）の信号から振幅を得るため、フィルタにはローパスフィルタを用いる。また、フィルタの特性として、出力がひずまないことと出力が安定することが望まれる。

本研究では、直線位相特性を持ち入出力がひずまず、また、非再帰形で構成することで必ず安定となる FIR フィルタによってローパスフィルタを構築する。

2.4.3 FIR フィルタ

FIR フィルタには、移動平均とフーリエ級数による設計方法がある。フーリエ級数によって設計されたフィルタは、移動平均のフィルタと比べ少ない次数で同等の特性を得ることができるが、リップルが生じる。本研究では、測定精度を優先し、リップルのない移動平均法によってフィルタを設計した。

単純移動平均法は重みが均一である単純な平均であり、フィルタ係数は使用するデータ数の逆数である。図 2.11 に単純移動平均法の M 次の FIR フィルタを示す。M 次の FIR フィルタの伝達関数は (2.6) 式となる。

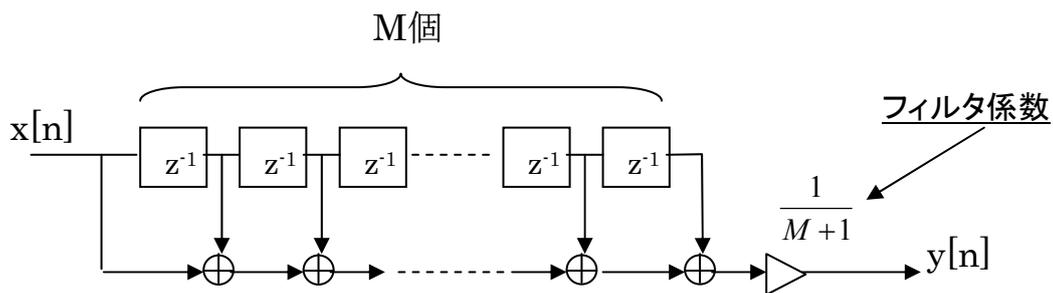


図 2.11 M 次の FIR フィルタ

$$\text{伝達関数 } H(z) = \frac{1}{M+1} \sum_{m=0}^M z^{-m} \quad (2.6)$$

次に、伝達関数から振幅特性（周波数特性）の式を導出する過程を示す。

$$\begin{aligned} H(z) &= \frac{1}{M+1} \sum_{m=0}^M z^{-m} \\ &= \frac{1}{M+1} \cdot \frac{1-z^{-(M+1)}}{1-z^{-1}} \\ z &= e^{j\omega T} \quad \text{とおく} \\ H(e^{j\omega T}) &= \frac{1}{M+1} \cdot \frac{1-e^{-j(M+1)\omega T}}{1-e^{-j\omega T}} \\ &= \frac{1}{M+1} \cdot \frac{1-\cos(M+1)\omega T + j \sin(M+1)\omega T}{1-\cos \omega T + j \sin \omega T} \\ |H(e^{j\omega T})| &= \frac{1}{M+1} \cdot \sqrt{\frac{\{1-\cos(M+1)\omega T\}^2 + \sin^2(M+1)\omega T}{(1-\cos \omega T)^2 + \sin^2 \omega T}} \\ &= \frac{1}{M+1} \cdot \sqrt{\frac{1-\cos(M+1)\omega T}{1-\cos \omega T}} \\ &= \frac{1}{M+1} \cdot \sqrt{\frac{1-\cos 2 \cdot \frac{(M+1)}{2} \omega T}{1-\cos 2 \cdot \frac{\omega T}{2}}} \\ \cos 2\theta &= 1-2\sin^2 \theta \quad \text{より} \\ &= \frac{1}{M+1} \cdot \sqrt{\frac{\sin^2 \frac{(M+1)}{2} \omega T}{\sin^2 \frac{\omega T}{2}}} \\ \text{振幅特性 } |H(\omega)| &= \frac{1}{M+1} \left| \frac{\sin \frac{M+1}{2} \omega T}{\sin \frac{\omega T}{2}} \right| \quad (2.7) \end{aligned}$$

となる。Mは遅延素子の数、Tはサンプリング周期[s]である。

上記の振幅特性の式では、カットオフ周波数はサンプル数とサンプリングレートによって変動する。本研究ではチャンネル数を変更する場合があるため、サンプリングレートも変わる場合がある。チャンネル数を変更後も、フィルタの特性（カットオフ周波数）は一定にしたいため、特定の周波数におけるサンプル数とサンプリングレートの関係を導出した。特定の周波数におけるサンプル数とサンプリングレートの関係を導出する方法を以下に示す。

(2.8) 式により、図 2.12 の特性が得られる。カットオフ周波数は、入力に対し出力が 3dB 減衰するときの周波数と定義される。入力を 1V とすると、3dB 減衰したときの電圧は約 0.707V となる。次に周波数を特定のカットオフ周波数 ω_c に固定すると次の式となる。

$$0.707 = \frac{1}{M+1} \left| \frac{\sin \frac{M+1}{2} \omega_c T}{\sin \frac{\omega_c T}{2}} \right| \quad (2.8)$$

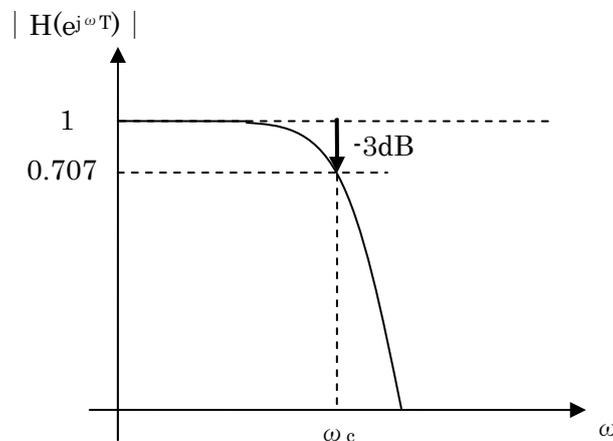


図 2.12 振幅特性

ここで、あるサンプリングレートを決定すると、その特定のカットオフ周波数を持つフィルタを実現するために必要なサンプル数を求めることができる。同様にいくつかのサンプリングレートでサンプル数を算出し、関係を導出することで、サンプリングレートを変更しても特性を維持できる。

以上の方法によって導出した特定のカットオフ周波数、サンプル数におけるサンプリングレートの関係を図 2.13 に示す。

また、ロックインアンプでは一般的にローパスフィルタの特性は時定数で表される。(2.9) 式に時定数とカットオフ周波数の相互関係を示す。τ は時定数、fc はカットオフ周波数である。時定数とは、ある定常状態から次の定常状態へ移行するまでの応答時間である。

図より、どの時定数においてもサンプル数とサンプリングレートは比例関係にあることがわかる。よって、この傾きとサンプリングレートより、特定のカットオフ周波数を実現するために必要なサンプル数を自動算出することが可能となり、カットオフ周波数を維持することができるようになる。

$$\tau = \frac{1}{2\pi f_c} \quad (2.9)$$

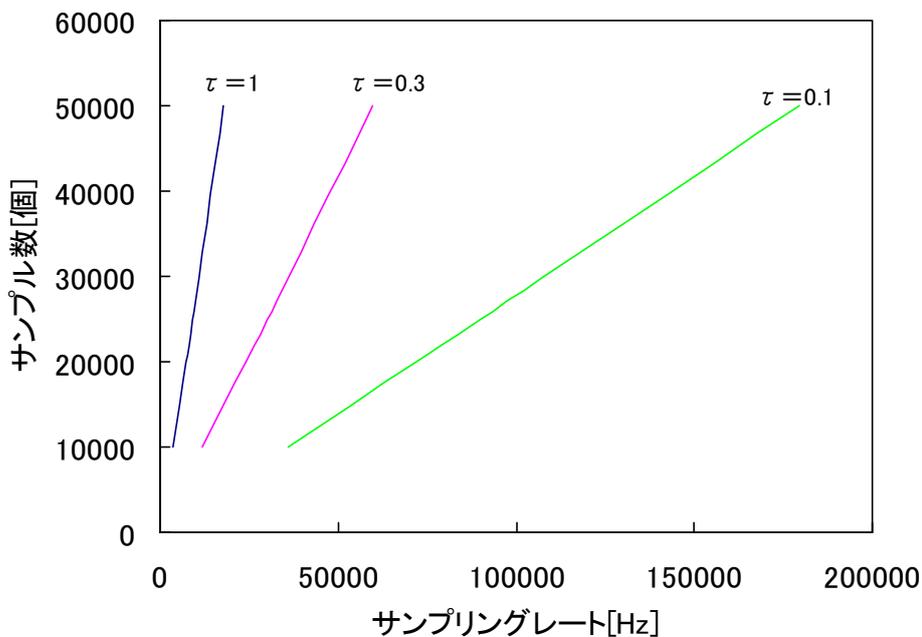


図 2.13 サンプル数とサンプリングレートの関係

表 2.2 サンプル数とサンプリングレートがなす直線の傾き

τ [s]	傾き
1	2.783
0.3	0.8351
0.1	0.2783

2.5 A/D コンバータ

電圧や電流などの物理量をデジタルデータとして記録する際、アナログ信号をデジタル信号に変換する AD コンバータとしてデータ集録 (DAQ) デバイスが用いられる。全チャンネルに同じ信号を入力したときのサンプリング概念を図 2.14 に示す。信号は 1ch → 2ch → … → 8ch → 1ch → … の順で 1 点ずつサンプリングされる。よって、2ch 以降で取得した波形は、1ch での取得波形と比べ開始点がずれるため、1ch との間に位相差が生じる。このように、1ch と 2ch 以降の間で位相差があることがわかっているため、その位相差を計算し、結果を補正する。

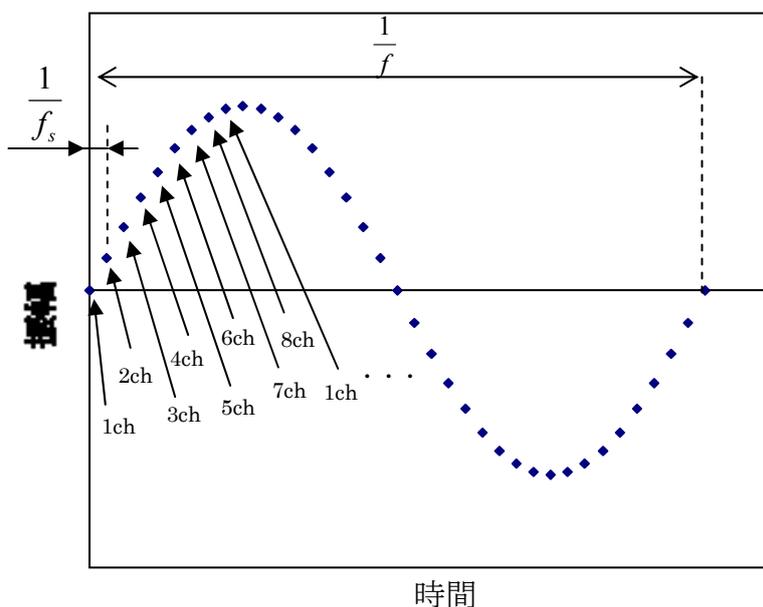


図 2.14 DAQ デバイスのサンプリング概念

補正值は、A/D コンバータ全体のサンプリングレート（8ch で各 ch のサンプリングレートが 150kHz なら 1.5MHz）と測定したい信号の周波数によって計算できる。f を測定したい信号の周波数[Hz]、fs を A/D コンバータのサンプリングレート[Hz]、n をチャンネルの番号、 θ をチャンネル間の位相差、 θ_n を 1ch との位相差とすると、

$$\frac{1}{f} : \frac{1}{f_s} = 360^\circ : \theta$$
$$\theta = 360^\circ \frac{f}{f_s}$$
$$\theta_n = 360^\circ (n-1) \frac{f}{f_s}$$

となる。

3. 実験結果

開発環境 LabView2009 により開発したソフトウェアの実行画面を図 3.1 に示す。初期設定項目では、DAQ デバイスのサンプリングレート、参照信号の位相・周波数、時定数を選択する。実行画面では、各チャンネルに入力された信号の x 成分、y 成分、振幅、位相差をモニタリングできる。また、任意のタイミングからのデータ記録が可能である。

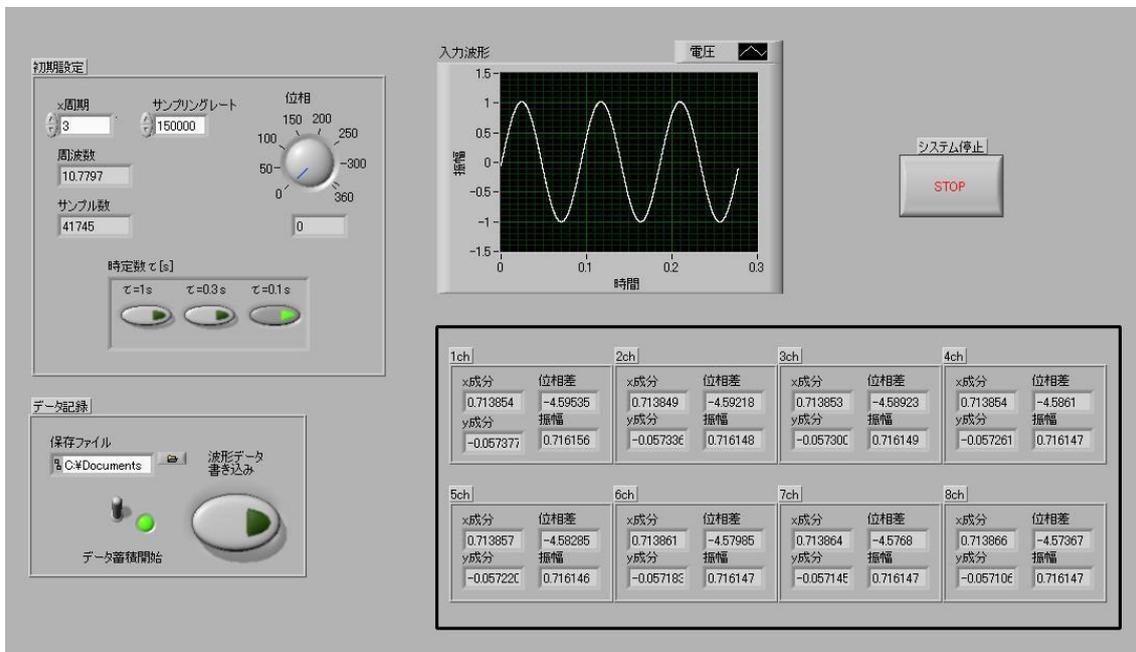


図 3.1 実行画面

3.1 正弦波の測定

ファンクションジェネレータを使用して、振幅 1V の正弦波信号を発生させロックインアンプによって測定した結果を図 3.2、3.3 に示す。図より、測定した値は数十 μV 程度で変動していることがわかり、**peak-peak** は両者とも $60\mu\text{Vpp}$ 程度であるが、 $\tau=0.1\text{s}$ のほうが変化が激しいことがわかる。

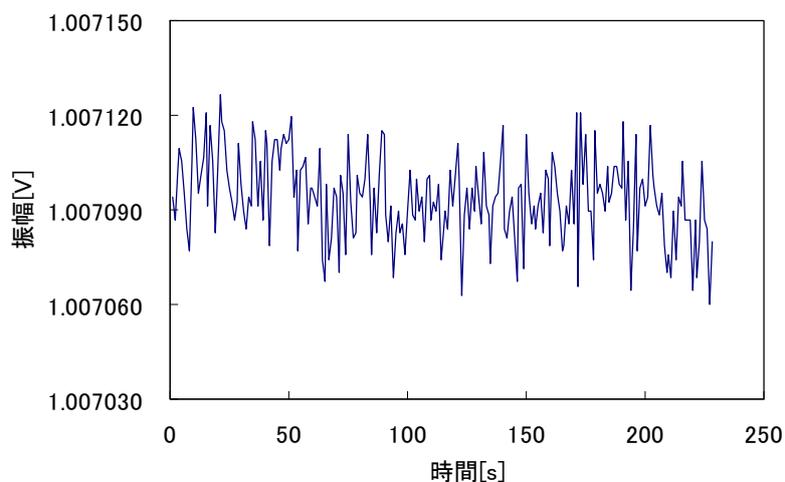


図 3.2 ロックインアンプを用いた正弦波の測定結果 ($\tau=0.1\text{s}$)

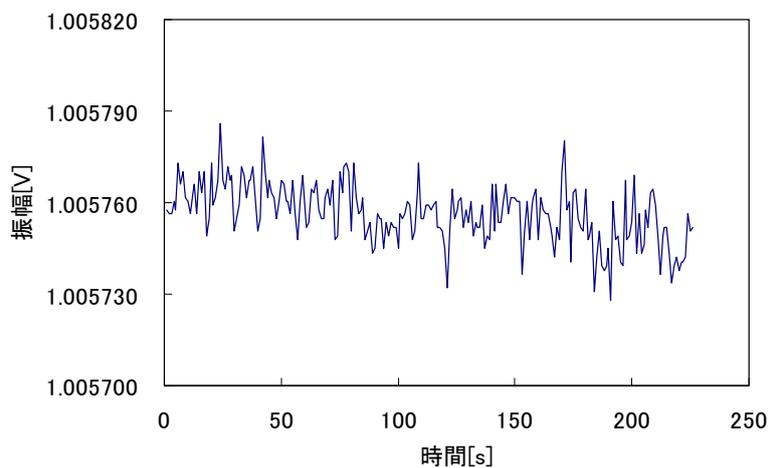


図 3.3 ロックインアンプを用いた正弦波の測定結果 ($\tau=0.3\text{s}$)

3.2 雑音に埋もれた信号の測定

信号（振幅 50mVpp、周波数 10Hz）を雑音（ホワイトノイズ、振幅 500mVpp）に加算した信号の測定を行った。時定数 $\tau = 0.1\text{s}$ 、 0.3s のとき、1ch での測定結果をそれぞれ図 3.4、3.5 に示す。測定には、本研究で開発したマルチチャンネルロックインアンプと市販のロックインアンプ（Stanford Research Systems 製 SR830）を用い、結果を比較した。図 3.4、図 3.5 を見ると、近い値を出力していることがわかる。また、測定時に信号の振幅を変化させ、同じタイミングで測定できるか確認した。各チャンネルでの測定結果を図 3.6 に示す。図 3.6 より、製品のロックインアンプと開発したロックインアンプは、同じ時間に振幅の変化を測定していることがわかる。

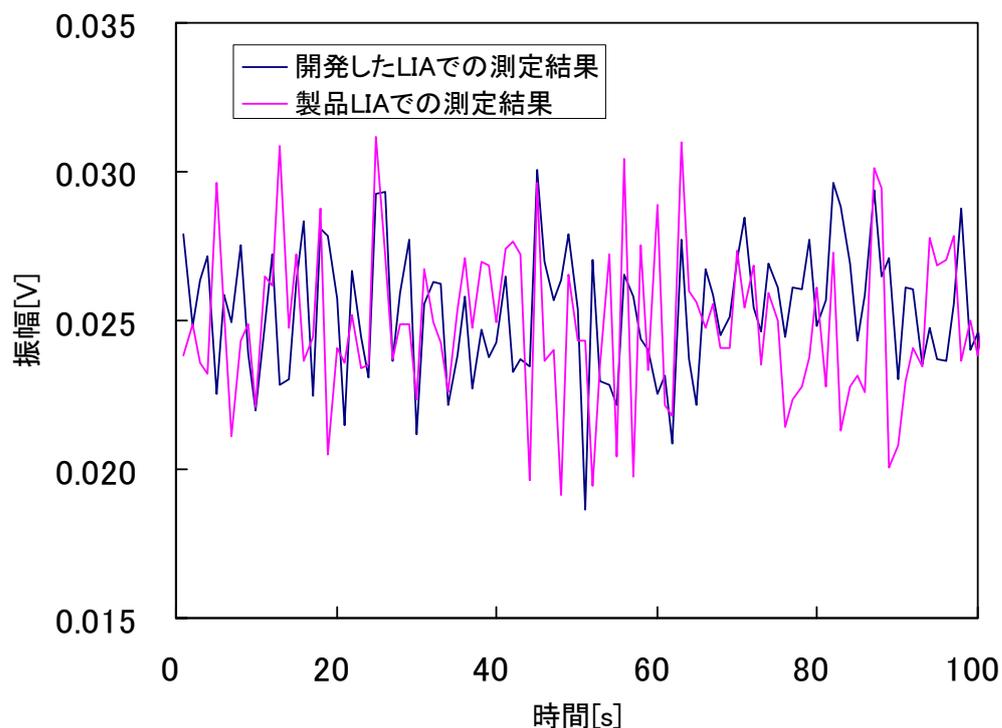


図 3.4 測定結果 ($\tau = 0.1$)

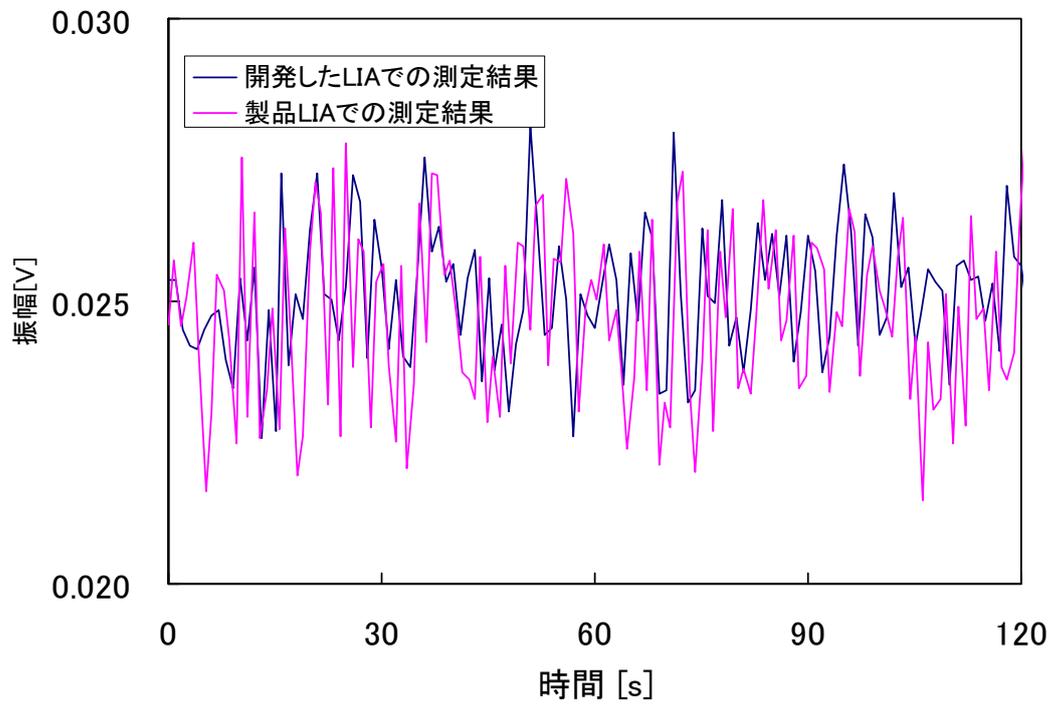


図 3.5 測定結果 ($\tau=0.3$)

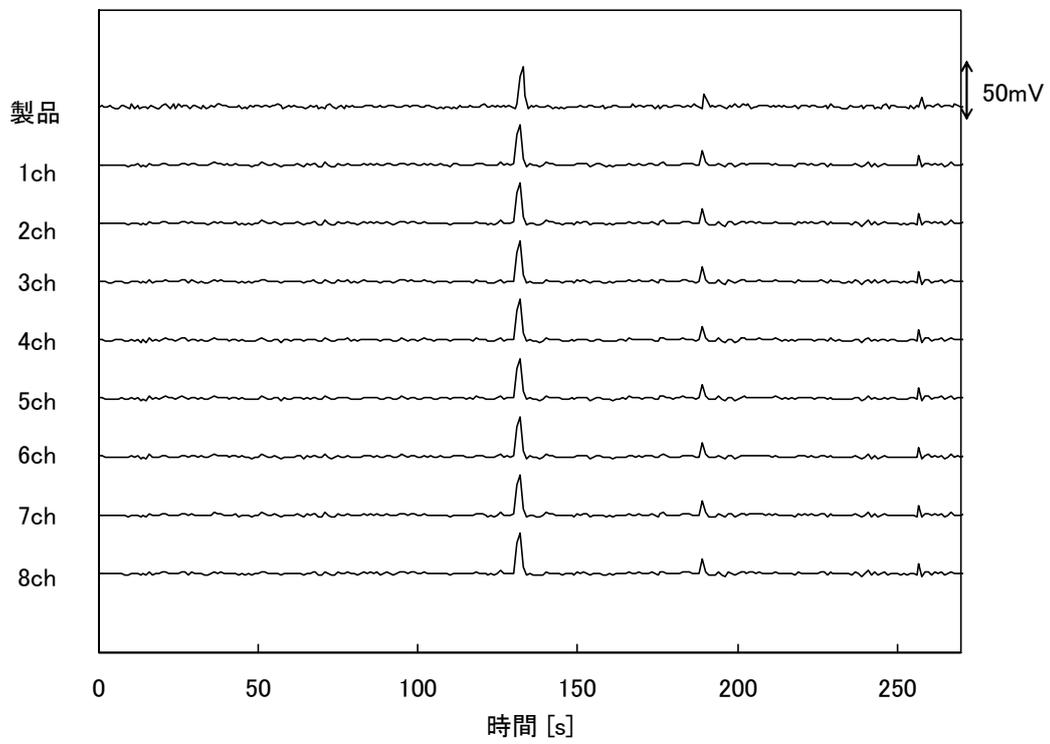


図 3.6 各チャンネルの測定結果

3.3 各チャンネルの振幅測定結果の相関関係

全チャンネルで同じ信号を測定したとき、1ch を基準として各チャンネルとの相関関係を調べた。図 3.7 に 1ch と 2ch の相関関係を示す。表 3.1 に各チャンネル間の相関係数を示す。表 3.1 より、どのチャンネル間も相関係数は 1 に近く、相関性が高いことを確認した。

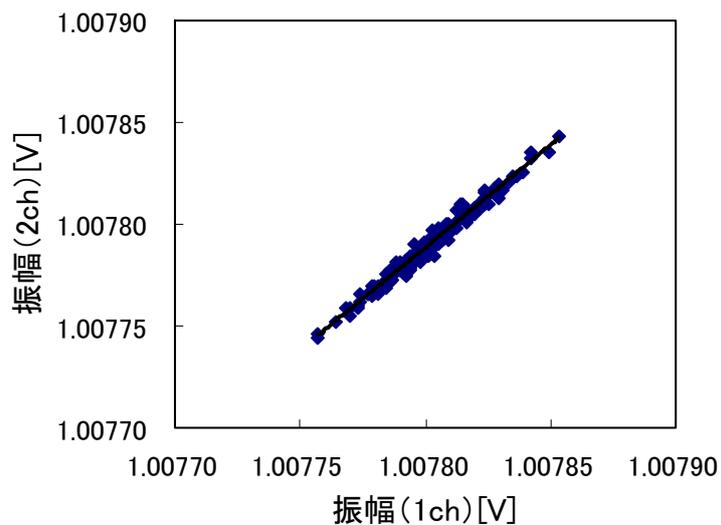


図 3.7 1ch と 2ch の相関関係

表 3.1 各チャンネル間の相関係数

	相関係数
1-2	0.9989
1-3	0.9987
1-4	0.9990
1-5	0.9988
1-6	0.9989
1-7	0.9987
1-8	0.9988

3.4 チャンネル間の位相差

2.5 で述べた各チャンネル間の位相差の測定を行った。図 3.7 に各チャンネル 150kHz でサンプリングしたときの 1ch との位相差を示す。理論値はサンプリング周期と点の間隔数から求め、実測値は開発したロックインアンプの測定結果より求めた。図 3.7 より、チャンネル数と位相差は比例関係にあることがわかる。この理論値を補正值としてシステムに組み込んだ。

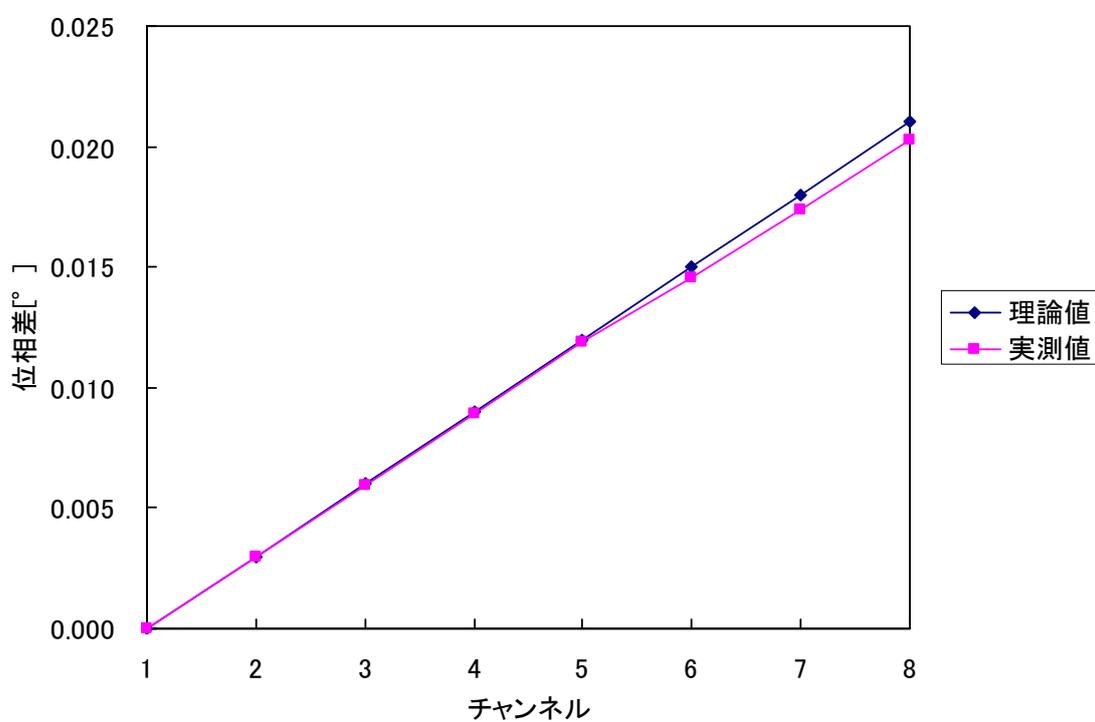


図 3.7 各チャンネル間における位相差

4. まとめと考察

8チャンネルのマルチチャンネルロックインアンプを開発した。ハードウェアでは、サンプリングする際に発生するエリアシングを防ぐため、ナイキスト周波数で-96dB減衰するアンチエリアシングフィルタを設計した。またソフトウェアでは、M次のFIRを用い、特定のカットオフ周波数におけるサンプル数とサンプリングレートの関係を示した。また、データ収集デバイスで多チャンネル同時に測定したときに発生する各チャンネル間の位相差を示した。開発したマルチチャンネルロックインアンプと市販のロックインアンプを用い、雑音に埋もれた信号の測定を行った。測定結果より、市販のロックインアンプと開発したマルチチャンネルロックインアンプでの測定値が一致することから、測定精度は高いと言える。また、各チャンネルの振幅測定結果の相関関係を示した。完全な同時測定ではないため測定値に差があるが、サンプリング周期を短く設定したことにより、各チャンネルで同等の波形を取得できたため、高い相関性が得られた。相関性を1にするためには同時サンプリング可能なDAQデバイスを使うことが挙げられるが高価であり、今回は省コスト化を考慮しているため使用しなかった。現段階では、各チャンネルに割り当てるサンプリングレートをさらに高く設定することが相関性を高くするために有効な手段と考える。

FIRフィルタのカットオフ周波数はAD変換時のサンプリングレートに依存する。よって、サンプリングレートを変更する場合が出てくる。そのため、今後はカットオフ周波数を可変することのできるアンチエリアシングフィルタの設計が必要となる。また、今回作成したアンチエリアシングフィルタは、数kHzから減衰するため測定できる帯域が狭い。入力信号の周波数を測定し、アンチエリアシングフィルタの伝達関数から減衰度を算出、入力信号を補正し減衰前の波形を再現することで、測定できる帯域を広くできると考えた。

5. 謝辞

本研究は平成 21 年 4 月から平成 23 年 3 月の約 2 年にわたり、卒業研究として、富山高等専門学校電子機器実験室（由井研究室）において行われました。まず、研究全般にわたって多くのご指導、助言を頂きました由井四海先生にお礼申し上げます。また、システムの構築方法や実験を行うにあたっての貴重なご意見を下さいました水本巖先生に心から謝辞を申し上げます。

6. 参考文献

[1]遠坂俊昭, 計測のためのフィルタ回路設計, CQ 出版社, 1998

[2] Darren Wenn., Implementing Digital Lock-In Amplifiers Using the dsPIC DSC, Microchip Technology Inc., 2007

[3]萩原将文, デジタル信号処理, 森北出版株式会社, 2001