

1	序論	1
1.1	はじめに	1
1.2	目的	1
1.3	概要	2
2	乗算器	3
2.1	周波数変換の原理	3
2.2	スイッチング乗算器	4
2.3	乗算 IC による乗算器	6
2.4	移相器	9
2.5	移相器を用いた乗算器	11
3	フィルタ部	13
3.1	フィルタの種類	13
3.2	ロックインアンプにおけるフィルタの選定	15
3.3	RC ローパスフィルタ	17
4	ノイズジェネレータ	20
4.1	ホワイトノイズ	20
4.2	ツェナーダイオード	21
4.3	ホワイトノイズジェネレータ	23
5	ロックインアンプ特性値	25
5.1	ダイナミックリザーブ	25
5.2	位相雑音	25
5.3	ロックインアンプパラメータ設計	25
6	ロックインアンプパラメータシミュレーション	27
6.1	AC アンプ利得導出	27
6.2	DC アンプ利得導出	27
6.3	出力シミュレーション	28
7	ロックインアンプの製作	31
7.1	移相器の製作	31
7.1.1	移相範囲	32
7.1.2	コンパレータによる方形波変換	32
7.1.3	ノイズ対策	32
7.2	ロックインアンプの製作	33
7.2.1	入力信号分圧回路	34
7.2.2	入力信号低雑音化用 RC ハイパスフィルタ	34
7.2.3	フィルタ用バッファアンプ	35
8	ロックインアンプ動作測定	36
8.1	位相特性	36
8.2	位相雑音測定	41
8.3	ロックインアンプ入出力特性	42
9	まとめ	43

9.1	まとめ.....	43
9.2	謝辞.....	44
10	付録.....	45
10.1	吸収分光法による気体測定.....	45
10.1.1	吸収スペクトル.....	45
10.1.2	吸収分光法.....	45
10.2	使用機器一覧.....	47

## 1 序論

### 1.1 はじめに

近年、地球環境は大きく変化している。温暖化、大気汚染、酸性雨、オゾン層の破壊など、気体による影響が大きく関与しているものが多い、その原因の大半は人の手によって生みだされている。自動車の排気ガス、エアコンや冷蔵庫内で使用され廃棄の際に大気中へ放出されるフロンガスなど、人の手により発生した気体が大気の成分構成を変化させ、これまで顕著に現れなかった自然現象を引き起こしている。大気の成分構成量を知るということは、これらの環境問題に対して数値化して捉えることができるということである。大気の構成を形成するためには、各気体の濃度が重要となる。これを計測する技術として様々な測定方法が用いられているが、本研究室では光による広域のリモートセンシング技術を主とし研究を行っている。リモートセンシングとは対象物に直接触れることなく測定を行う技術のことであり、対象物の非破壊検査や継続的変化の観測などに適した技術である。光のリモートセンシングでは発振された光の波長変化を観測することにより様々なデータが得られる。例えば気体に光を通すと、気体を持つ吸収スペクトルにより特有の波長変化が見られる。気体の吸収スペクトルは各気体により異なるため、この波長変化を解析することにより、その気体の種類や濃度などのデータを得ることができる。ただしこの気体による波長変化は微小であることが多く、外乱のノイズに埋もれてしまうことがある。そこでこのノイズ内より目的とする変化のみを捉える装置としてロックインアンプという計測器が必要となる。

### 1.2 目的

ノイズ内に存在する微小変化を捉えるため、ロックインアンプを製作し、その動作原理、使用方法、動作特性を調べ、微量気体の測定に適した専用のロックインアンプ製作を行う。そして、リモートセンシング技術の概要や、計測に用いられる使用機器構成についても理解を深めることを目的とする。

### 1.3 概要

ロックインアンプとは周波数変換の技術を利用した測定装置である。図 1-1 にその概要を示す。その基本回路構成は乗算部とフィルタ部に分けられる。乗算部では参照信号と測定信号との乗算演算を行う。参照信号とは目標とする出力と同じ周波数成分を持つ信号である。乗算した出力は交流分と直流分の和となる。乗算出力をフィルタに通すことにより、交流分をカットできるため、目標とする信号を直流として取り出すことが可能となる。以上がロックインアンプの基本原理である。本研究では各回路の特性を取り最終的に各回路を組み合わせ、性能評価を行った。また気体の変調分光では比較的低い周波数を用いられることが多いため、今回はサンプル周波数として 1kHz の正弦波を用いて各回路の特性試験を行った。

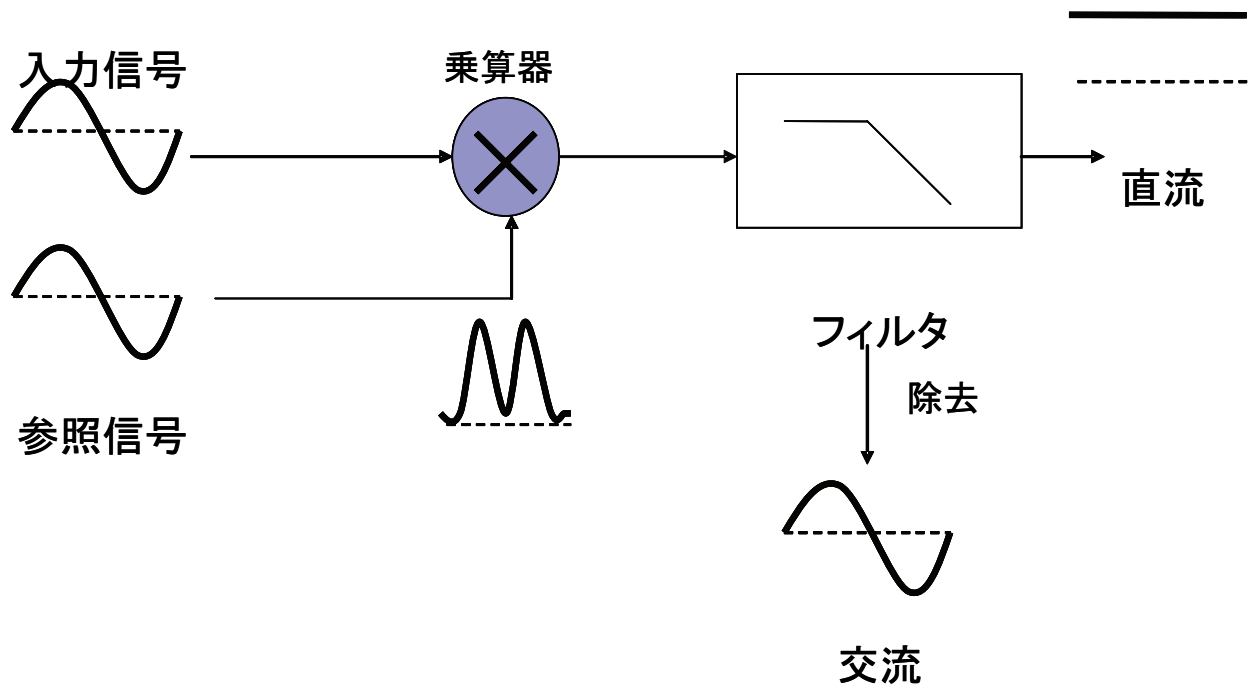


図 1-1 ロックインアンプ動作原理図

## 2 乗算器

### 2.1 周波数変換の原理

周波数変換は三角関数の積を求めることと等しい。例として  $\sin \omega t$  と  $\sin \omega t$  の積を求める。

$$A \sin \omega t \times B \sin \omega t = \frac{AB (1 - \cos 2\omega t)}{2} \quad (2.1)$$

式 2.1 より直流成分  $\frac{1}{2}AB$  と交流成分  $-\frac{1}{2}AB \cos 2\omega t$  に分かれる。 $\sin \omega t$  の 2 乗は周波数 2 倍の  $\cos$  波となっている。次に乗算する信号にそれぞれ  $\alpha$  と  $\beta$  の位相差が発生している場合について求める。

$$A \sin(\omega t + \alpha) \times B \sin(\omega t + \beta) = \frac{AB \{\cos(\beta - \alpha) - \cos(2\omega t + \alpha + \beta)\}}{2} \quad (2.2)$$

式(2.2)はそれぞれの周波数成分と位相が同じであれば最大の直流値となり、 $90^\circ$  の位相差が発生すると直流値は 0 になることを表している。つまり同じ周波数成分と位相の信号ならば乗算した結果は直流と 2 倍の周波数を持つ交流波になることを表す。ロックインアンプではこの周波数変換の原理を利用するため、乗算を行う乗算器が必要となる。

## 2.2 スイッチング乗算器

乗算を行う方法としてスイッチング動作を利用した方法がある。入力信号とスイッチング波形である方形波と乗算する方法である。図 2-1 にスイッチング乗算方式のブロック図を示す。入力信号を反転と非反転の2つの信号に変換し、それぞれの信号をスイッチングさせることにより、合成波形を作りだすことができる。図 2-2 に実験を行った回路図を示す。なお入力波形として 1Vp-p、1kHz の sin 波を入力した。このスイッチング乗算方式では 1 倍の反転アンプを 2 段に構成することにより反転、非反転信号を作りだしている。2 段目の反転回路には振幅を調整するための可変抵抗であり、5-7 間にある可変抵抗はオフセット調整用である。スイッチングに使用した IC は Analog Devices 製[AD7592]である。この IC は On 時間 350[ns],off 時間 450[ns]の BBM 動作を行う IC である。BBM 動作とは Break Before Make の略であり、一般的なアナログスイッチは 2 点間の入力信号が短絡しないようにターン OFF 時間よりもターン ON 時間が遅くなることを表している。図 2-3 スイッチング乗算器の動作結果を示す。オフ時間においても反転信号の出力が現れるためこのような合成波形が得られることがわかる。

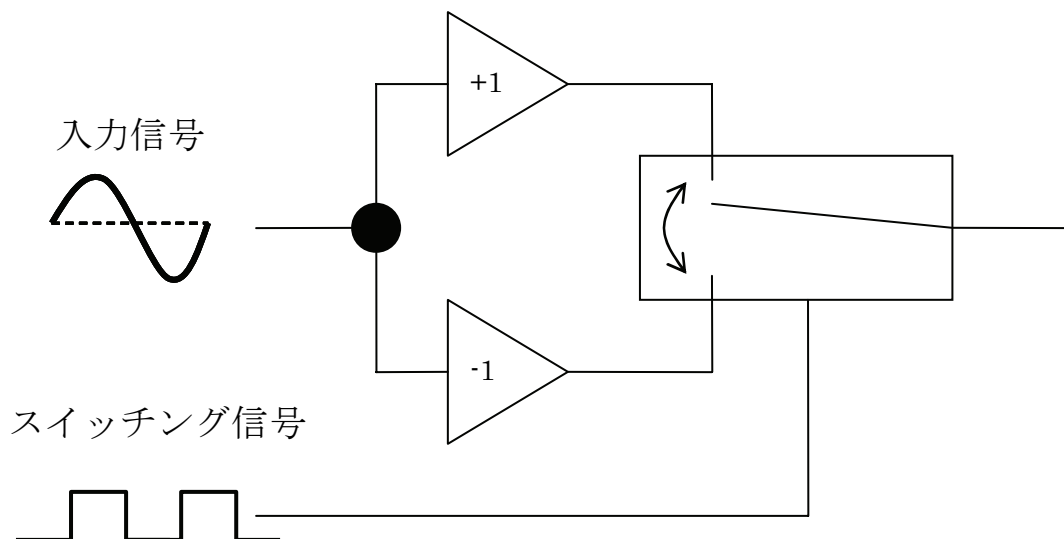


図 2-1 スイッチング乗算方式ブロック図

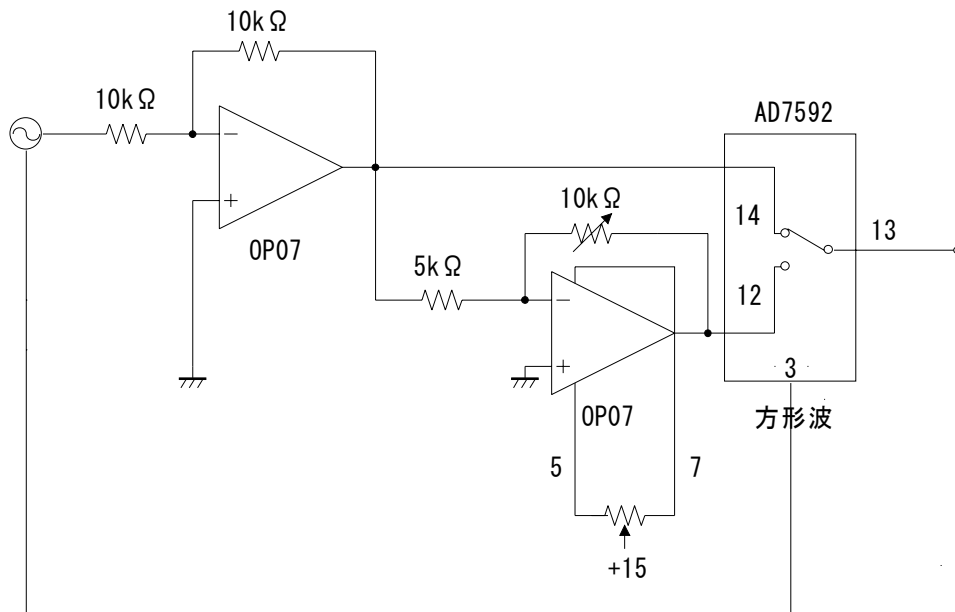


図 2-2 スイッチング乗算回路

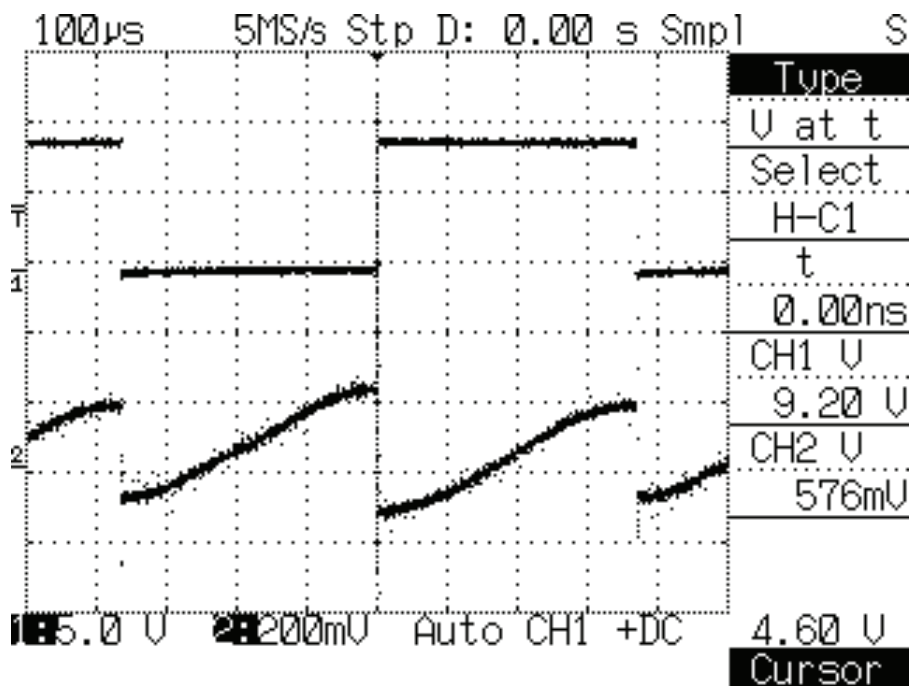
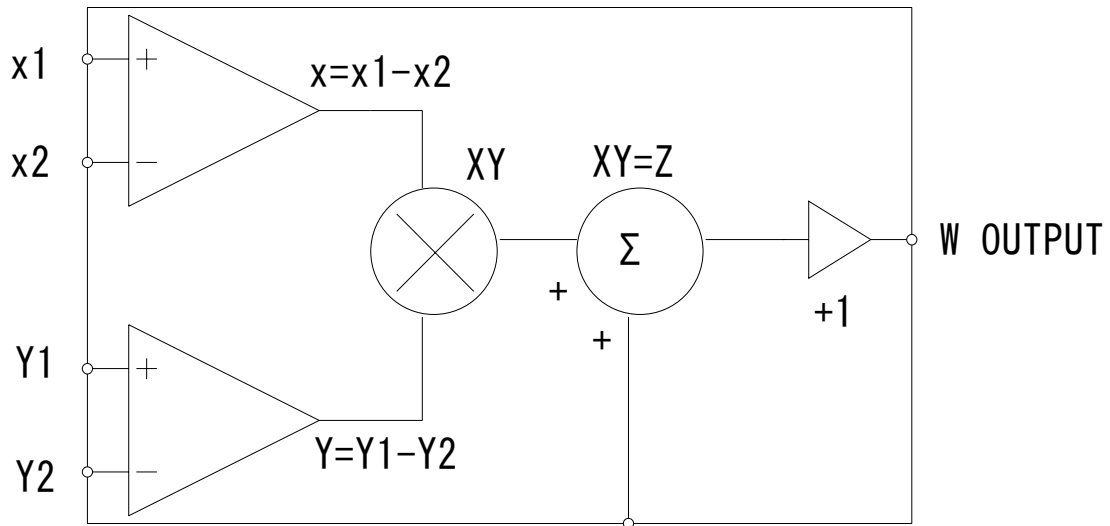


図 2-3 スイッチング乗算回路出力結果

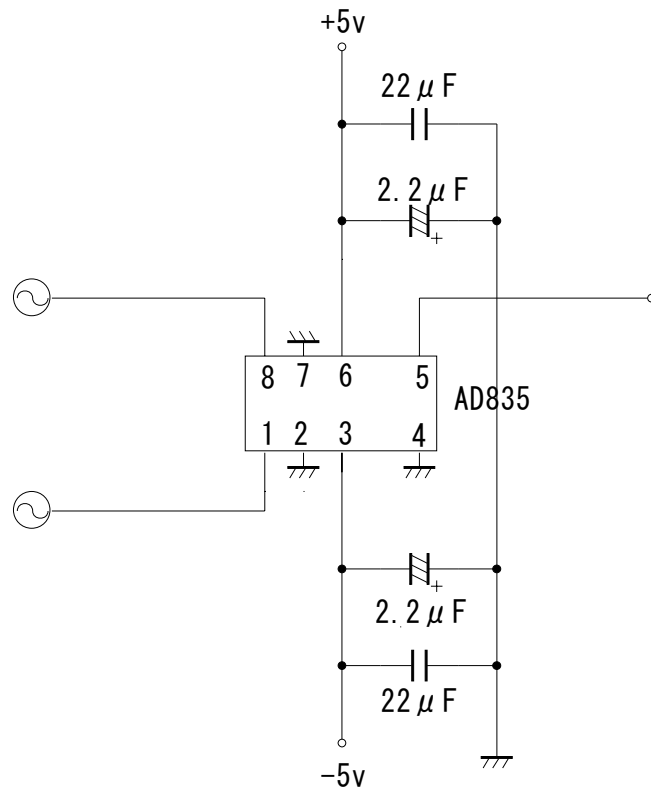
## 2.3 乗算 IC による乗算器

その他の乗算方式として乗算専用の IC を用いる方法がある。IC 内部で乗算演算を行うため、スイッチング方式よりも理論値に近い値が得ることができる。乗算器として今回用いた IC は Analog Devices 製 AD835 である。図 2-4(a)に内部構成図を示す。AD835 は 2 つの入力信号を IC 内部で乗算するため、スイッチング方式に比べ回路を簡易化することが可能である。図 2-4(b) は乗算 IC を使用した回路図である。AD835 は非常に高速な IC であるためブレッドボード上ではノイズが混入しやすい性質を持つ。そのため電源-GND 間にセラミックコンデンサ、電解コンデンサの順に取り付けノイズ対策を行わなければならない。ブレッドボード上におけるノイズが混入しやすい理由については位相差による発振が挙げられる。ブレッドボードは電極が密集した基板であるためコンデンサの性質を持つと考えられる。そのため入力された信号は出力される際に位相差が発生することとなる。この位相差が IC 内でフィードバックされ徐々に増幅され、位相差が  $360^\circ$  を超えると発振が始まり、出力にノイズが発生する。よって AD835 を使用する際にはノイズ対策が重要となる。今回はノイズ対策としてユニバーサル基板上に回路を構成また電源装置本体の入力-GND 間にも  $0.1\mu\text{F}$  のセラミックコンデンサを挿入した。乗算 IC による出力結果を図 2-6 に示す。入力 1 として  $1.861\text{kHz}$  の sin 波、入力 2 として  $1.844\text{kHz}$  sin 波を入力とした。等しい周波数のため乗算結果はスイッチング時と異なる。この出力結果は式 2.1 から得られる結果とほぼ同等である。振幅が半波ごとに異なっているのは 2 つの波形発信機による振幅出力が僅かに異なるためである。



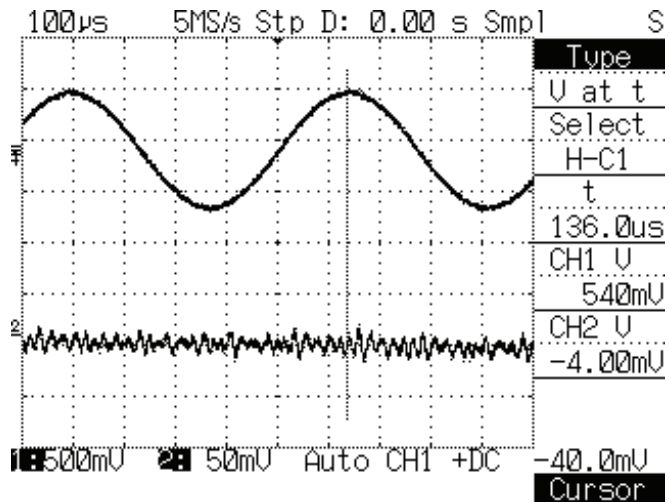


(a) AD835 内部構成図

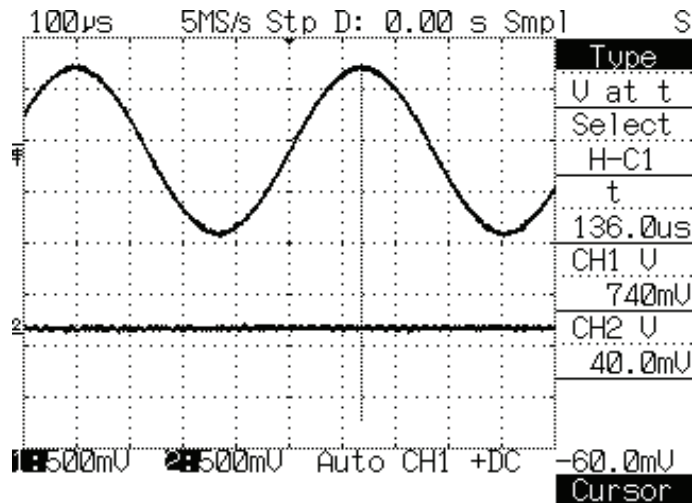


(b) 乗算 IC による乗算回路図

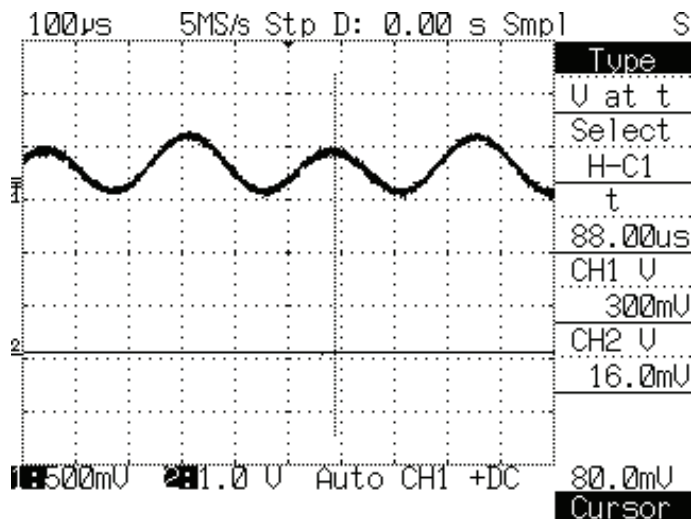
図 2-5 乗算 IC 方式



(a) 入力波形 1 1.861kHz



(b) 入力波形 2 1.844kHz



(c) 乗算出力結果

図 2-6 乗算 IC 動作図

## 2.4 移相器

乗算をする際には参照信号と入力信号との位相を調整する必要がある。式(2.2)より 2 つの信号間に位相差が発生すると全て交流成分となってしまうため出力が得られない。つまり 90° 以上の位相を可変できれば出力を得られることになる。そこで、90° 位相を可変できる移相器を製作し、カスケード接続することにより位相の可変領域を増やすことにした。この場合カスケード接続とは同回路の多段接続のことを指す。図 2-7 に移相器回路図を示す。この回路の入出力特性は式 2.3 で与えられる。なお  $s=2\pi f$  とする。よって式 2.3 を変換することにより式 2.4 が得られる。

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{s \frac{R_3}{R_2} - \frac{1}{R_1 C}}{s + \frac{1}{R_1 C}} \quad (2.3)$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{R_1 R_3 C \omega + R_1 R_2 C \omega}{R_3 (R_1 C \omega)^2 - R_2} \quad (2.4)$$

式 2.4 より位相角が求まる。図 2-8 に移相器の特性結果を示す。この図は横軸に抵抗値、縦軸に位相差をとったものである。初期位相は 30° あるが全体の位相範囲は 90° 以上確保されていることがわかる。

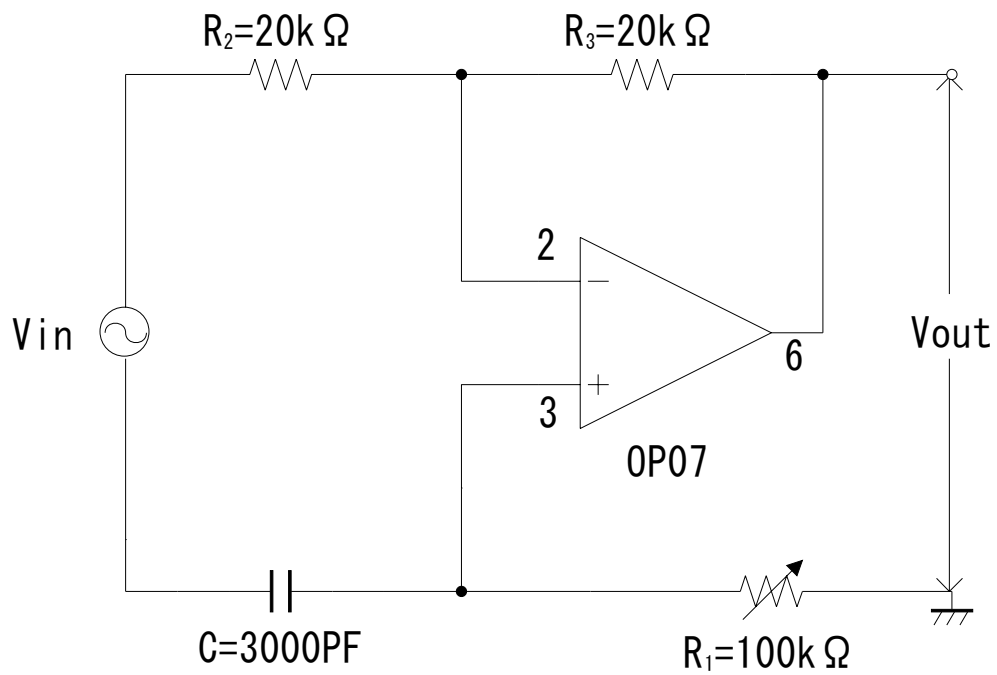


图 2-7 移相器回路图

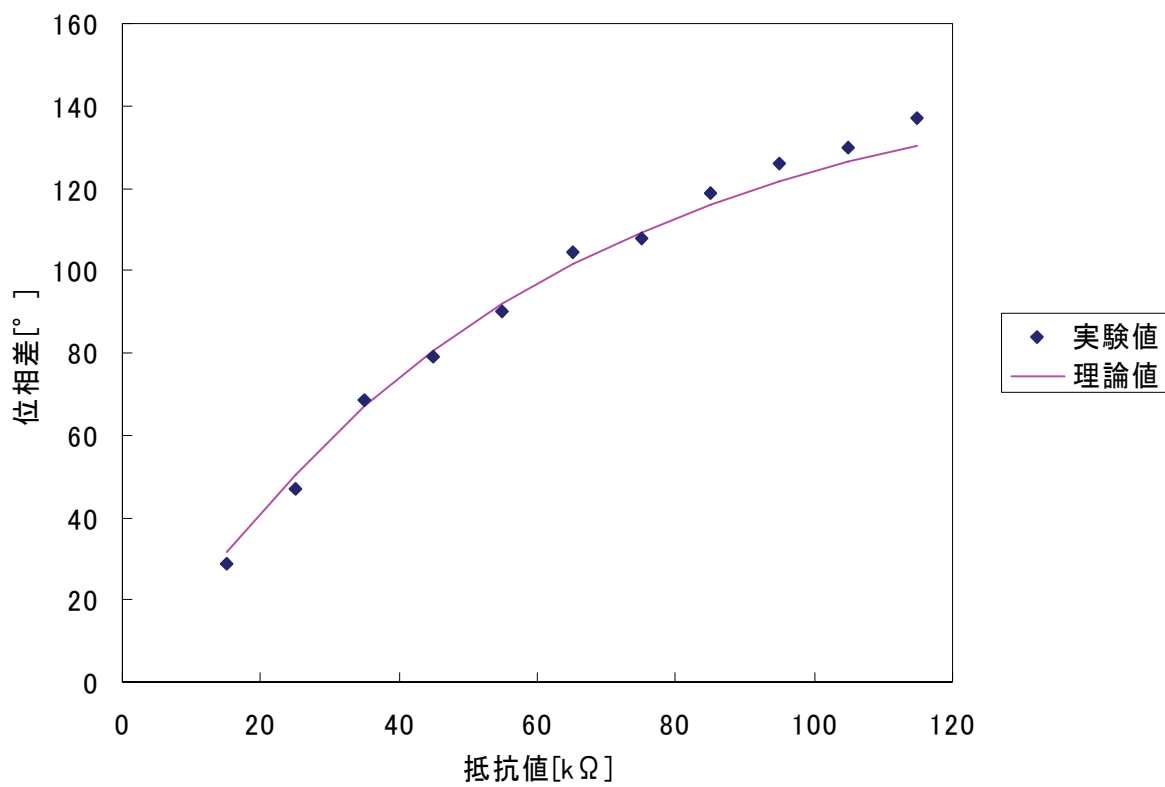


图 2-8 移相器阻抗值-位相差特性

## 2.5 移相器を用いた乗算器

移相器と乗算器を組み合わせることにより乗算器の出力を変化させることが可能である。入力信号または参照信号のどちらかに移相器を組み合わせればよい。図 2-9 は入力信号側に移相器をつけたスイッチング式乗算器回路図を示す。この回路で乗算出力を得る手順は以下の通りである。

- ① 波形発信機より  $1\text{kHz}, 1\text{Vp-p}$  <sup>(1)</sup> の sin 波を入力する。
- ② 同じく波形発信機よりデューティ比 50%の方形波を AD7592 の 3 番ピンに入力する <sup>(2)</sup>
- ③ 乗算器 1 段目の OP アンプと 2 段目の OP アンプの出力オシロスコープで同時にチェックし、オフセット、振幅が等しくなるように可変抵抗を調整する。
- ④ 移相器の可変抵抗を調節し位相差を調節する。

※ (1)Vp-p とはピーク to ピークを表す記号である。

(2)方形波を波形発信機より入力する際には TTL のつまみを PULL することにより方形波の振幅の調整を行う。デューティ比は DUTY つまみを調整する。方形波を出力するコネクタは TTL/CMOS の OUT 端子より出力される。

位相調節を行った乗算出力結果を図 2-10 に示す。(ch1)はスイッチング波形である。図 2-3 とくらべ乗算出力 (ch2) は on-off 交互に半波の波形が出力されていることがわかる。この乗算波形は入力信号に対し 2 倍の周波数を持つ波形だといえる。オシロスコープにより平均値を求めると 399mV であった。

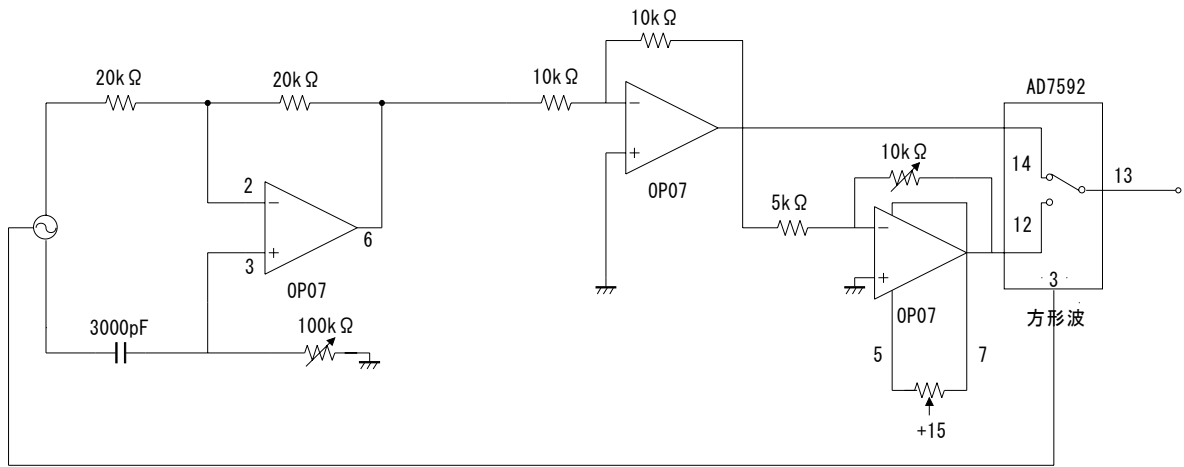


図 2-9 移相器を入力信号側に取り付けたスイッチング式乗算器

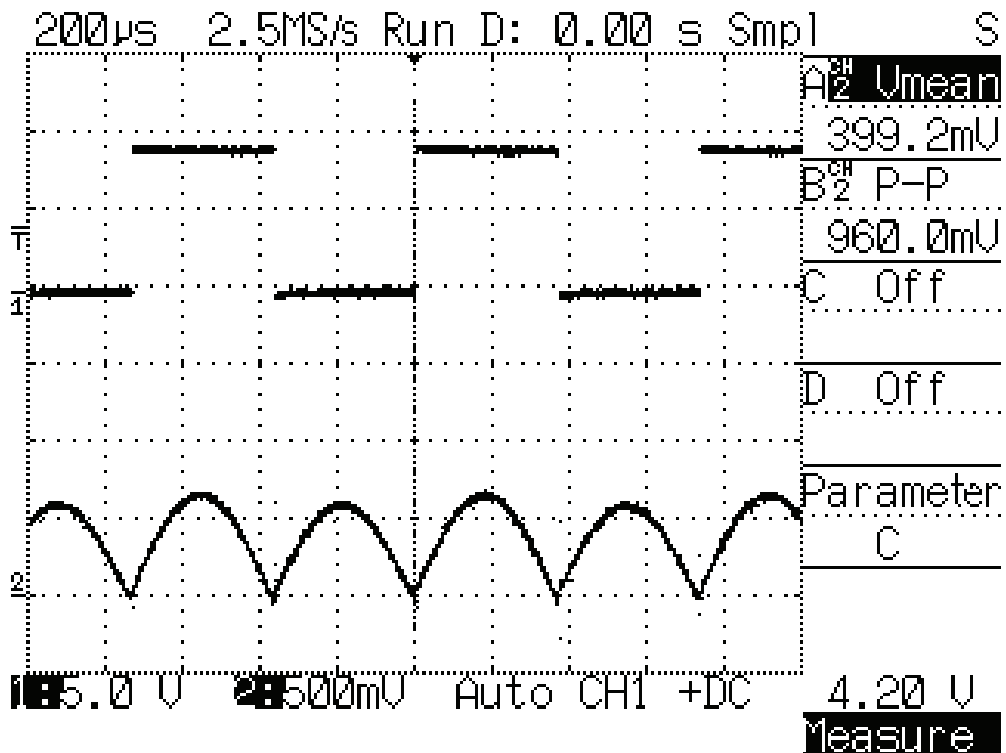


図 2-10 移相器を入力信号側に取り付けた乗算器

### 3 フィルタ部

#### 3.1 フィルタの種類

フィルタの役割は「不要な周波数の雑音を除去し目的の信号を選択する」ことである。ひとくちに雑音と言ってもその種類は様々であり、検出したい信号と除去したい雑音の周波数成分により使用フィルタは異なる。アナログ回路のフィルタは大きくわけて4種類あり、表 3-1 にフィルタの名称とその動作を示す。遮断周波数とは通過させる帯域と減衰させる帯域との境目のことを表す。図 3-1 に各フィルタの理想帯域図を図 3-1 に示す。

表 3-1 フィルタの種類とその動作

フィルタの種類	フィルタ動作
ローパスフィルタ(LPF)	遮断周波数以下の成分を通過させる。
ハイパスフィルタ(HPF)	遮断周波数以上の成分を通過させる。
バンドパスフィルタ(BPF)	特定の周波数成分(帯域)を通過させる。
バンドエリミネートフィルタ(BEF)	特定の周波数成分(帯域)のみ通過させる。

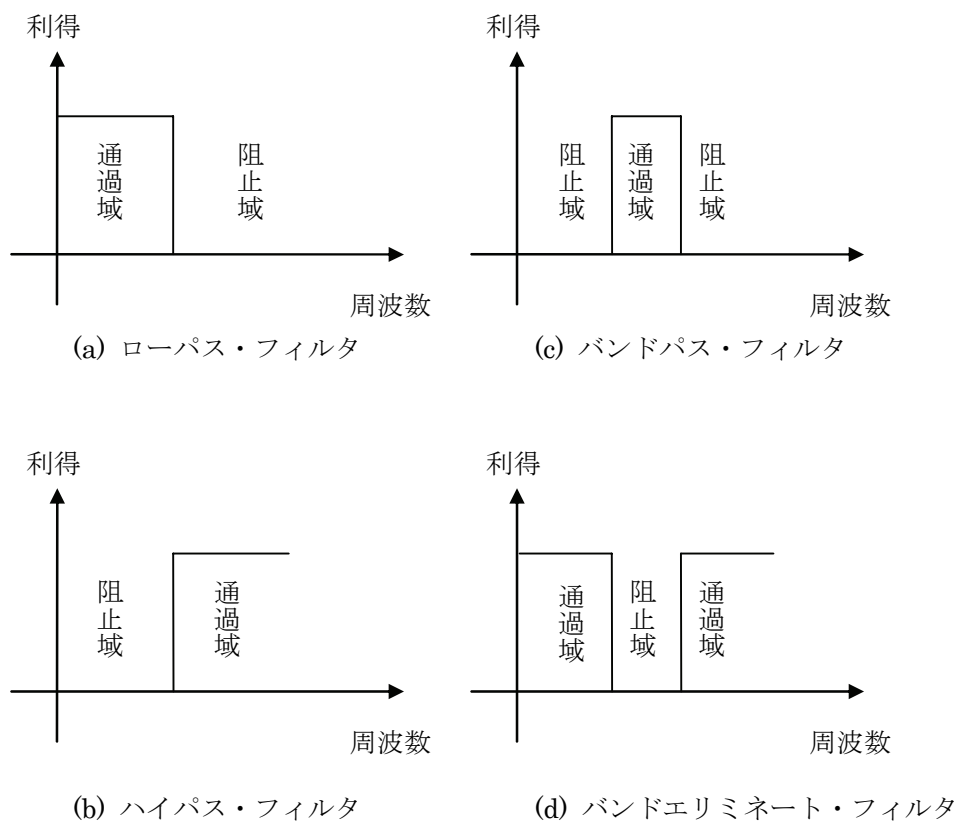


図 3-1 周波数領域の理想フィルタ



### 3.2 ロックインアンプにおけるフィルタの選定

微小信号を S/N を良く検出するためには周波数帯域幅を狭くすればよい。ロックインアンプではある周波数成分の信号のみ取り出すことが前提となるため、バンドパスフィルタを用いればよいことがわかる。バンドパスフィルタには選別度の基準として中心周波数と帯域幅によって表される Q(クオリティ・ファクタ)という値がある。中心周波数を  $f_c$ 、帯域幅を  $\Delta f$  とおくと、Q は式 3.1 で求められる。

$$Q = \frac{f_c}{\Delta f} \quad (3.1)$$

よって帯域幅を狭くすると Q が大きなバンドパスフィルタになることがわかる。帯域幅の定義とは図 3-2 に示すように中心周波数と直交する遮断周波数上の利得より -3dB 下がった点間の周波数のことを指す。ただし帯域幅を狭くすることはフィルタの安定性(使用する素子の温度変化などによる)から帯域幅には限界がある。また検出すべき信号の周波数が変化する場合、Q の高い高次バンドパスフィルタでは中心周波数を可変させるのに多くの素子を切り替える必要があり、現実的とはいえない。そこでロックインアンプでは 2 章でも説明したように、周波数変換の技術を使うことによりこの問題を解決している。式 2.2 より周波数成分と位相差が等しい信号を乗算した出力は直流成分と交流成分に分かれると解説した。図 3-3 に示すように 2 つの周波数が等しいときの周波数を  $f_0$  とする。 $f_0$  同士を乗算させると  $f_0$  は式 2.1 より直流と  $2f_0$  周辺に変換される。直流付近においてはローパスフィルタにより周波数成分を持つ値を減衰させることができる。このとき  $f_0$  周辺の雑音も直流および  $2f_0$  周辺に同時に変換される。遮断周波数が  $f_c$  のローパスフィルタは等価的に、中心周波数が  $f_0$  で、帯域幅が  $2f_0$  のバンドパスフィルタとして働くことになる。つまり周波数変換を用いることによりローパスフィルタを等価的なバンドパスフィルタと置換できる。ローパスフィルタの場合は使用している素子が変動してもフィルタの遮断周波数が変動するだけで直流信号の値には影響を与えない。つまり無限の Q を持つバンドパスフィルタを構成できる。

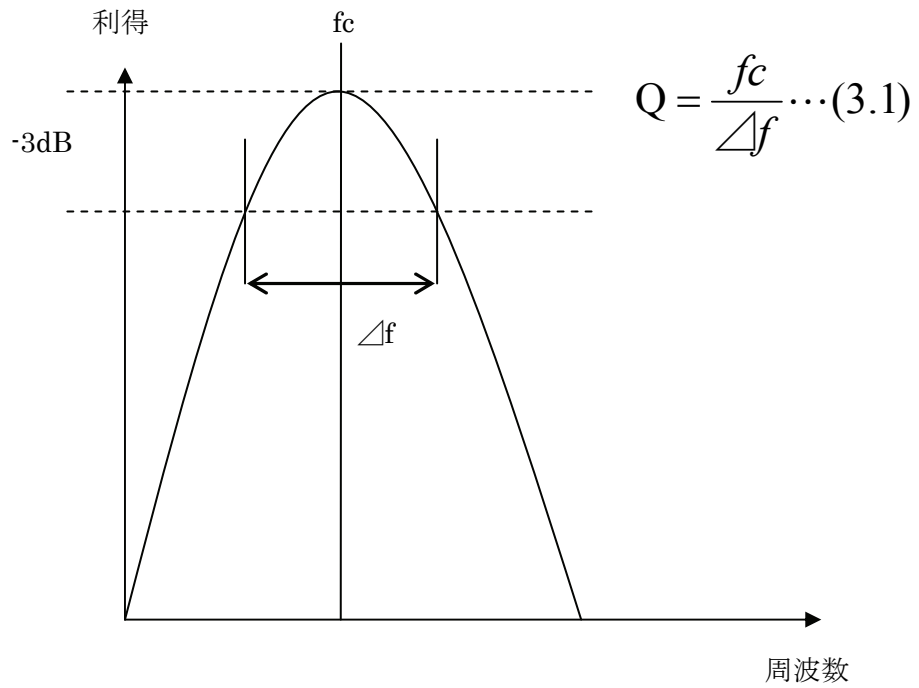


図 3-2 バンドパスフィルタ

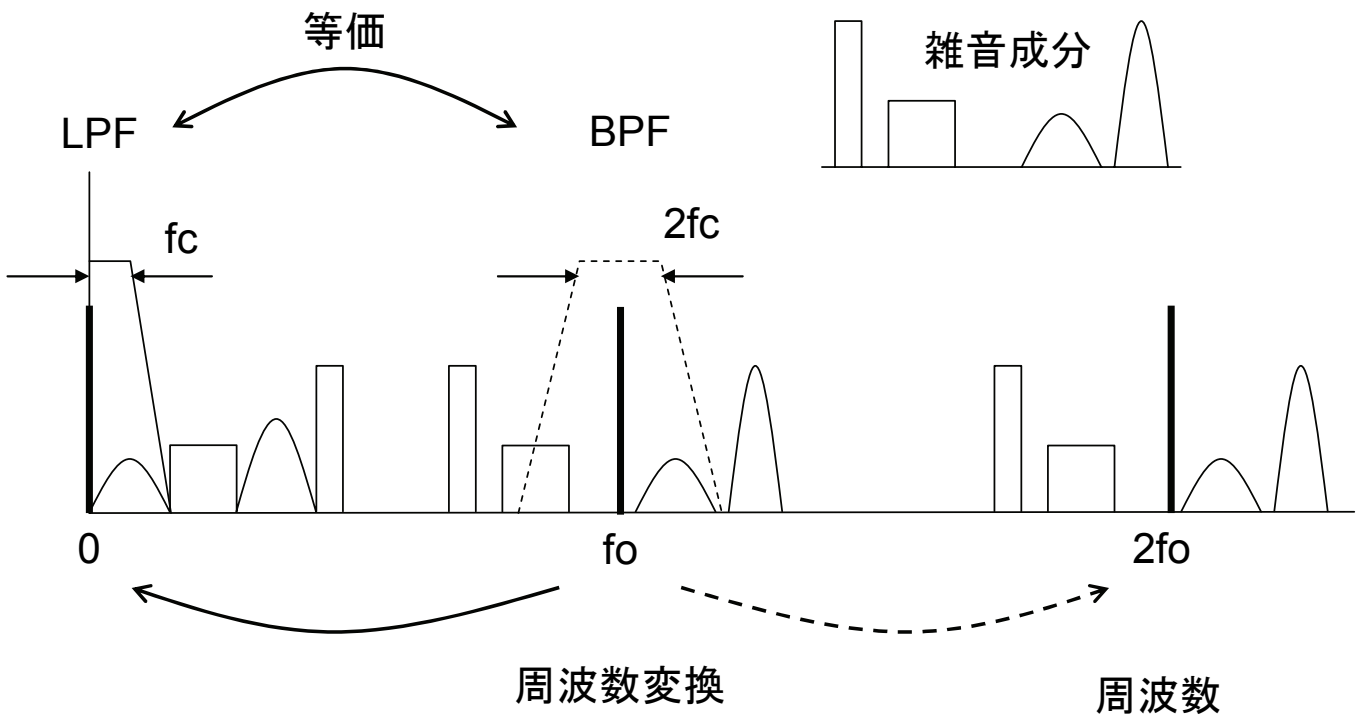


図 3-3 周波数変換によるフィルタ変換

### 3.3 RC ローパスフィルタ

ローパスフィルタの構成は抵抗とコンデンサの並列接続により構成される。抵抗は周波数によるインピーダンス変化をしないがコンデンサのインピーダンスは  $1/(2\pi fC)$  により変化するため周波数が高くなるほど小さくなる。よって回路の分圧特性から周波数による出力の減衰が起こる。

図 3-4 に示す RC ローパスフィルタにおいて入力電圧を  $V_1$ 、出力電圧を  $V_2$  とする。電流  $i$  は式 3.2 で導出できる。

$$i = \frac{V_1 - V_2}{R} = \frac{V_2}{\frac{1}{j\omega C}} \quad (3.2)$$

式 3.2 より伝達関数を求めると

$$T(j\omega) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{1 + j\omega CR} \quad (3.3)$$

式 3.3 より

$$T(j\omega) = \frac{\frac{1}{CR}}{j\omega + \frac{1}{CR}} \quad (3.4)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{CR} \quad \text{とおく}$$

$$T(j\omega) = \frac{\omega_0}{\omega_0 + j\omega} \quad (3.5)$$

ここで式 3.5 を正規化すると

$$T(j\omega) = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} \quad (3.6)$$

となる。これより  $\frac{\omega}{\omega_0}$  を正規化周波数と呼び、 $\frac{\omega}{\omega_0} = 1$  は遮断周波数を表すことから、角周波数か

ら周波数に変換すると

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.7)$$

式 3.7 より RC ローパスフィルタの遮断周波数を決定できる。 $R=10\text{k}\Omega$ 、 $C=2.2\mu\text{F}$  を用いてフィルタ特性を測定した。図 3-5 にフィルタ特性図を示す。この値におけるフィルタの遮断周波数は  $7.234\text{kHz}$  である。理論値と比較すると、減衰傾斜はやや異なるが遮断周波数付近より減衰が始まっていることがわかる。出力が  $1/10$  に減衰するまでは遮断周波数よりおよそ 100 倍の周波数

間隔が必要であるといえる。なお R と C の積で表される定数を時定数と呼ぶ。時定数は式 3.8 で表す値であり、ロックインアンプではフィルタの特性を遮断周波数ではなく時定数で表す場合が多い。フィルタに信号を加えてから出力が最終値の 99% に達するためには今回用いた 1 次のフィルタの場合、時定数の 4.59 倍の時間が必要となる。よって連続的な変化の観測を行う場合フィルタの時定数に注意しなくてはならない。

$$t = RC(s) \tag{3.8}$$

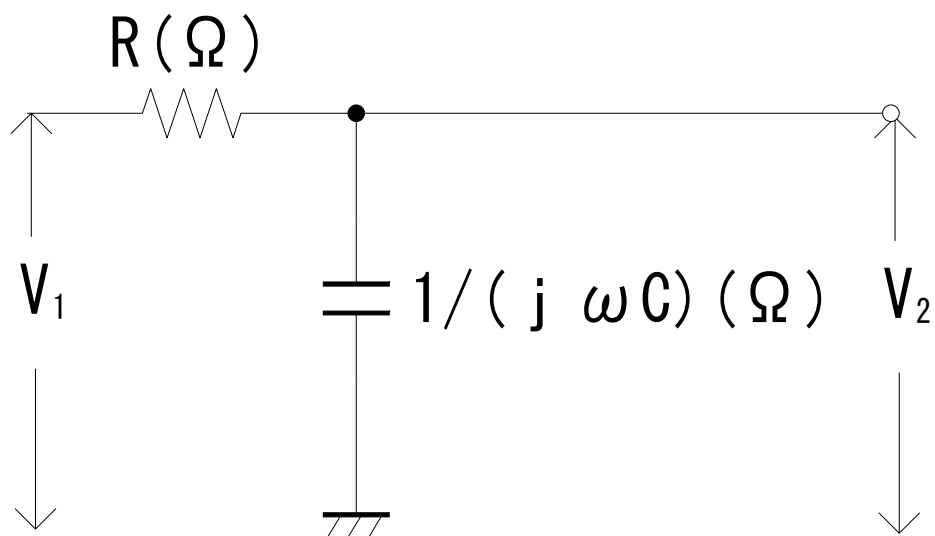


図 3-4 RC ローパスフィルタ回路図

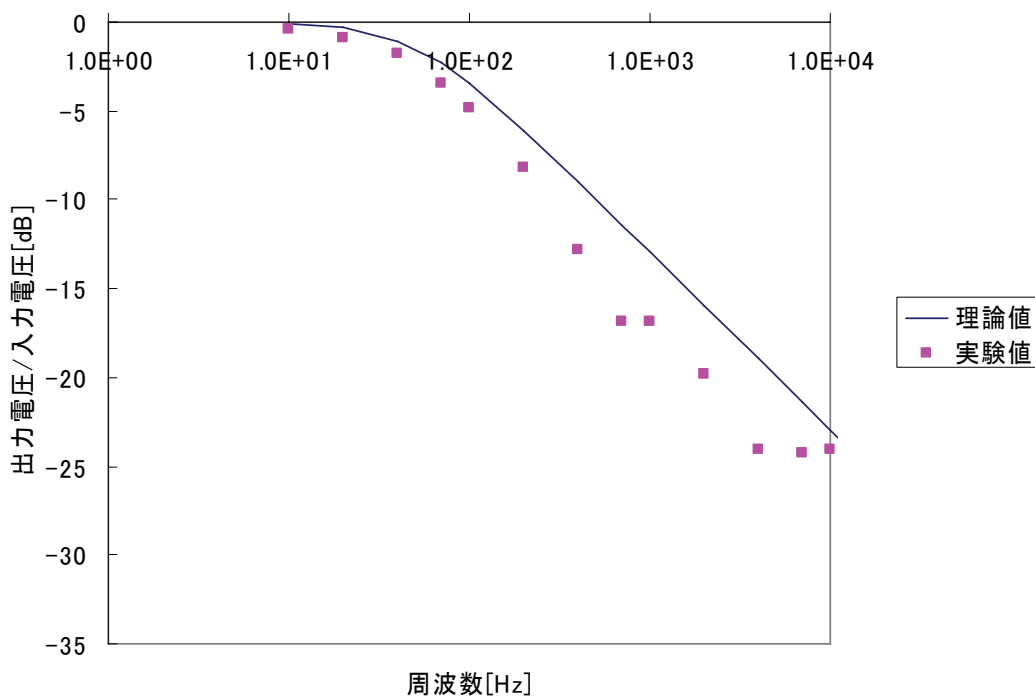


図 3-5 RC ローパスフィルタ特性図

## 4 ノイズジェネレータ

### 4.1 ホワイトノイズ

ノイズ内から信号を取り出すロックインアンプでは使用目的に応じて様々なノイズを除去することとなる。一般的にノイズとは、目的とする信号に対し妨げになる信号で、不必要な成分として定義される。ノイズの程度を表す指標として S/N 比を用い、デシベルで表示することが多い。S/N 比とは信号の強さに対するノイズの強度を用いる。電気信号において発生するノイズには「自然ノイズ」と「人工ノイズ」がある。自然ノイズとは落雷や空電に起因するもので、機器の電源系統への進入や電磁波として入力系統から直接侵入するノイズである。それに対して「人工ノイズ」とは動力機器、照明機器、パソコン、高圧送電架線、等々により発生する人工的な電気ノイズを指す。電子回路上での代表的なノイズは抵抗やダイオードから発生する熱雑音や OP アンプ内部で発生するノイズがあり、これらを総称してホワイトノイズと呼ぶ。ノイズを表す単位として雑音密度がある。雑音密度とは図 4-1 に示すようにある帯域幅ルートあたりのノイズ強度を現す単位である。

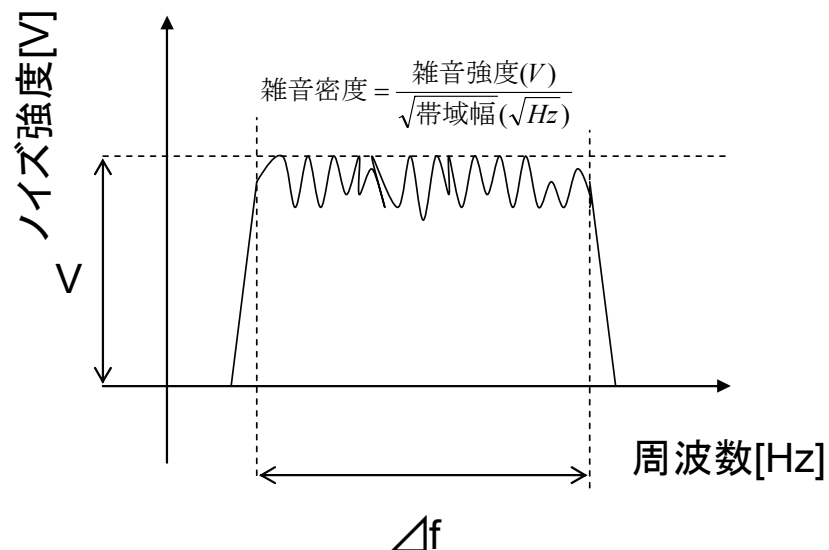


図 4-1 雑音密度

## 4.2 ツェナーダイオード

ノイズジェネレータのノイズ源としてツェナーダイオードを用いた。ツェナーダイオードとは定電圧ダイオードとも呼ばれる。ツェナーダイオードには逆方向の電圧を印加するとある電圧点において急激に電流が流れ始める現象がある。(図 4-2)これを降伏現象と呼ぶ。降伏現象にはツェナー降伏とアバランシェ降伏があり、降伏電圧 5~6V を境として、5~6V 以下ではツェナー降伏が支配的であり、5~6V 以上ではアバランシェ降伏が支配的となる。今回用いたツェナーダイオードは降伏電圧 9V,最大定格 0.5W のものを使用した。よってアバランシェ降伏による降伏現象となる。アバランシェ降伏では図 4-3 に示すように、pn 接合に逆方向電圧を加えたときに発生するなだれ現象により電子が放出される。この放出された電子がノイズ源となる。

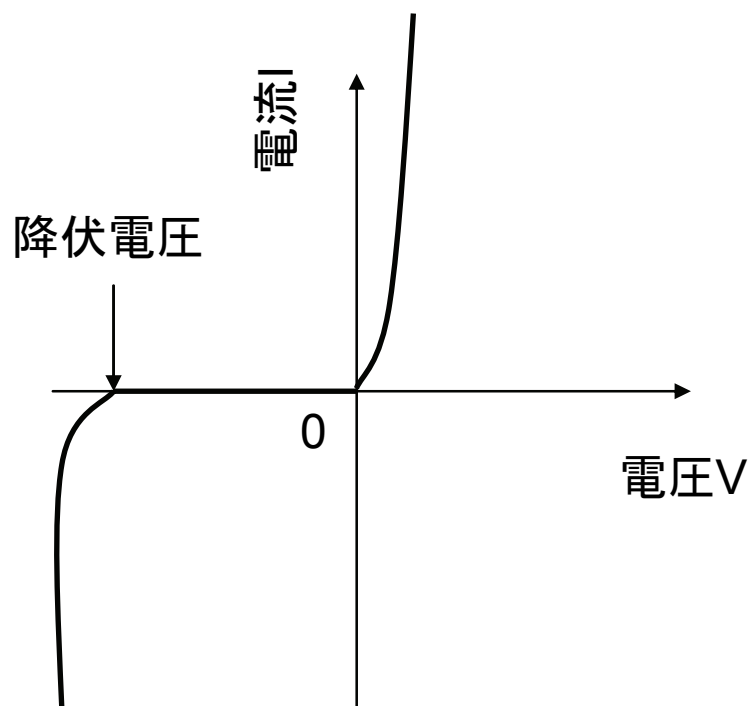


図 4-2 ツェナーダイオードにおける降伏現象

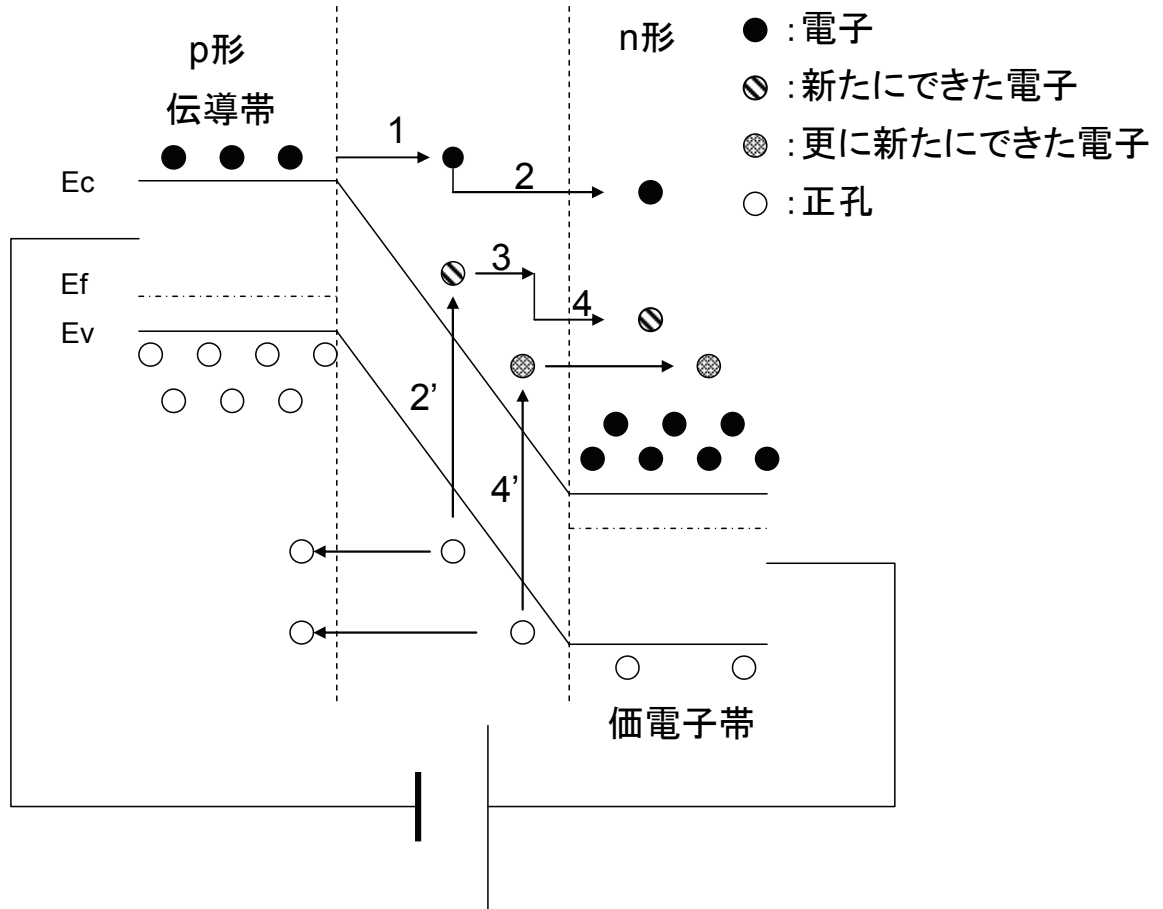


図 4-3 なだれ現象

図 4-3 のなだれ現象について

1. 電界により電子が加速し、運動エネルギーが増加している状態。
2. 空乏層内の電子が電界から得るエネルギーがエネルギーギャップよりも十分大きい時、電子はエネルギーギャップを超え格子原子に衝突することにより、エネルギーを失う。
- 2' 2.の衝突により格子原子から新たに電子・正孔対が作り出される。
3. 新たに発生した電子も電界の影響により加速され、運動エネルギーを得る。
4. この運動エネルギーを得た電子も 2.と同様の現象を引き起こす。

この様な過程で、連鎖的に電子が放出される現象をなだれ破壊という。



### 4.3 ホワイトノイズジェネレータ

ツェナーダイオードを用いてホワイトノイズジェネレータの製作を行った。ノイズジェネレータは一般的に音声や振動の疑似信号源として、あるいは機器の雑音に対する特性の把握などに用いられる。今回はロックインアンプの雑音除去動作の確認を行うために製作を行った。図 4-4 にノイズジェネレータの回路図を示す。ツェナーダイオードではアバランシェ降伏による雑音出力がツェナー降伏より大きいため今回は 9V 定格のツェナーダイオードを用いた。ただし、ノイズレベルとして出力された値は 10mVp-p であったが雑音強度として不足していたため、増幅用 OP アンプが必要となる。ホワイトノイズの帯域幅は無限であるため、広帯域による増幅が可能な OP アンプ[LM7171]を用いた。[LM7171]は有効帯域幅が 200MHz と広帯域での動作に優れた OP アンプである。増幅度は 10 倍とし、ノイズ強度としては 100mVp-p のノイズを発生させる仕様とした。(図 4-5)

今回は研究時間の都合上、ノイズジェネレータを使用したロックインアンプ動作の実験が行えなかった。理論上ではノイズジェネレータのノイズ出力と目標信号を加算させた信号を入力信号とし、ロックインアンプの出力からノイズの影響を考察することができる。

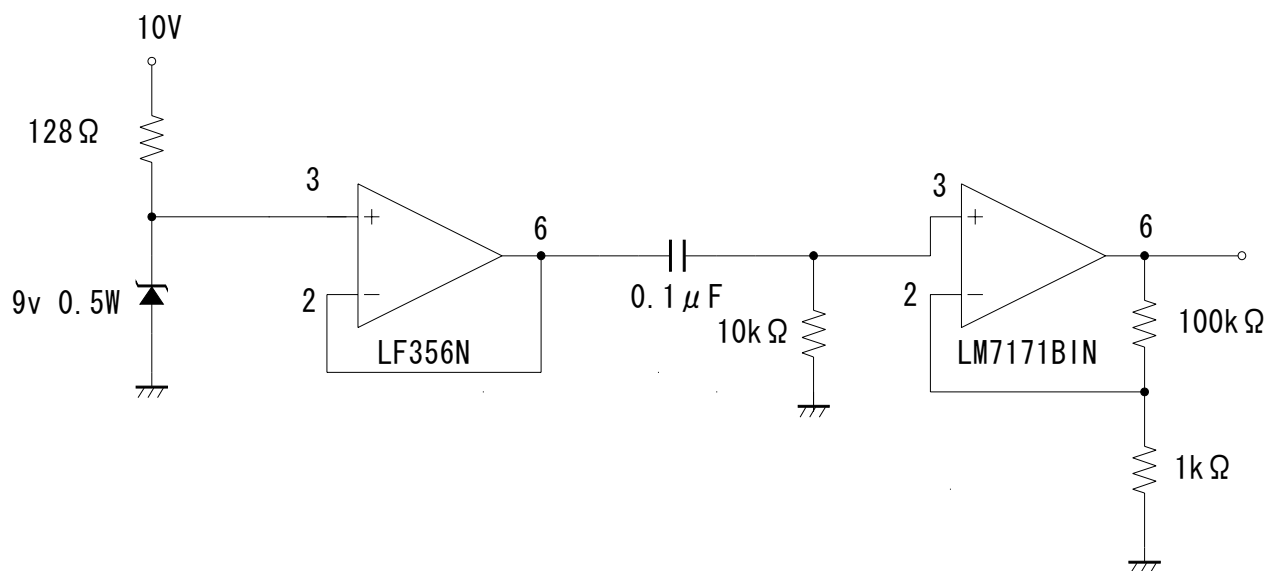
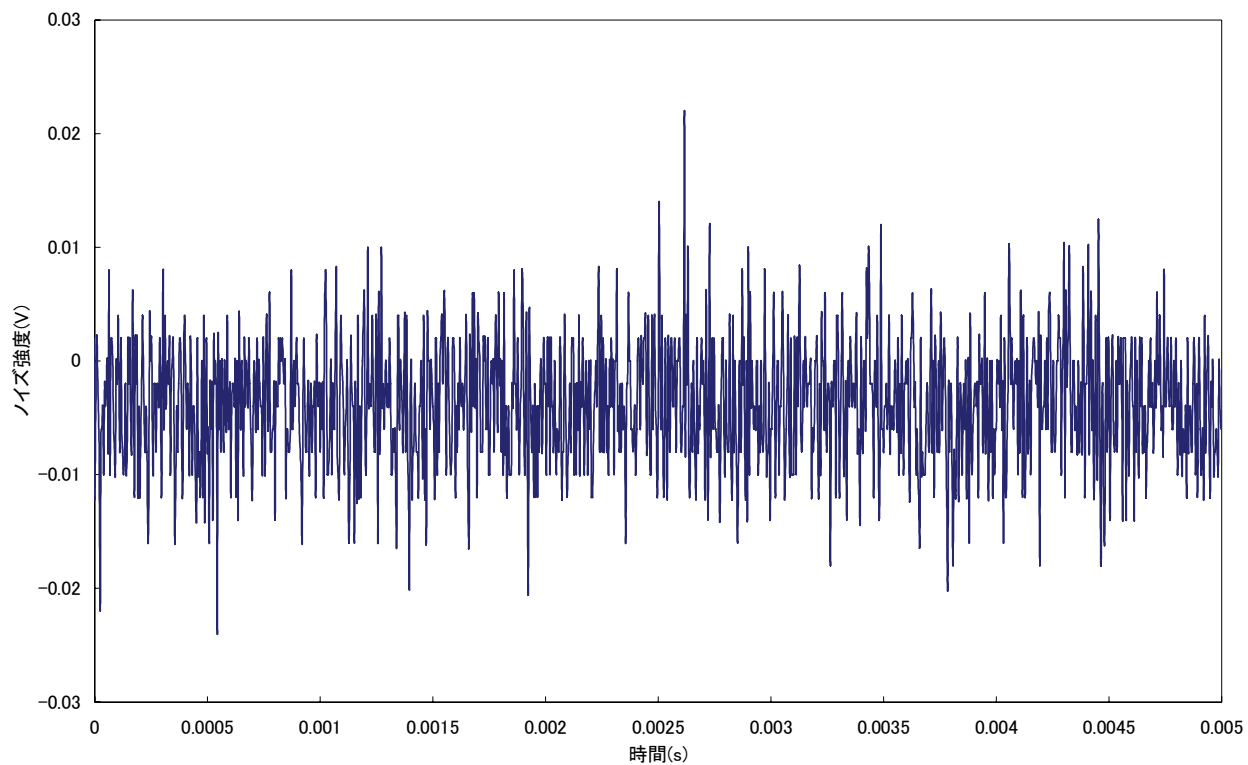
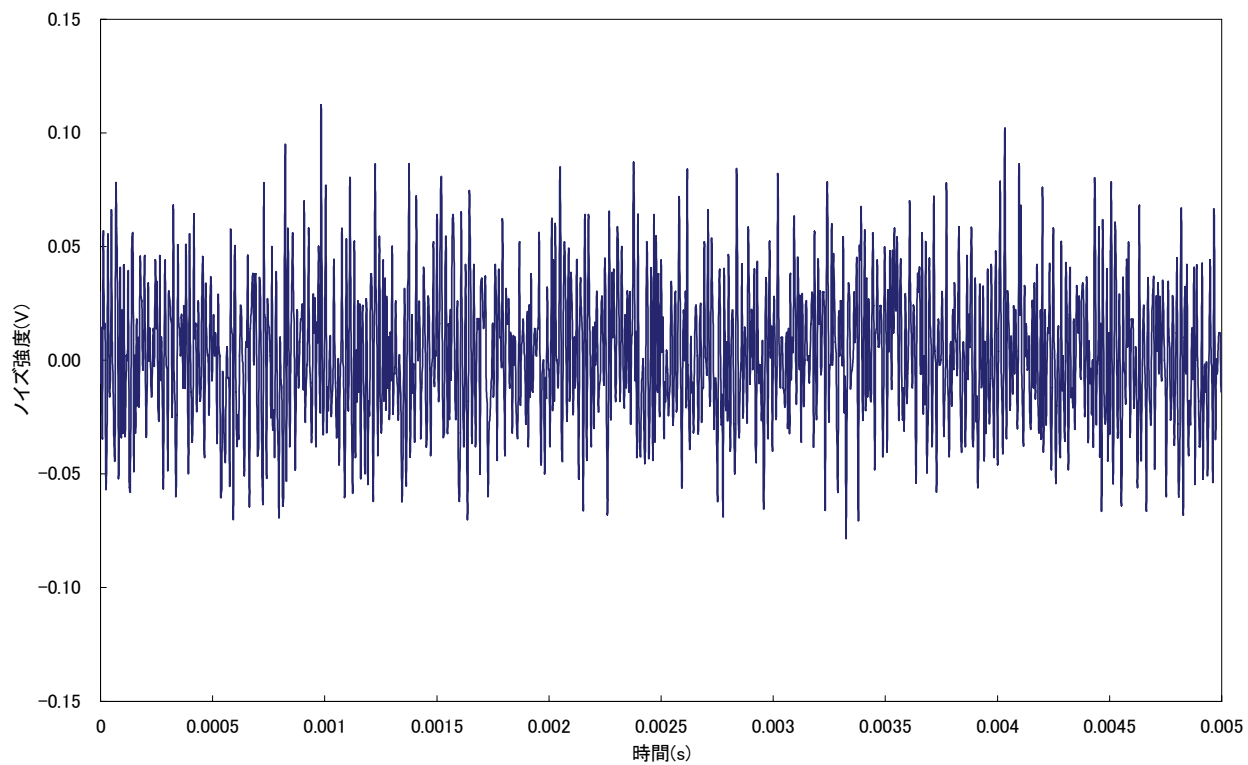


図 4-4 ノイズジェネレータ回路図



(a)増幅前



(b)増幅後

図 4-5 ノイズジェネレータ出力結果

## 5 ロックインアンプ特性値

ロックインアンプには固有のパラメータが存在する。このパラメータはロックインアンプの性能を決めるものとなる。

### 5.1 ダイナミックリザーブ

ロックインアンプは雑音に埋もれた微小信号を検出する。このとき入力信号のフルスケールに対して、どのくらい大きな雑音まで許容できるかを表した値をダイナミックリザーブと呼ぶ。ダイナミックリザーブは式 5.1 で表される。ダイナミックリザーブの値が小さいということは雑音内から微小信号を検出できる能力が低いということになる。

$$\text{ダイナミックリザーブ(dB)} = 20 \log \frac{\text{最大雑音電圧}(V_{p-p})}{\text{信号入力フルスケール}(V_{rms})} \quad (5.1)$$

### 5.2 位相雑音

ロックインアンプの測定限界を決める値として位相雑音がある。位相雑音は乗算器の出力を 0V に調整した際に検出される雑音出力とロックインアンプのフルスケール出力を SN 比で表し、角度に変換した値である(式 5.2)。この角度は入力信号と参照信号の位相差を表したものとなり、位相雑音以下の位相変化はロックインアンプでは検出できないことになる。

$$\text{位相雑音}(\text{°}) = \sin^{-1} \frac{\text{雑音出力}(V_{p-p})}{\text{出力フルスケール}(V)} \quad (5.2)$$

### 5.3 ロックインアンプパラメータ設計

ロックインアンプでは入力された微小信号変化を検出するため、信号を増幅させるアンプが必要となる。アンプを挿入する箇所は 2 箇所あり、1 つは乗算器に入力する前の交流信号を増幅させる AC アンプである。もうひとつはフィルタ後の直流出力を増幅させる DC アンプである。この 2 つのアンプの相互関係によりダイナミックリザーブが決定する。図 5-1 に示すように入力信号の振幅値を 10mV とし、フルスケール出力を 10V と設定すると(a)では AC アンプの利得が 1 であるため AC アンプのクリップレベルより最大雑音電圧が 20Vp-p となる。よってダイナミックリザーブは 66dB となる。同様に(b)の場合では AC アンプの利得が 10 であることから、クリップレベルを考え最大雑音電圧は 2Vp-p となる。よってダイナミックリザーブを求めると 46dB となる。このことよりダイナミックリザーブは同じ入力感度でも AC アンプの利得を下げ、DC

アンプの利得を上げると大きく取れることがわかる。ただし DC アンプの利得を大きくすると、それに比例してノイズ成分も大きくなり、直流安定度の点では不利になる。直流安定度とは直流出力電圧の安定度を示す数値であり、この値が低いということは位相雑音が大きくなることを表している。つまりロックインアンプではダイナミックリザーブと位相雑音は反比例の関係にあることになる。このことより測定する信号に合わせて、AC アンプと DC アンプの利得配分を決め、必要なダイナミックリザーブを確保することが重要である。

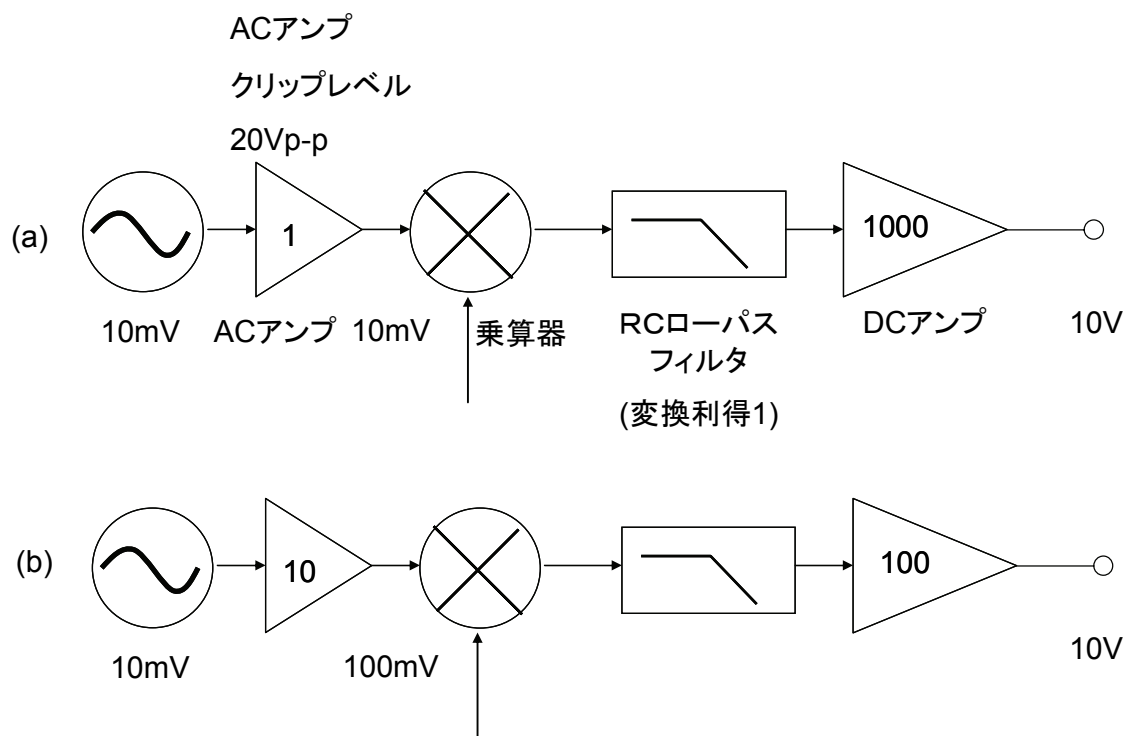


図 5-1 AC アンプと DC アンプの利得配分

## 6 ロックインアンプパラメータシミュレーション

これまでの章を踏まえた上で最終的なロックインアンプの仕様を決定し、その動作シミュレーションを行った。今回製作したロックインアンプの仕様は以下のとおりである。

- ・ 入力電圧フルスケール 100mVrms
- ・ 入力波形 sin 波 1kHz
- ・ 参照信号 sin 波 1kHz
- ・ 出力電圧フルスケール 10V
- ・ ダイナミックリザーブ 40dB
- ・ RC ローパスフィルタ 遮断周波数 0.53Hz(時定数 0.3s)
- ・ アンプクリップレベル 30Vp-p

以上の特性値を用い、AC アンプ、DC アンプそれぞれの利得を決定する。決定した値を元に Microsoft Excel を用いてシミュレーション波形の算出を行った。

### 6.1 AC アンプ利得導出

AC アンプの利得は以下の式より導出される。

ダイナミックリザーブ 40dB、入力電圧フルスケール 100mVrms より式 5.1 から

$$40\text{dB} = 20 \log \frac{x(V_{\text{p-p}})}{100 \times 10^{-3} \text{Vrms}}$$

最大雑音電圧  $x$  は

$$x = 10V_{\text{p-p}}$$

となる。アンプのクリップレベル 30Vp-p より AC アンプの増幅は 3 倍の増幅となる。

### 6.2 DC アンプ利得導出

DC アンプの利得を決定するには乗算出力を直流出力に変換しなくてはならない。フィルタの時定数より雑音を十分に除去できていると仮定した場合、フィルタによる直流変換は乗算波形の平均値を取る。平均値は式 6.1 より算出できる。

$$V_{\text{ave}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} A \sin t dt = \frac{2A}{\pi} \quad (6.1)$$

A:振幅(V)

式 6.1 よりフィルタ後の直流値は 270mV となる。この値より DC アンプの利得を導出すると 37 倍という利得が DC アンプで必要となる。

### 6.3 出力シミュレーション

製作を行う前にロックインアンプ構成ブロックごとの出力波形をシミュレートする。シミュレーションを行う箇所は図 6-1 に示す。またシミュレーション結果を図 6-2 に示す。このシミュレーション結果を理論値とし、実験値との比較を行う。

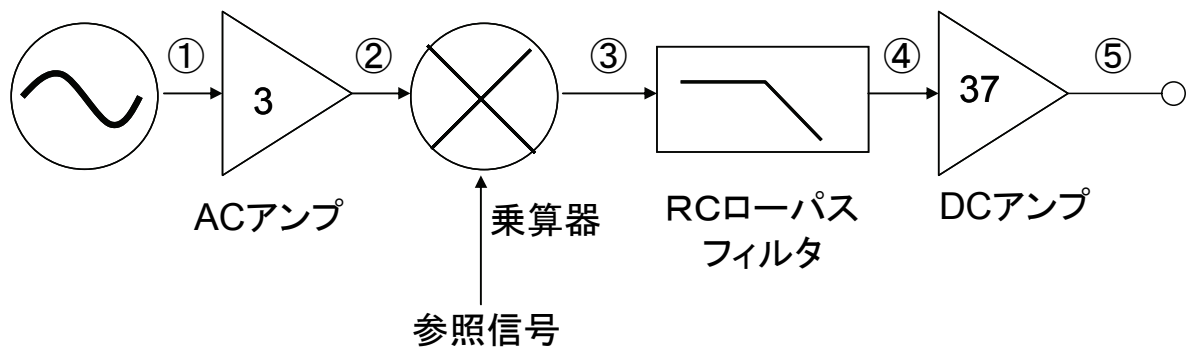
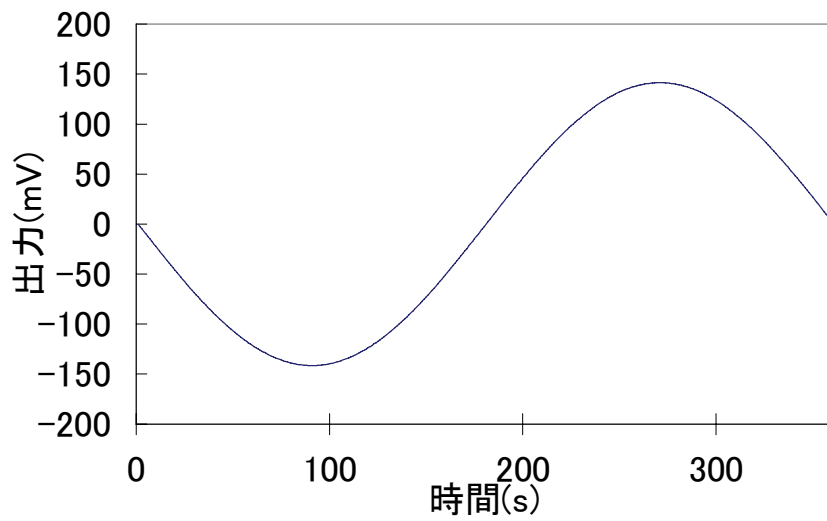
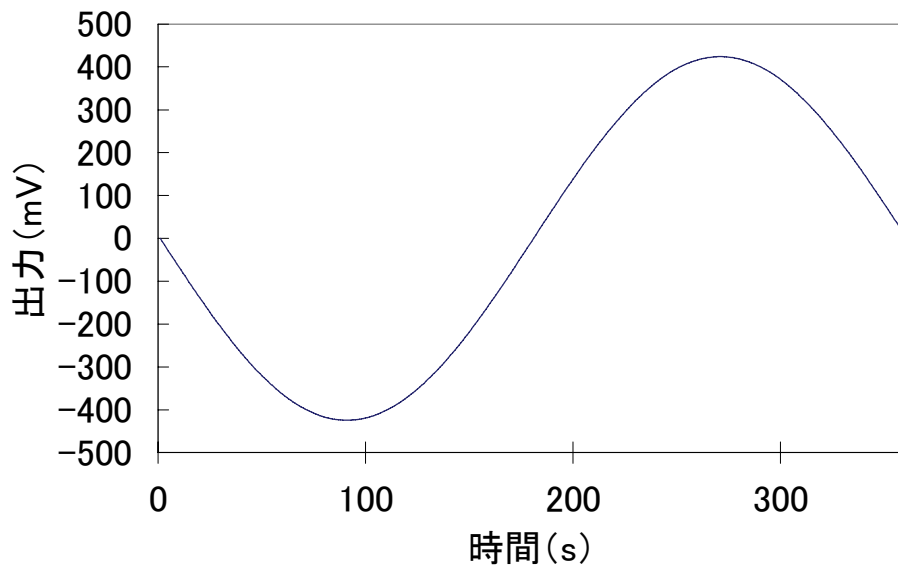


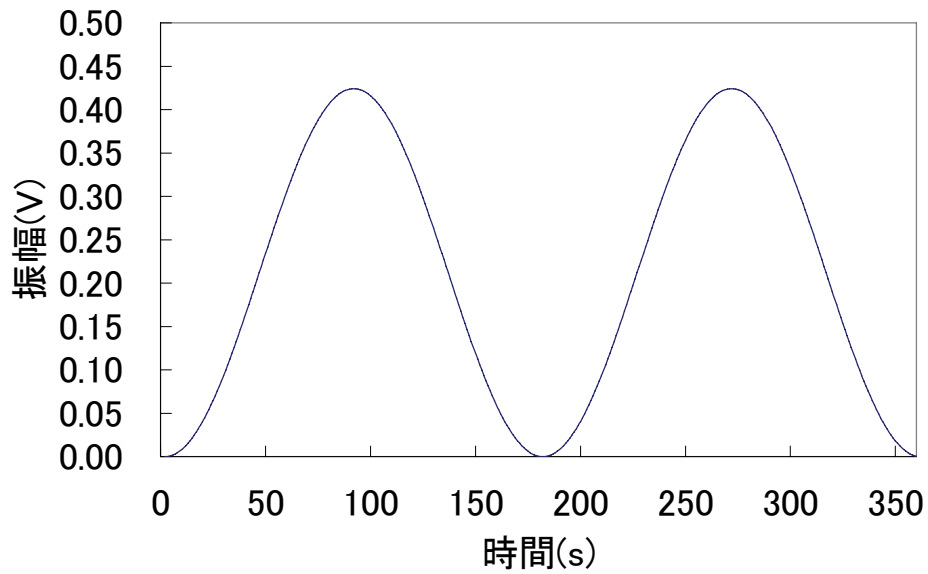
図 6-1 シミュレーション箇所



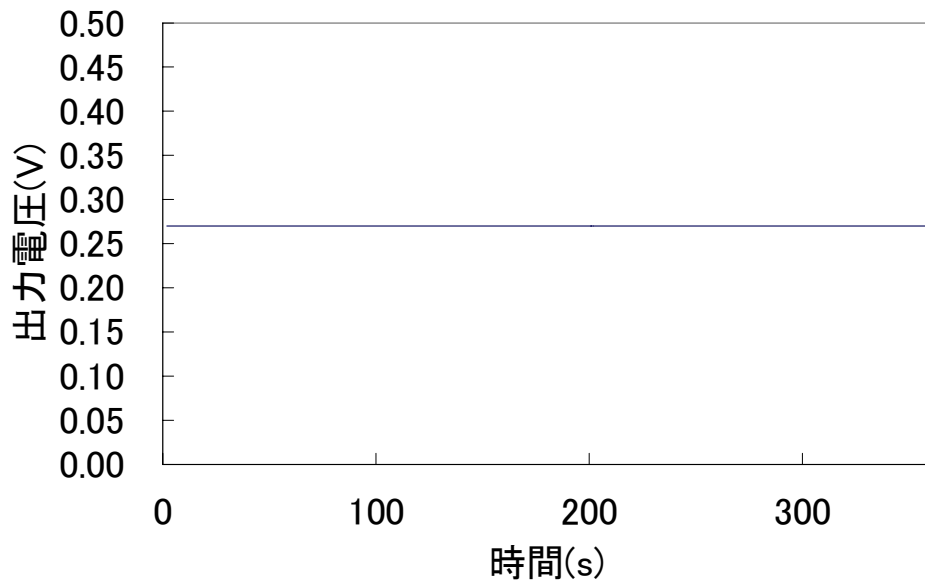
(a) ①入力波形



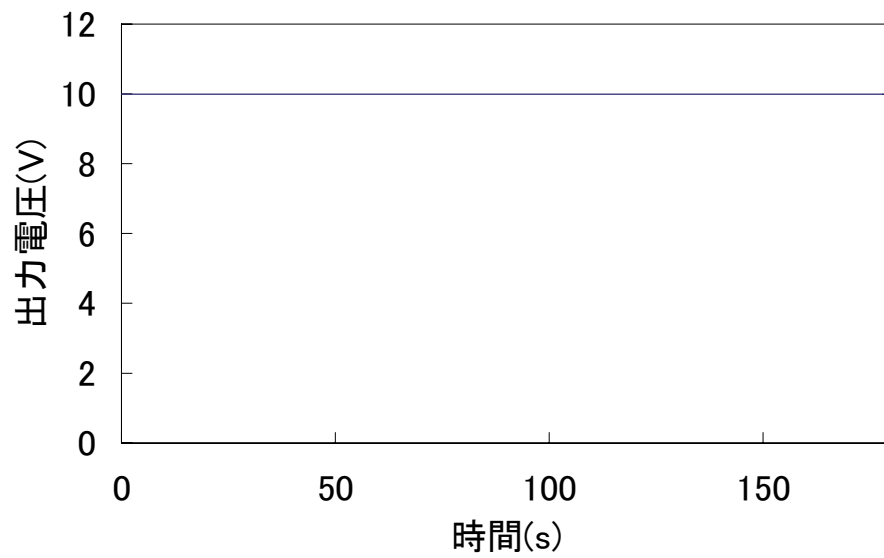
(b) ②AC アンプ出力波形



(c) ③乗算出力波形



(d) ④フィルタ出力



(e) ⑤DC アンプ出力

図 6-2 ロックインアンプシミュレーション結果



## 7 ロックインアンプの製作

### 7.1 移相器の製作

製作した移相器の回路図を図 7-1 に示す。製作を行うポイントとして以下の点が挙げられる。

1. 移相範囲  $270^\circ$
2. コンパレータによる方形波変換
3. ノイズ対策

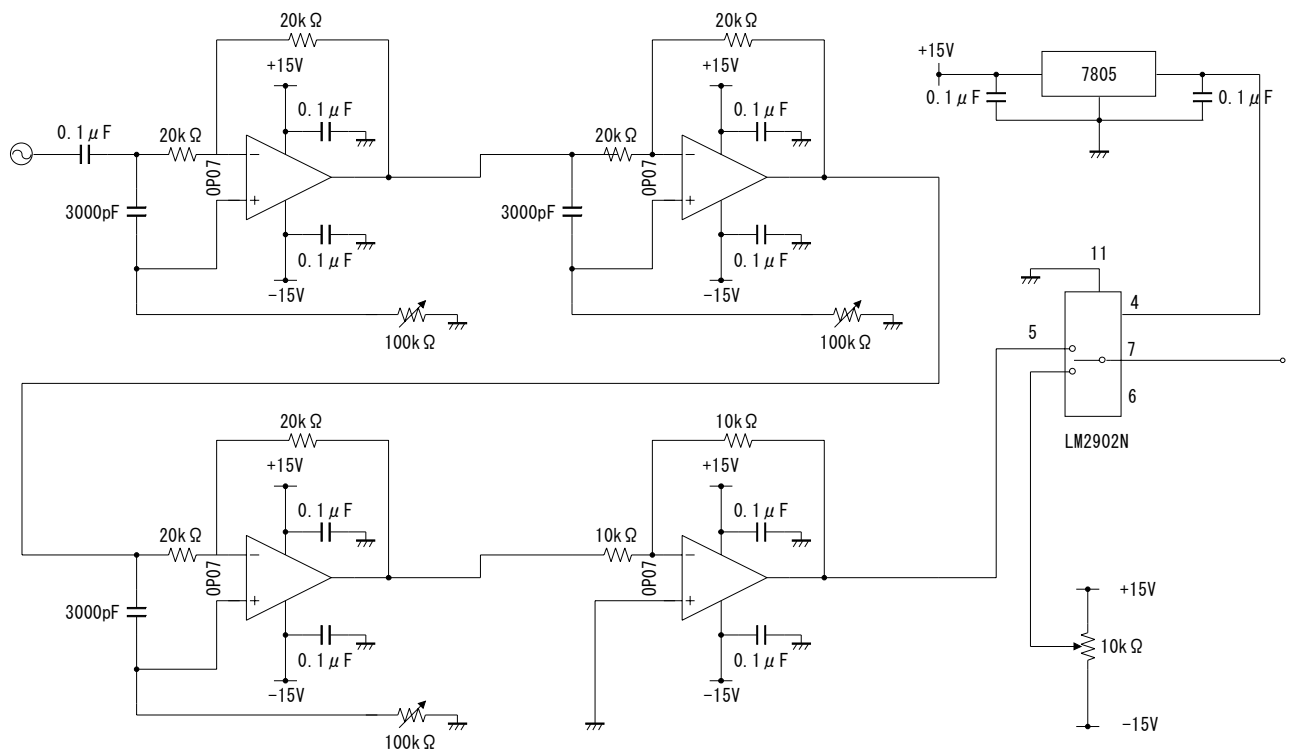


図 6-2 移相器回路図

### 7.1.1 移相範囲

位相可変範囲として  $270^\circ$  確保する。そのため 2 章で実験を行った移相回路を 3 段、接続する必要がある。  $270^\circ$  と移相範囲を拡大したのは、位相調整時の精度を高めるためである。

### 7.1.2 コンパレータによる方形波変換

位相調整を行った信号をスイッチング信号とするために方形波に変換した。コンパレータとして用いた IC は [LM2902N] を用いた LM2902N は 4 回路入り低電力汎用 OP アンプであり、単電源として  $3V \sim 32V$  と幅広い動作電圧を持つ。この IC を動作させるために動作電圧として 3 端子レギュレータで約  $5V$  の電圧を入力した。使用した 3 端子レギュレータは 7805 を用いた。3 端子レギュレータには出力電圧が固定式 (78/79) と可変式 (LM317/337) の 2 種類がある。今回は出力としてアンプのクリップレベルを超える電圧は入力できないため  $5V$  用の固定式 3 端子レギュレータを用いた。図 7-2 に 3 端子レギュレータの使用回路を示す。3 端子レギュレータは入力側出力側共にコンデンサを接続しなければならない。また方形波のデューティ比を調節するためにコンパレータ GND 側に可変抵抗を用いた。

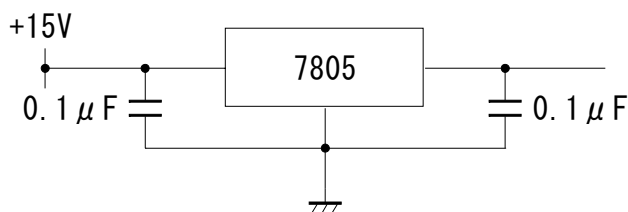


図 7-2 3 端子レギュレータ使用例

### 7.1.3 ノイズ対策

移相器で発生するノイズはロックインアンプに直接的な影響を与えないものの、ノイズ対策は必要である。そのため各アンプの電源電圧-GND 間には  $0.1 \mu F$  のコンデンサを挿入し、電源からのノイズ混入を防いだ。更に入力信号である波形発信機からオフセットの影響を防ぐために 1 段目の移相器へ信号が入る前に  $0.1 \mu F$  のコンデンサを挿入してある。

## 7.2 ロックインアンプの製作

これまでの章を踏まえた上で製作したロックインアンプの回路図を図 7-3 に示す。  
製作を行うポイントとして以下が挙げられる。

1. 入力信号の分圧回路
2. 入力信号低雑音化用 RC ハイパスフィルタの挿入
3. フィルタ用バッファアンプ

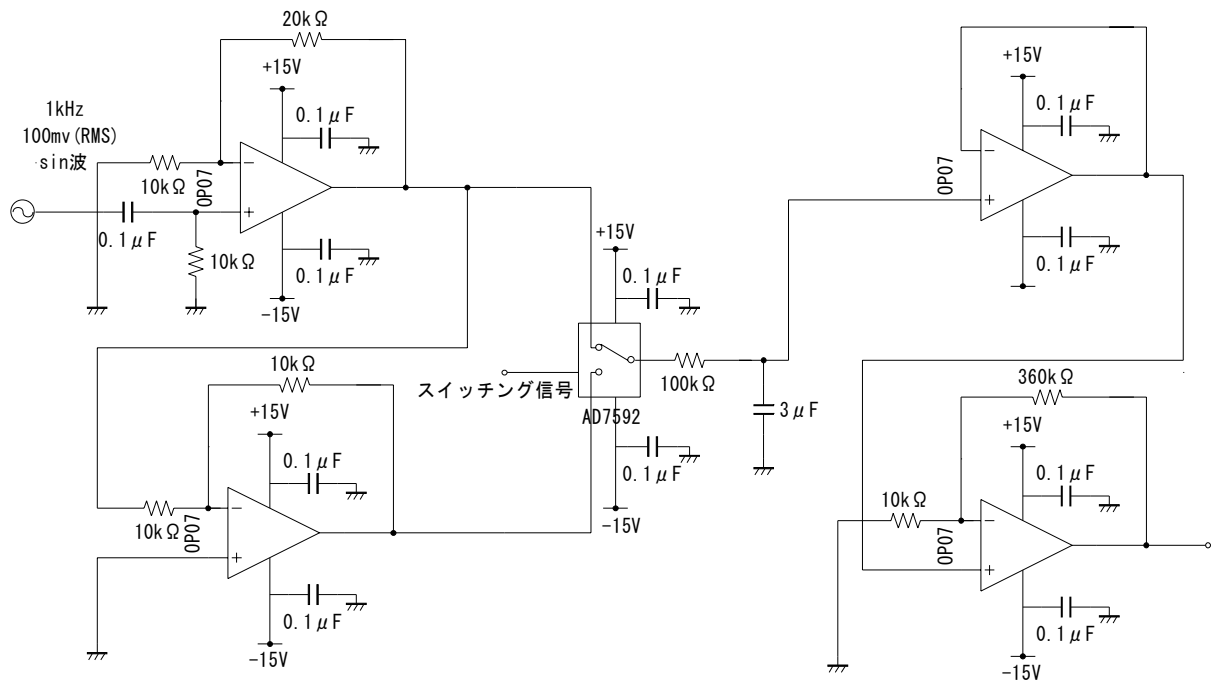


図 7-3 ロックインアンプ回路図

### 7.2.1 入力信号分圧回路

今回用いた波形発信器 ken-wood 製 FG-273 の出力電圧定格は最小値が 200mVp-p である。よって 100mVrms の電圧を入力するため、分圧回路を用いた。分圧比を 10:1 に設定し、最小値として 10mV まで入力可能とした。分圧後の信号用にバッファ用として 1 倍の非反転回路を挿入した。図 7-4 に分圧回路を示す。なお入力信号はロックインアンプ外部の信号であるため、この回路はロックインアンプ内には実装していない。

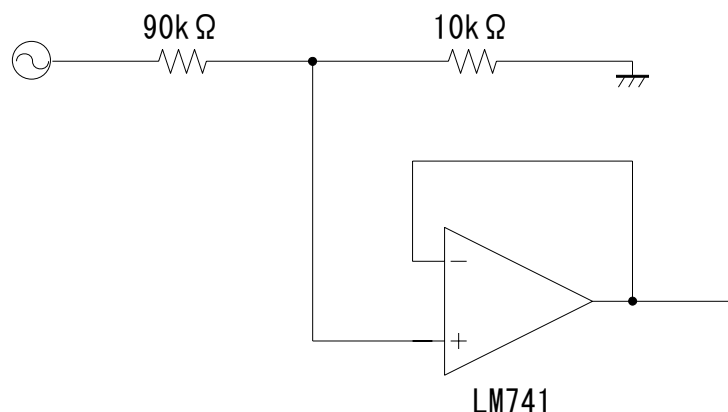


図 7-4 分圧回路

### 7.2.2 入力信号低雑音化用 RC ハイパスフィルタ

波形発信器内部、分圧回路の素子により発生するノイズやオフセットを除去するためにフィルタを AC アンプ前に実装した。このフィルタにはこれまで使用してきた RC ローパスフィルタではなく RC ハイパスフィルタを用いる。ハイパスフィルタは 3 章にも示すように、遮断周波数以上の周波数を通過させるという働きをする。R=10kΩ、C=0.1μF を用いて遮断周波数を 152Hz と設定した。この値は入力周波数である 1kHz の信号を通過させ、十分オフセットやノイズを除去できる値である。図 7-5 に RC ハイパスフィルタの構成を示す。ハイパスフィルタはローパスフィルタと真逆で、抵抗を GND に対して並列に挿入することとなる。

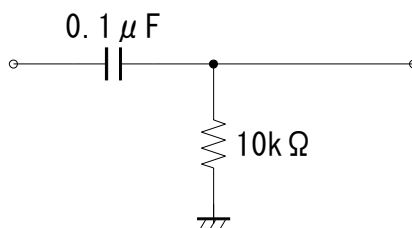


図 7-5 RC ハイパスフィルタ

### 7.2.3 フィルタ用バッファアンプ

RC ローパスフィルタを通した後に用いられるアンプは1倍の非反転回路である。このアンプの目的はフィルタに使用される抵抗とDCアンプに用いられる抵抗が直列に接続され、DCアンプ利得が変化するのを防ぐ働きがある。このような働きをする増幅器は緩衝増幅器(バッファ)と呼ばれ、入出力のインピーダンス変化に用いられる。

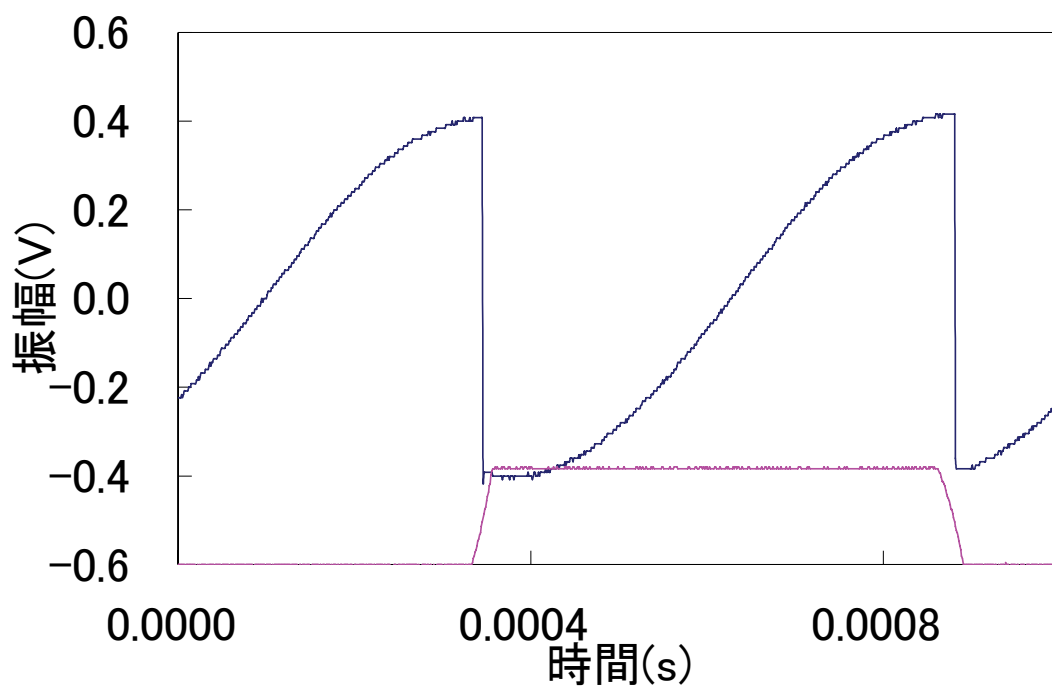
## 8 ロックインアンプ動作測定

### 8.1 位相特性

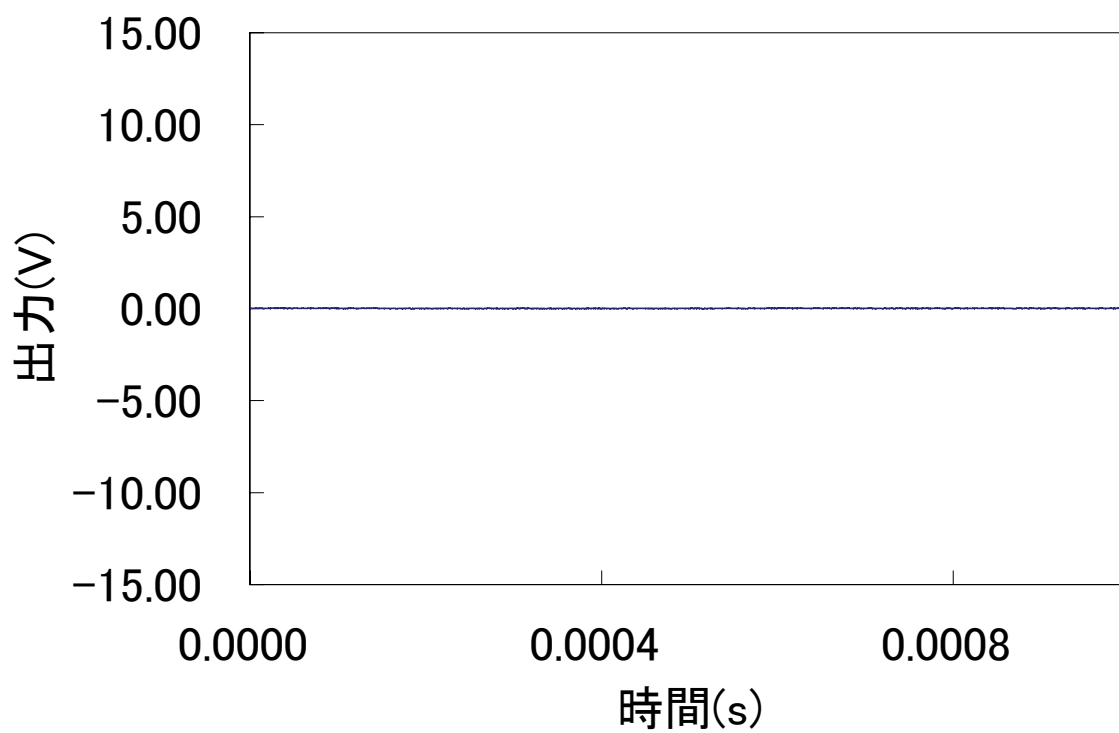
製作したロックインアンプの位相特性を測定する。位相特性は以下の手順で測定する。

- ① 移相器出力パルスのデューティ比を 50%になるようコンパレータ可変抵抗を調整する。
- ② ロックインアンプの DC アンプ出力を 0V になるよう、移相器の可変抵抗を調節
- ③ 乗算器の出力波形と DC アンプ出力をオシロスコープより PC に取り込む。
- ④ 同様に移相器を調節し、出力 10V,-10V 付近の乗算波形も取り込む。

以上の測定方法により得られた出力波形を図 8-1～図 8-4 に示す。図 8-1、図 8-3 より位相差が  $90^\circ$  の場合出力は約 0V、図 8-2 より  $0^\circ$  の場合約 10V そして図 8-4 より  $180^\circ$  なら約-10V となる。乗算器への入力振幅を R、入力信号と参照信号の位相差を  $\theta$  とすると、ロックインアンプの出力は  $R\cos\theta$  に比例していることがわかる。図 8-2、8-4 より方形波の立ち上がり時間付近で波形に歪みが発生している。これは方形波の立ち上がり時間  $19\mu\text{s}$  の発生と、位相調整による誤差で生じた歪みである。

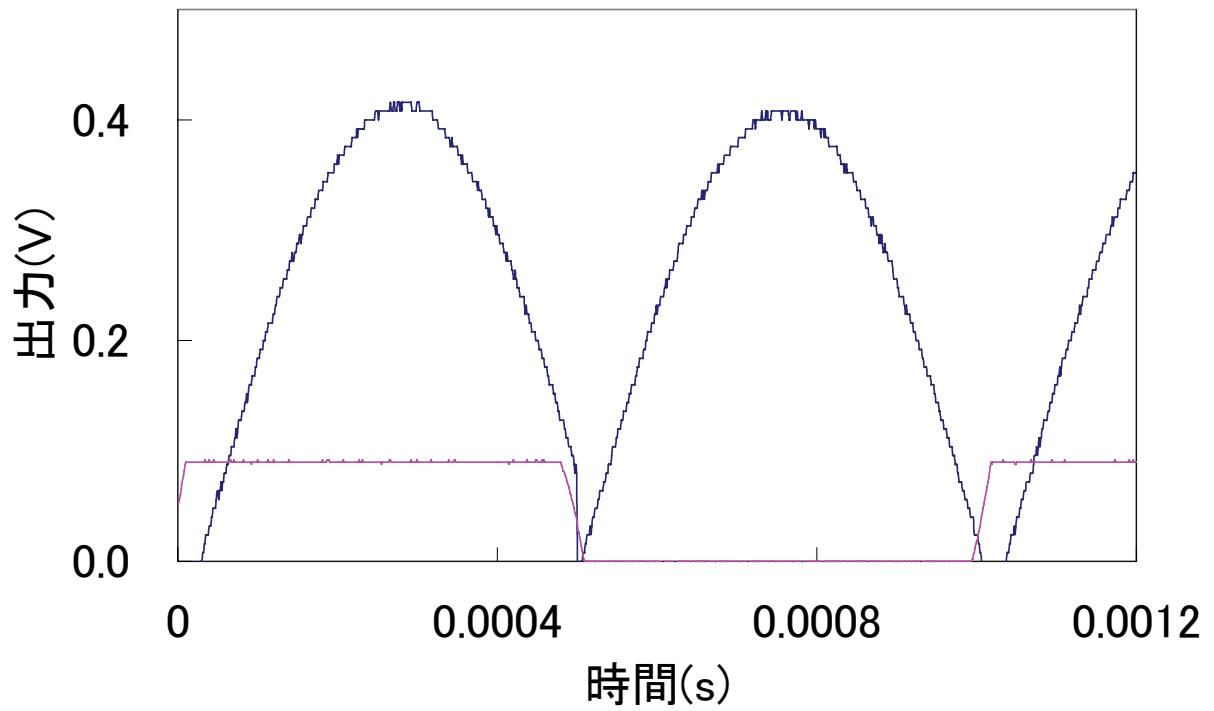


(a) 乗算器出力

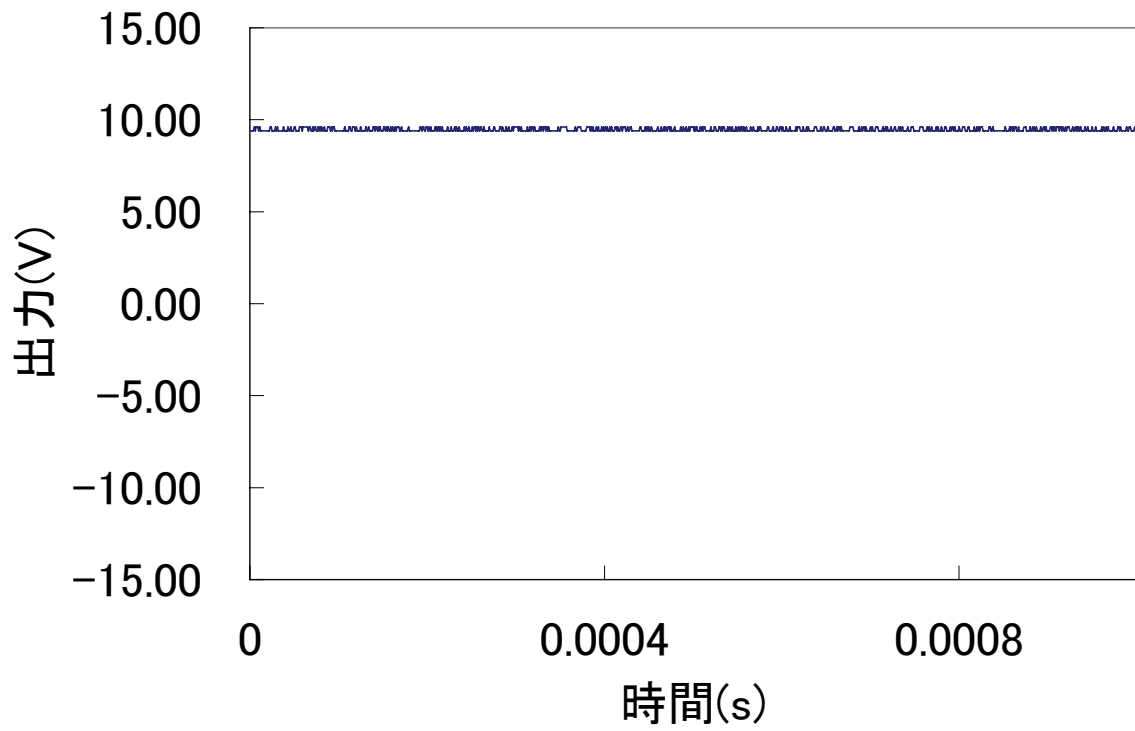


(b) DC アンプ出力

図 8-1 位相差+90°



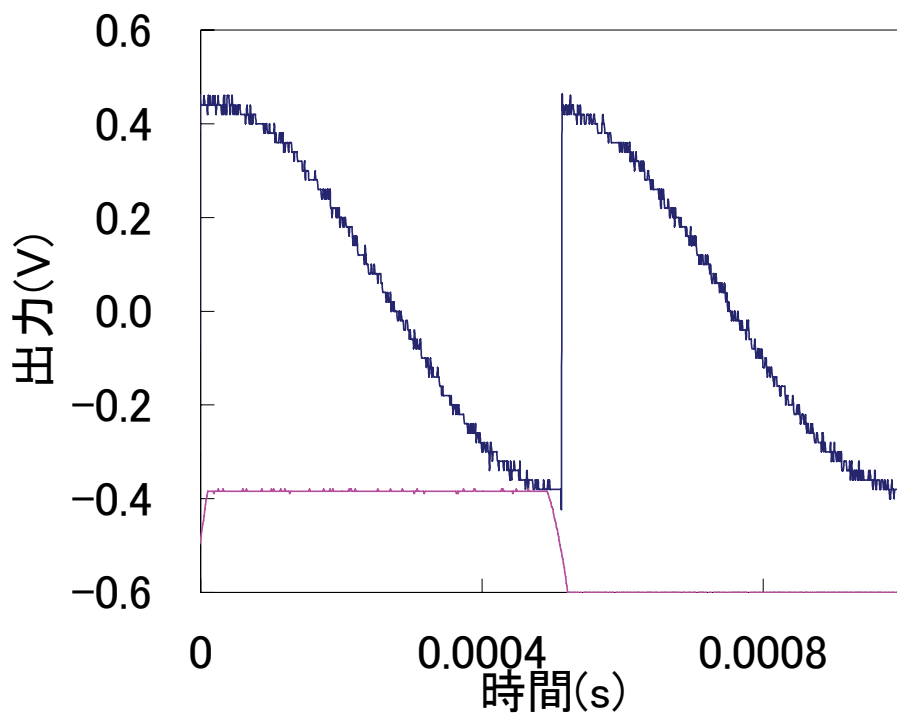
(a) 乗算器出力



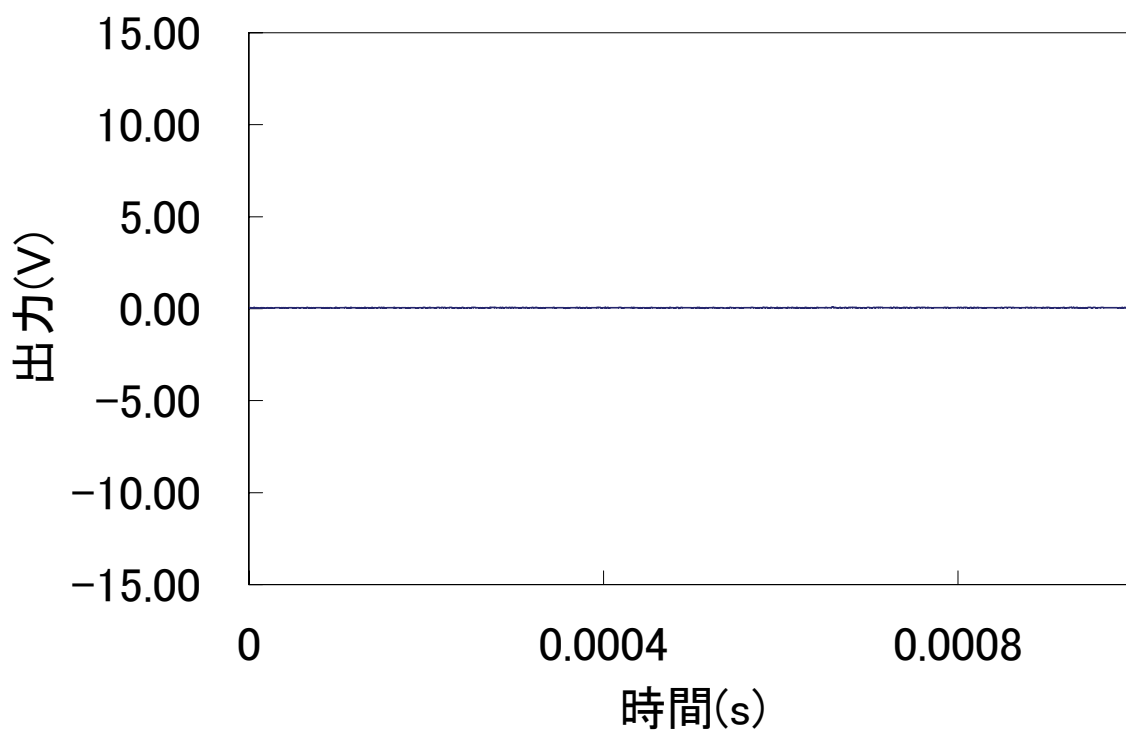
(b) DC アンプ出力

図 8-2 位相差  $0^\circ$



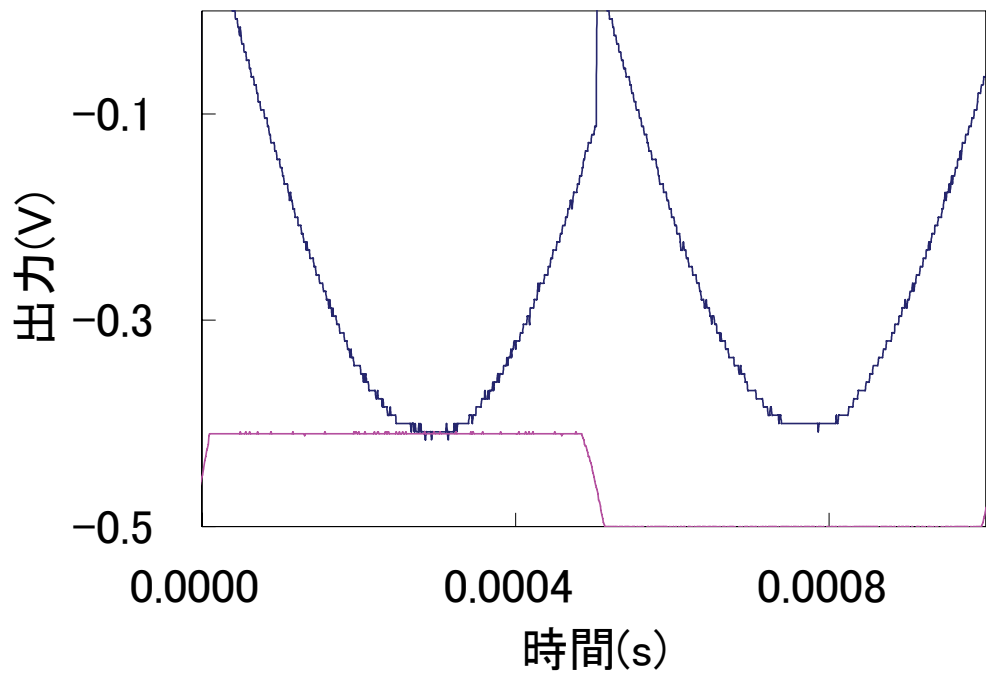


(a) 乗算器出力

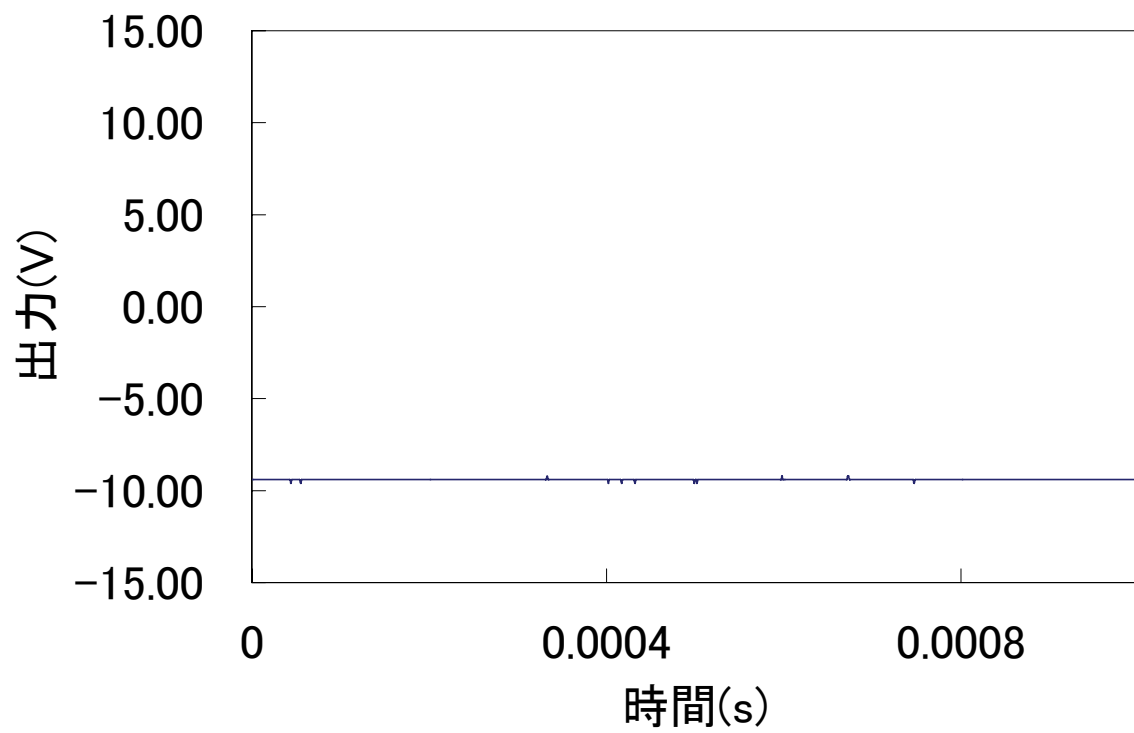


(b) DC アンプ出力

図 8-3 位相差-90°



(a) 乗算器出力



(b) DC アンプ出力

図 8-4 位相差 180°

## 8.2 位相雑音測定

位相雑音の測定方法は次のようにして求める。

- ① ロックインアンプの出力が 0V になるように位相調整を行う。
- ② オシロスコープの VOLTS/DIV ノブをノイズ波形が出るまで拡大する。
- ③ CURSOR 機能によりノイズのピーク to ピーク値を測定する。

以上の方法により今回計測されたノイズを図 8-5 に示す。このノイズはピーク to ピーク値で約 10mVp-p であった。これより式 5.2 より位相雑音を求めると、 $0.0573^\circ$  となる。しかし本来出力されるノイズは各素子によって発生するホワイトノイズを想定していたが、この出力ノイズは周期をもった信号となった。これは最終出力に他の信号が混入していると考えられる。FFT によりスペクトル解析したところ 2kHz での周波数スペクトルが観測された。よって乗算器による出力信号が混入している可能性がある。

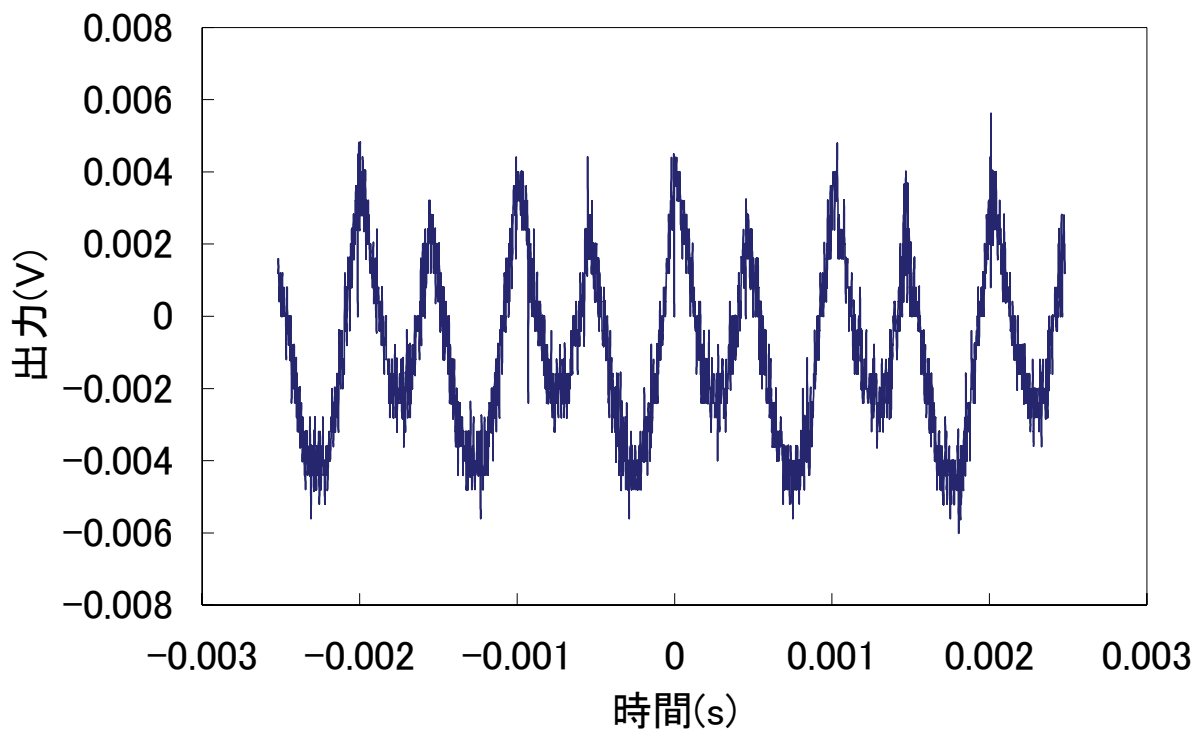


図 8-5 出力ノイズ

### 8.3 ロックインアンプ入出力特性

今回設定したダイナミックリザーブ 40dB が確保されているかを検証するためにロックインアンプの入出力特性を測定した。図 8-6 に入出力特性図を示す。今回測定したデータはほぼ理論値を取っていることがわかる。このことよりダイナミックリザーブ 40 dB が確保されているといえる。

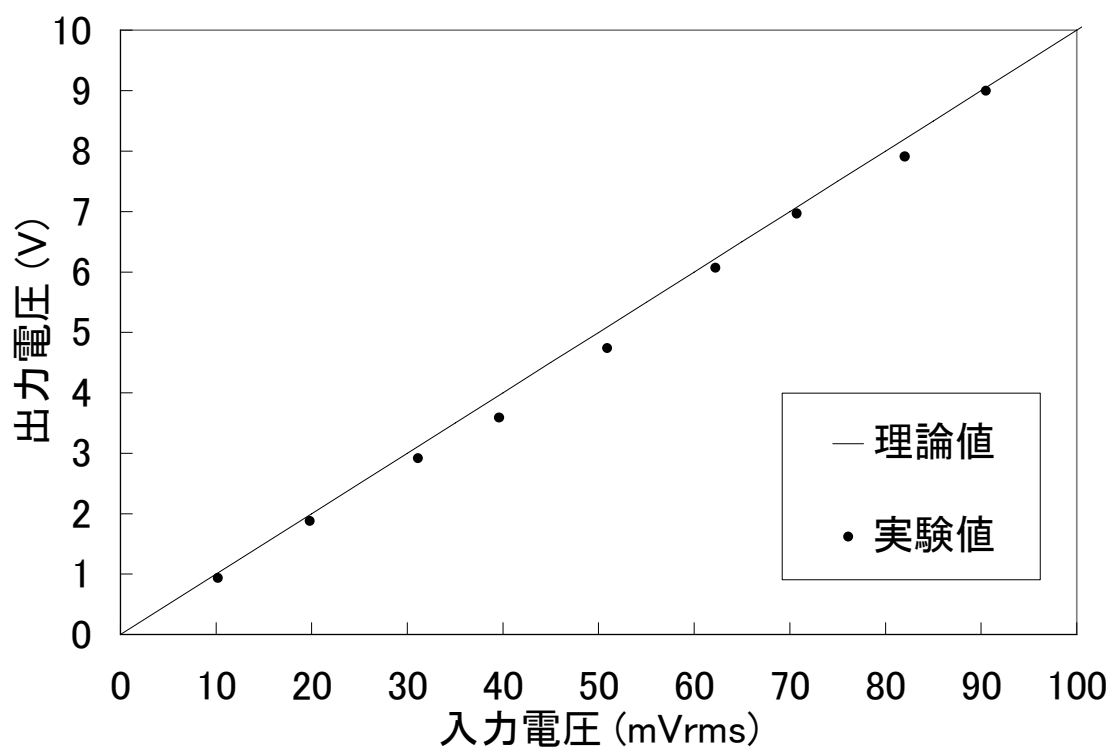


図 8-6 ロックインアンプ入出力特性

## 9 まとめ

### 9.1 まとめ

本研究で製作したロックインアンプでは位相雑音  $0.0573^\circ$  という精度を得ることができた。この値を入力電圧に換算すると  $0.1\text{mVrms}$  の入力信号まで検出することができる。よって最大雑音電圧を AC アンプのクリップレベルとすると  $30\text{Vp-p}$  のノイズ内から  $0.1\text{mVrms}$  という入力信号が検出できるということになる。今後の課題として、実際の気体測定(付録参照)に利用する場合には、測定する対象気体に合わせた測定レンジのダイナミックリザーブを決定し、位相雑音精度を必要に応じて向上させることが挙げられる。またロックインアンプの最終出力で発生しているノイズの混入原因を解明し、改善を行うことなども考えられる。具体的な対策としては、移相器に使用している可変抵抗をポテンショメータに交換することや、分圧回路を利用し、位相可変精度を高めることなどで位相雑音の改善が見込まれる。

本研究ではホワイトノイズジェネレータや乗算用 IC による乗算器など直接的に研究の成果に結びつかなかったものもあったが、これらを実際に製作していただくことにより、電子回路における知識や、違う観点からのアプローチ方法など様々な経験を積むことができた。

## 9.2 謝辞

本研究を行うにあたり、多くの書籍をお借りし、実験においては丁寧なご指導を行っていただきました本校電子制御工学科由井四海教員に心から感謝いたします。

また実験を行うにあたって貴重な助言を多数下さいました制御情報システム工学専攻科 1 年中谷健一氏にも深く感謝の意を表したいと思います。

ここに深く感謝の意を表明することで、皆様方への謝辞とさせていただきます。

## 10 付録

### 10.1 吸収分光法による気体測定

ロックインアンプを用いた気体測定を行うにあたって吸収分光法という測定方法がある。これは気体の吸収スペクトルを観測することにより、その気体の構成や濃度を測定できるというものである。

#### 10.1.1 吸収スペクトル

気体を構成する分子はすべて化学結合した原子から構成され、これらの分子に、ある振動数をもった光を照射すると同じ振動数の化学結合をもった分子には、光を吸収して透過させないという性質がある。

つまり照射する光の波長を変化させて観測を続けると、ところどころに光の吸収が起こり、気体特有のスペクトル波形を得ることができる。このスペクトル波形のことを吸収スペクトルという、吸収スペクトルはそれぞれの気体によって全て異なるため、未知の気体の吸収スペクトルを計測することによって、その気体の組成や分子構造を特定することができる。

#### 10.1.2 吸収分光法

図付-1 に吸収分光法を用いた気体測定の概要図を示す。吸収分光法は以下のように行われる。

- ① レーザ発振器よりレーザ光をライトチョッパに照射する。
- ② ライトチョッパによりレーザ光を方形波に変換する。
- ③ 光が気体を通過しフォトダイオードで AD 変換する。このときに外光などの外乱によりフォトダイオード出力にノイズが発生する。
- ④ ライトチョッパの駆動周波数を参照信号としてロックインアンプに入力する。
- ⑤ ロックインアンプによりライトチョッパの駆動周波数と同期する信号、つまり気体による純粋な光の吸収強度変化のみが出力できる。
- ⑥ レーザ光の波長を可変し、各波長におけるスペクトル変化を観測する。
- ⑦ すべてのスペクトルを連続スペクトルとすることで吸収スペクトルが求まる。
- ⑧ 吸収スペクトルを解析することにより、気体の分析を行う。

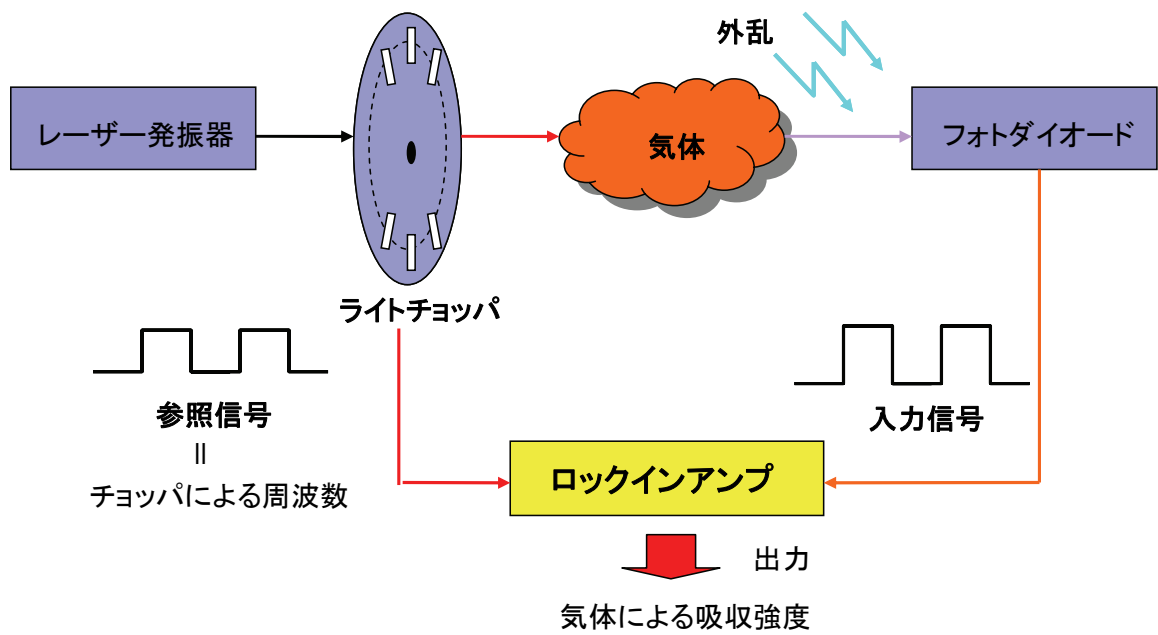


図 10-1 吸収分光法による気体測定概要図



## 10.2 使用機器一覧

表 10-1 波形発振器仕様

メーカー	kenwood
型番	FG-273A
発振周波数範囲	0.2Hz～2MHz
正弦波特性(ひずみ率)	1%以下(50Hz～50kHz) 2%以下(10Hz～50Hz) 1.5%(50kHz～500Hz)
出力特性(出力電圧)	200mVp-p～20Vp-p 以上(無負荷時) 100mVp-p～10Vp-p 以上(50Ω 負荷時)
出力特性 (DC オフセット)	±10V(無負荷時)/±5V(50Ω 負荷時)/連続可変

表 10-2 直流電源装置仕様

メーカー	菊水電子工業
型番	PAB18-3
出力電圧	0～18V
出力電流	3A
リップル	500μVrms

表 10-3 デジタルオシロスコープ仕様

メーカー	Tektronix
型番	TDS2022
帯域幅	200MHz
サンプリングタイム	2GS/s

表 10-4 デジタルマルチメータ仕様

メーカー	sanwa
型番	CD731
帯域幅	40～400Hz

参考文献

[1] 遠坂俊昭(2003) 『計測のためのフィルタ回路設計』 CQ 出版社 295pp

[2] エヌエフ回路設計ブロック 『ロックインアンプ技術解説書』

エヌエフ回路設計ブロック 20pp

[3] 蒲生良治(1999) 『トランジスタ技術 SPECIAL』(シリーズ<No.44>) CQ 出版社 159pp

[4] 山形孝雄(2000) 『トランジスタ技術 SPECIAL』(シリーズ<No.60>) CQ 出版社 163pp

[5] 山形孝雄(2000) 『トランジスタ技術 SPECIAL』(シリーズ<No.71>) CQ 出版社 172pp

[6] 戸川治朗(2002) 『実用電源回路ハンドブック』 CQ 出版社 239pp

[7] 角田秀夫(2000) 『実用オペアンプ回路』 東京電機大学出版局 147pp

[8] 「電子回路のノイズ」

<<http://bird.cheng.es.osaka-u.ac.jp/gikan/report-2004/PDF/kagaya.pdf#search='縞弱う縋コ%20髪蟄仙肩霍ッ%20逋コ逕滓コ・>>

(2006/3/9 アクセス)

[9] 「pn 接合の逆降伏減少」

<[http://www.geocities.jp/miyatti\\_web/3nenzenki/DD/DD5.html](http://www.geocities.jp/miyatti_web/3nenzenki/DD/DD5.html)>

(2006/3/9 アクセス)

[9] 「ツェナーダイオード」

<<http://www.mec.panasonic.co.jp/cat/pdf/A00023BJ02-01.pdf#search='髪鷹浹墓・コフ>>

(2006/3/9 アクセス)

[10] 「ホワイトノイズ発生器」

<<http://www.geocities.co.jp/MusicHall/5687/MyTool/NoiseGen.html>>

(2006/3/9 アクセス)

[11] 「3 端子レギュレータ」

<<http://speana-1.hp.infoseek.co.jp/buhin/regulator/regulator.htm>>

(2006/3/9 アクセス)

[12] 「OP アンプデータシート OP07」

<<http://www.st.com/stonline/books/pdf/docs/2184.pdf>>

(2006/3/9 アクセス)

[13] 「OP アンプデータシート AD7529」

<[http://www.analog.com/UploadedFiles/Data\\_Sheets/559149652AD7590DI\\_2DI\\_a.pdf](http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/559149652AD7590DI_2DI_a.pdf)>

(2006/3/9 アクセス)

[14] 「OP アンプデータシート AD835」

<[http://www.analog.com/UploadedFiles/Data\\_Sheets/3399848488427AD835\\_b.pdf](http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/3399848488427AD835_b.pdf)>

(2006/3/9 アクセス)

[15] 「OP アンプデータシート LM2902」

<<http://www.st.com/stonline/books/pdf/docs/2469.pdf>>

(2006/3/9 アクセス)