

1 目的

オペアンプ回路の製作と製作した回路の電気的特性を計測することにより、電気電子情報通信実験で使用する各種機器の基本的な扱い方と報告書の作成方法を習得する。

2 原理

2.1 製作する回路

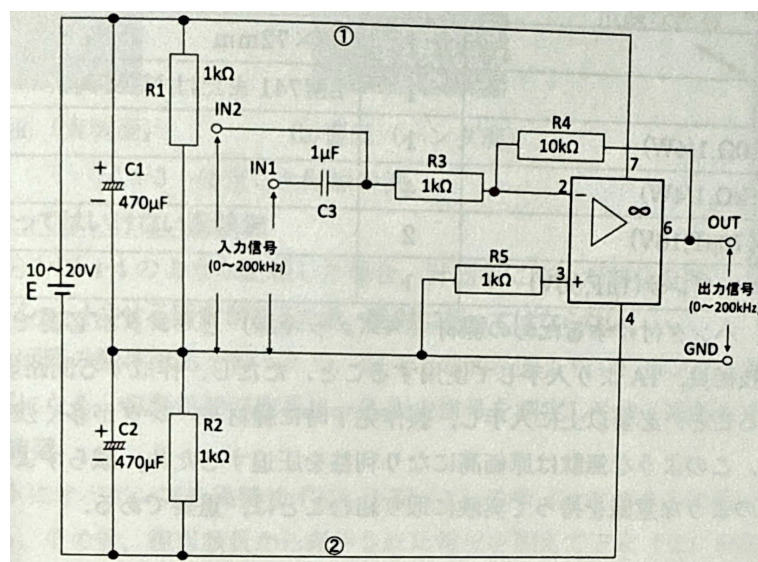


図 2.1: オペアンプの回路

2.2 回路の動作原理

図 4-1 は、非反転入力端子 V_+ が接地されていることから、プラス電源のみで動作する簡単な反転増幅回路である。抵抗 R_1 と R_2 で供給される電圧 E_2 を分割して OP アンプの 7 番ピンと 4 番ピンに供給している。コンデンサ C_1 と C_2 は電源ラインのノイズを除去し、電源電圧を一定に保つために付加している。カップリングコンデンサ C_3 は直流をカットするために付加したものである。また、抵抗 $R_3 \sim R_5$ で反転増幅回路を構成している。

2.3 OP アンプの 7 番端子と 4 番端子にかかる電圧

抵抗 R_1 と R_2 は直列に接続されており、どちらも抵抗値が $10\text{k}\Omega$ であるため、それぞれに電源電圧 E の半分、すなわち $\frac{E}{2}$ ずつの電圧がかかる。また、 R_1 と R_2 の接続点を接地しているため、OP アンプの 7 番端子には $+\frac{E}{2}$ 、4 番端子には $-\frac{E}{2}$ の電圧がかかる。

2.4 本回路における入出力特性の理論式の導出

オペアンプは、入力インピーダンスが高いため反転入力端子 $-$ 側に電流は流れない。したがって、抵抗 R_3 と R_4 に流れる電流は等しいと考えられる。この電流を I とすると、次の関係が成り立つ。

$$I = \frac{V_{\text{in}} - V_-}{R_3} = \frac{V_- - V_{\text{out}}}{R_4} \quad (2.1)$$

ここで、理想的なオペアンプの特性として、反転入力端子 $-$ と非反転入力端子 $+$ の電位は等しいため、 $V_- = V_+$ が成り立つ。また、非反転入力端子 $+$ は接地されているため、 $V_+ = 0$ となる。したがって、 $V_- = 0$ である。

この結果を上式に代入すると、

$$I = \frac{V_{\text{in}}}{R_3} = \frac{-V_{\text{out}}}{R_4} \quad (2.2)$$

これを整理して、出力電圧 V_{out} を求めると、

$$V_{\text{out}} = -\frac{R_4}{R_3} V_{\text{in}} \quad (2.3)$$

したがって、本回路の入出力特性は上記のように表される。

2.5 周波数特性の理論値の算出

入力端子 IN_1 および IN_2 の増幅率の周波数特性を理論的に算出する。まず、 IN_1 について考える。カップリングコンデンサ C_3 が付加されているため、回路の周波数特性は次のように表される。

$$V_{\text{out}} = \frac{R_4}{R_3 + \frac{1}{j\omega C_3}} V_{\text{in}} \quad (2.4)$$

ここで、低周波数領域ではカップリングコンデンサ C_3 の影響により増幅率が低下する。一方、高周波数領域ではコンデンサの影響が無視できるため、増幅率は一定値に近づく。

次に、IN₂ について考える。IN₂ には特にコンデンサが付加されていないため、周波数特性は一定であり、次のように表される。

$$A_{\text{IN}_2}(f) = \left| -\frac{R_4}{R_3} \right| \quad (2.5)$$

したがって、IN₁ と IN₂ の周波数特性は上記のように理論的に求められる。ここで、電圧利得を明確に計算すると、IN₁ の利得は次のように表される。まず、IN₁ の周波数特性を考える。カップリングコンデンサ C_3 が付加されているため、回路のインピーダンスは次のように表される。

$$Z = R_3 + \frac{1}{j\omega C_3} \quad (2.6)$$

ここで、 $\omega = 2\pi f$ は角周波数である。このインピーダンスを用いて、増幅率は次のように表される。

$$A_{\text{IN}_1}(f) = \left| -\frac{R_4}{Z} \right| = \left| -\frac{R_4}{R_3 + \frac{1}{j\omega C_3}} \right| \quad (2.7)$$

複素数の計算を簡単にするため、分母を有理化する。分母に $(R_3 - \frac{1}{j\omega C_3})$ を掛けると、

$$A_{\text{IN}_1}(f) = \left| -\frac{R_4(R_3 - \frac{1}{j\omega C_3})}{R_3^2 + \left(\frac{1}{\omega C_3}\right)^2} \right| \quad (2.8)$$

分子の虚部はゼロになるため、絶対値を取ると次のようになる。

$$A_{\text{IN}_1}(f) = \frac{R_4}{\sqrt{R_3^2 + \left(\frac{1}{2\pi f C_3}\right)^2}} \quad (2.9)$$

これをデシベル (dB) 表記に変換すると、

$$A_{\text{IN}_1}(f) = 20 \log_{10} \left| \frac{R_4}{\sqrt{R_3^2 + \left(\frac{1}{2\pi f C_3}\right)^2}} \right| [\text{dB}] \quad (2.10)$$

したがって、IN₁ の利得は上記のように表される。

また、IN₂ の利得は周波数に依存せず、次のように一定である。

$$A_{\text{IN}_2}(f) = 20 \log_{10} \left| \frac{R_4}{R_3} \right| [\text{dB}] \quad (2.11)$$

2.6 電圧特性の算出値（理論値）

式 (2.9) を用いて、入力電圧と出力電圧の関係を求める。今回、 $R_4 = 7.5\text{k}\Omega$ 、 $R_3 = 1\text{k}\Omega$ 、 $C_3 = 1\mu\text{F}$ 、 $f = 50\text{Hz}$ であるから、 $A_{\text{IN}1} \approx 2.24$ として理論値を計算する。

表 2.1: IN1 の電圧特性の理論値

入力電圧 [mVpp]	出力電圧 [mVpp]
400	896
500	1120
600	1344
700	1568
800	1792
900	2016
1000	2240

表 2.2: IN2 の電圧特性の理論値

入力電圧 [mVpp]	出力電圧 [mVpp]
400	3000
500	3750
600	4500
700	5250
800	6000
900	6750
1000	7500

2.7 電圧増幅率の算出値（理論値）

式 (2.5) と (2.9) を用いて、IN1 と IN2 の電圧増幅率を求める。今回、 $R_4 = 7.5\text{k}\Omega$ 、 $R_3 = 1\text{k}\Omega$ 、 $C_3 = 1\mu\text{F}$ であるから、次のように計算する。

IN1 の電圧増幅率については、

$$A_{\text{IN}_1}(f) = \frac{R_4}{\sqrt{R_3^2 + \left(\frac{1}{2\pi f C_3}\right)^2}} = \frac{7.5k\Omega}{\sqrt{(1k\Omega)^2 + \left(\frac{1}{2\pi f \cdot 1\mu\text{F}}\right)^2}} \quad (2.12)$$

IN2 の電圧増幅率については、

$$A_{\text{IN}_2} = \frac{R_4}{R_3} = \frac{7.5k\Omega}{1k\Omega} = 7.5 \quad (2.13)$$

このように計算できる。

2.8 低域側と高域側の違いについて

本回路における低域側と高域側の違いは、主にカップリングコンデンサ C_3 の影響によるものである。

低域側では、カップリングコンデンサ C_3 のインピーダンスが高くなるため、入力信号が減衰しやすい。この結果、回路全体の増幅率が低下する。具体的には、カップリングコンデンサのインピーダンスは次式で表される。

$$Z_{C_3} = \frac{1}{j\omega C_3}$$

ここで、角周波数 $\omega = 2\pi f$ が小さい（低周波数）場合、 Z_{C_3} が大きくなり、信号がコンデンサを通過しにくくなるため、増幅率が低下する。

一方、高域側では、カップリングコンデンサ C_3 のインピーダンスが低くなるため、入力信号がほぼそのまま回路に伝達される。この結果、回路の増幅率は抵抗比 $-\frac{R_4}{R_3}$ に近づき、一定値を示す。

したがって、低域側ではカップリングコンデンサの影響により増幅率が低下し、高域側ではその影響が無視できるため、増幅率が一定となると理論的に考えられる。

3 実験方法

3.1 使用機材

- ハンダゴテ

- 直流安定化電源
- デジタル・マルチメーター（テスター）
- 信号発生装置
- デジタル・オシロスコープ

3.2 使用する部品一覧

表 3.1: 使用する部品一覧

項番	品名	数量	備考
1	ユニバーサル基板	1	95 × 72mm
2	汎用オペアンプ	1	LM741 または NJM741
3	金属皮膜抵抗器 (7.5k Ω , 1/4W)	1	
4	金属皮膜抵抗器 (1k Ω , 1/4W)	4	
5	電解コンデンサ (470 μ F, 16V)	2	
6	積層セラミックコンデンサ (1 μ F, 50V)	1	

この他に、ハンダ付けするための線材（スズメッキ線）とハンダが必要である。

3.3 回路の組み立て

1. 部品配置を検討する。

- 電源端子の位置を考慮し、電源供給が容易な配置にする。
- GND 端子は、信号発生器やデジタル・オシロスコープなど複数の機器が接続しやすいようにする。
- 信号入力端子（IN1, IN2）を適切に配置し、信号発生器とデジタル・オシロスコープが接続しやすいようにする。また、GND 端子と対になるように配置する。

2. 配線方法を検討する。

- 配線は極力直線的にし、交差や無駄を避ける。スズメッキ線は極力直線、直角にすることで判別しやすくする。
- 部品の配置を基板の銅箔面（実装面）に合わせて行い、効率的な配線を目指す。

- OP アンプのピン配置を確認し、誤接続を防ぐ。データシートのピン配置図を参考にし、特に Top view と Bottom view の違いに注意する。
- 配線が交差する際は、基板の裏面を利用して交差させる。

3.4 回路の接続と測定手順

ファンクションジェネレーターとオシロスコープの CH1 を、それぞれ製作した回路の IN1 端子（もしくは IN2 端子）と GND 端子間に繋ぐ。これにより、ファンクションジェネレーターの出力電圧は、オシロスコープでの CH1 の測定値をもとに調整する。次に、オシロスコープの CH2 を OUT 端子と GND 端子間に繋ぎ、出力電圧を測定する。これにより、IN1 端子（もしくは IN2 端子）からの入力信号に対する出力信号の変化を観測することができる。

3.5 実験課題

3.5.1 電圧特性の測定

1. 入力信号を 50Hz で IN₁ と IN₂ に入力し、出力信号の電圧の振幅（ピークピーク値）をデジタル・オシロスコープで測定する。
2. 入力電圧を 400mVpp, 500mVpp, 600mVpp, 700mVpp, 800mVpp, 900mVpp, 1Vpp に設定し、入力電圧と出力電圧の関係をグラフで表す。
3. 作成した OP アンプ回路の理論値を算出し、測定結果との相違について考察する。

3.5.2 周波数特性の測定

1. 入力信号の電圧振幅を一定（500mV）にし、周波数を 5～200kHz まで変化させたときの出力電圧をデジタル・オシロスコープで測定する。
2. 入力周波数と出力電圧の関係をグラフで表す。
3. 作成した OP アンプ回路の理論値を算出し、測定結果との相違について考察する。

3.5.3 リサージュ図形の測定

1. 入力信号をデジタル・オシロスコープのチャンネル1、出力信号をチャンネル2に入力し、入力信号の周波数を 500Hz～10kHz まで変化させたときのリサージュ図形を確認する。
2. 代表的なりサージュ図形をスケッチし、理論値との違いについて考察する。

3.5.4 デジタル・オシロスコープの操作

1. 1kHz のサイン補正信号を CH1 のプローブに入力し、FFT 表示させて波形をグラフ用紙に記録する。
2. FFT 表示の第 1～第 3 高調波の周波数を読み取り、矩形波を表すフーリエ級数の式との関係について考察する。

4 実験結果

4.1 各部の電圧測定

製作した回路の各部の電圧を測定した。測定結果は表 4.1 の通りである。

表 4.1: 各部の電圧測定結果

測定部位	1-2 間	GND-1 間	GND-2 間	GND-OP アンプの 7 番ピン間	GND-OP アンプの 4 番ピン間
電圧 [V]	15.8	7.8	-7.8	7.8	-7.8

4.2 電圧特性の測定

入力周波数を 50Hz で一定にし、入力電圧の振幅を 400mVpp～1000mVpp まで変化させたときの出力電圧をデジタル・オシロスコープで測定した。入力電圧は、信号発生器からの出力をデジタル・オシロスコープで測定し、出力電圧は、OP アンプの出力端子からの信号をデジタル・オシロスコープで測定した。IN1,IN2 それぞれの計測結果は表 4.2, 表 4.3 の通りである。またこれらのグラフを図 4.1 に示す。グラフは、横軸に入力電圧、縦軸に出力電圧を取ったものである。

表 4.2: IN1 の電圧特性の理論値と測定結果

入力電圧 [mVpp] (理論値)	400	500	600	700	800	900	1000
出力電圧 [mVpp] (計算値)	896	1120	1344	1568	1792	2016	2240
入力電圧 [mVpp] (実測値)	408	500	600	700	800	920	1060
出力電圧 [mVpp] (実測値)	900	1120	1320	1600	1920	2160	2480

表 4.3: IN2 の電圧特性の理論値と測定結果

入力電圧 [mVpp] (理論値)	400	500	600	700	800	900	1000
出力電圧 [mVpp] (計算値)	3000	3750	4500	5250	6000	6750	7500
入力電圧 [mVpp] (実測値)	404	504	604	704	800	900	1020
出力電圧 [mVpp] (実測値)	2860	3640	4380	5080	5920	6640	7460

4.3 周波数特性の測定

入力電圧の振幅を 500mV で一定にし、入力周波数を 5～200kHz まで変化させたときの出力電圧を測定した。IN1,IN2 それぞれの計測結果は表 4.4, 表 4.5 の通りである。またこれらのグラフを図 4.2 示す。グラフは、横軸に入力周波数、縦軸に出力電圧を取ったものである。

表 4.4: IN1 の周波数特性の理論値と測定結果

周波数 [Hz]	出力電圧 [mVpp] (理論値)	出力電圧 [mVpp] (実測値)
5	117	160
10	235	320
20	467	480
30	694	720
40	914	960
50	1123	1120
60	1322	1360
70	1509	1440
80	1684	1600
90	1845	1760
100	1995	1920
200	2934	2720
500	3573	3280
1000	3703	3440
2000	3738	3520
5000	3748	3520
10000	3750	3520
20000	3750	3750
50000	3750	3600
100000	3750	2960
200000	3750	1800

表 4.5: IN2 の周波数特性の理論値と測定結果

周波数 [Hz]	出力電圧 [mVpp] (理論値)	出力電圧 [mVpp] (実測値)
5	3750	4000
10	3750	4000
20	3750	4000
30	3750	4000
40	3750	4000
50	3750	4000
60	3750	4000
70	3750	4000
80	3750	4000
90	3750	4000
100	3750	4000
200	3750	4000
500	3750	4000
1000	3750	4000
2000	3750	4000
5000	3750	4000
10000	3750	4000
20000	3750	4000
50000	3750	4000
100000	3750	3200
200000	3750	2000

4.4 リサージュ図形の測定

4.4.1 IN1 のリサージュ図形

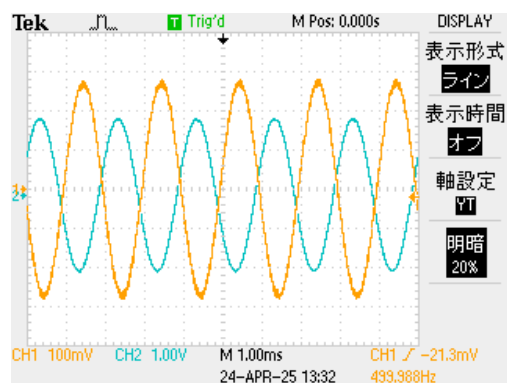


図 4.3: IN1 の入力信号 (500Hz)

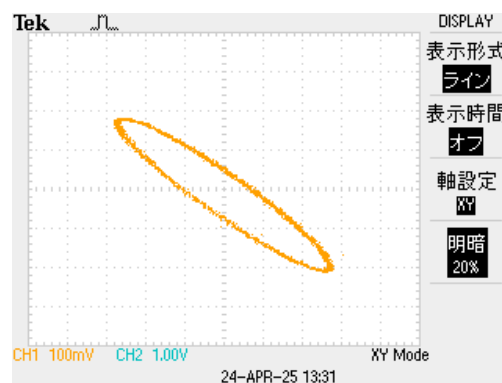


図 4.4: IN1 のリサージュ図形 (500Hz)

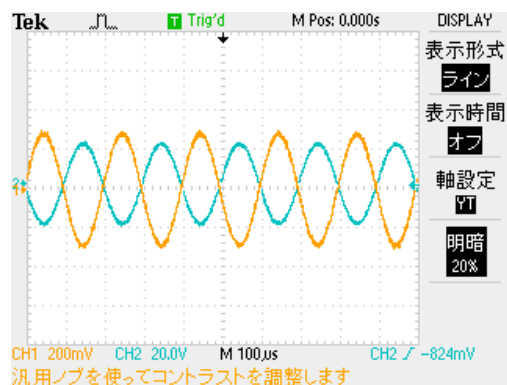


図 4.5: IN1 の入力信号 (5kHz)

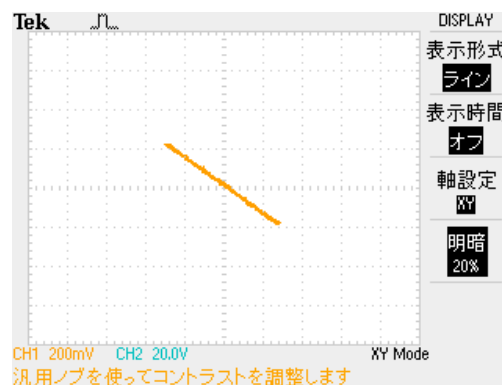


図 4.6: IN1 のリサージュ図形 (5kHz)

500Hz と 5kHz で計測したところ、図 4.3 から図 4.6 が観察できた。500Hz では、リサージュ図形が楕円形であることから、位相がずれていることがわかる。一方、5kHz では直線に近い形状をしているため、逆位相になっていることが確認できる。

4.4.2 IN2 のリサージュ図形

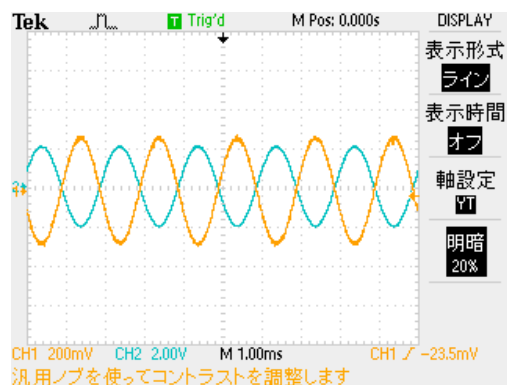


図 4.7: IN2 の入力信号 (500Hz)

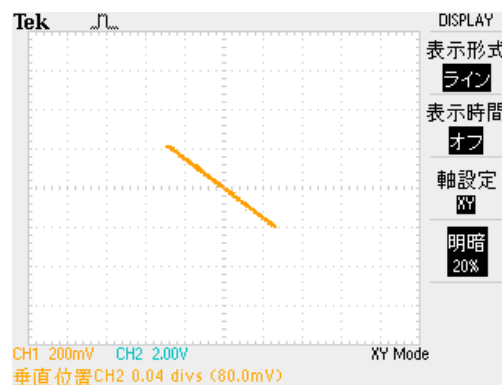


図 4.8: IN2 のリサージュ図形 (500Hz)

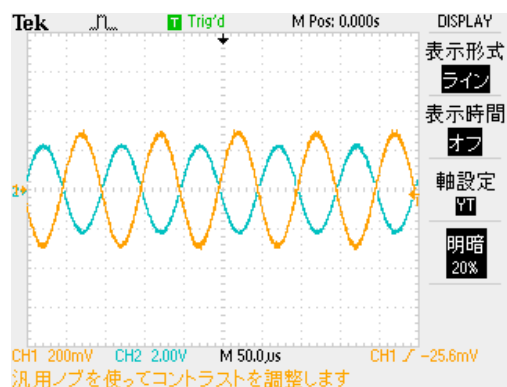


図 4.9: IN2 の入力信号 (10kHz)

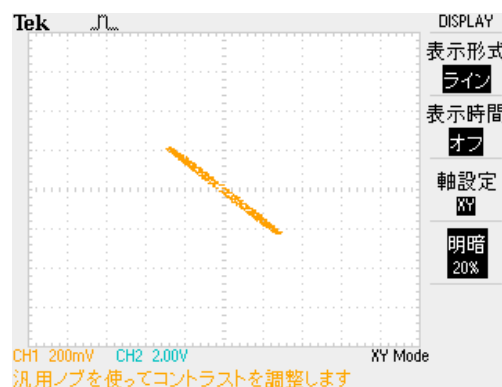


図 4.10: IN2 のリサージュ図形 (10kHz)

500Hz と 10kHz で計測したところ、図 4.7 から図 4.10 が観察された。他の周波数でも同様の傾向が見られ、リサージュ図形が直線に近い形状をしていることから、遅れなく逆位相になっていることが確認できた。

4.4.3 100kHz のリサージュ図形

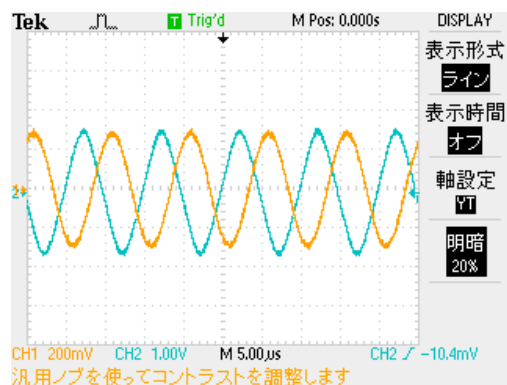


図 4.11: IN1 の入力信号 (100kHz)

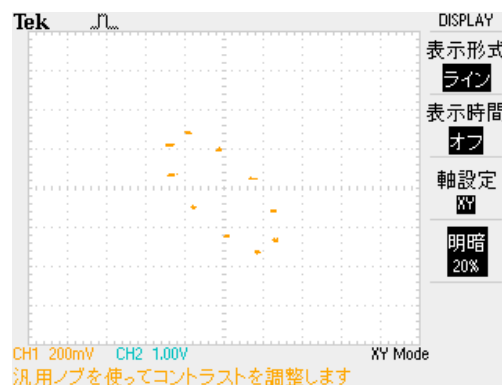


図 4.12: IN1 のリサージュ図形 (100kHz)

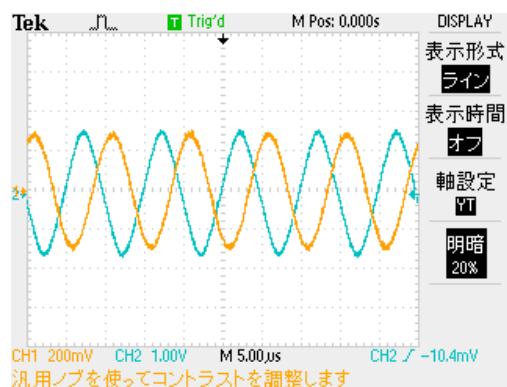


図 4.13: IN2 の入力信号 (100kHz)

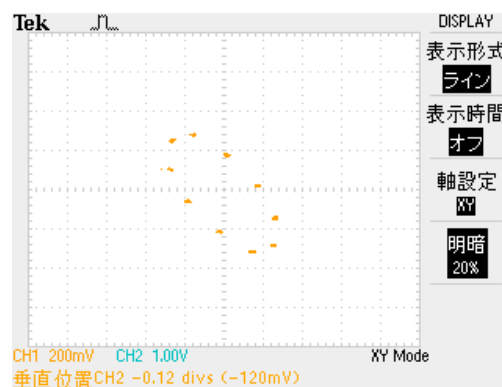


図 4.14: IN2 のリサージュ図形 (100kHz)

100kHz での IN1, IN2 のリサージュ図形を観察したところ、図 4.12, 図 4.14 のようにどちらも楕円形のリサージュ図形が観察された。これは、位相がズレていることを示している。

4.5 デジタル・オシロスコープの操作

1kHz のサイン補正信号を CH1 に入力し、FFT 表示させた

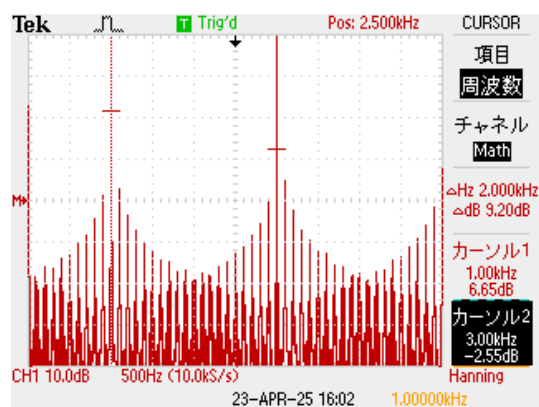


図 4.15: FFT 表示

図 4.15 より、1kHz、3kHz、5kHz で信号が大きくなっていることがわかる。

4.6 クリッピングの観察（任意課題）

IN2 において直流電源を 6V、入力周波数を 50Hz とし、電圧特性を観察した。ファンクションジェネレーターの出力電圧が 350mVpp 程度まではクリッピング現象は確認されなかったが、それ以上の電圧ではクリッピングが発生した。その際のオシロスコープの表示を図 4.16 および図 4.17 に示す。また、クリッピング現象が顕著に観察できる 1140mVpp でのオシロスコープの表示を図 4.18 および図 4.19 に示す。

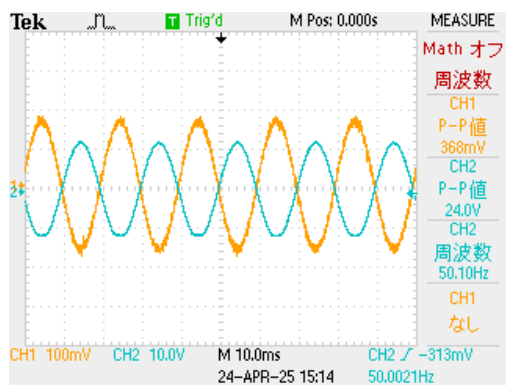


図 4.16: 入力信号 (50Hz 350mV)

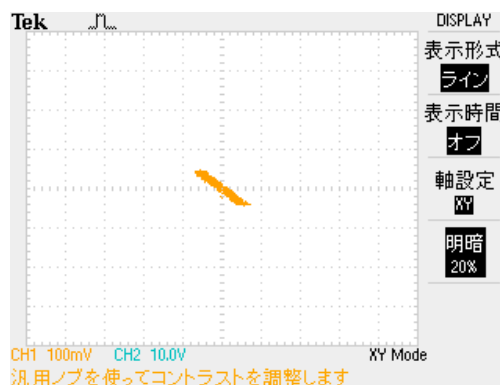


図 4.17: リサージュ図形 (50Hz 350mV)

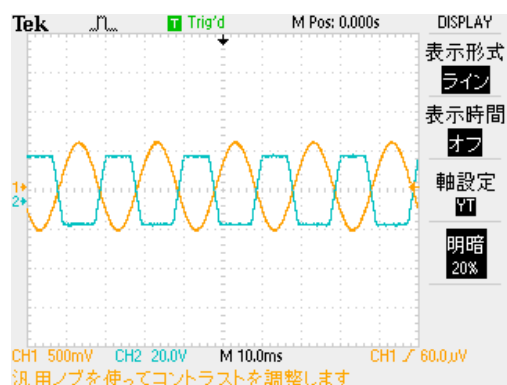


図 4.18: 入力信号 (50Hz 1140mV)

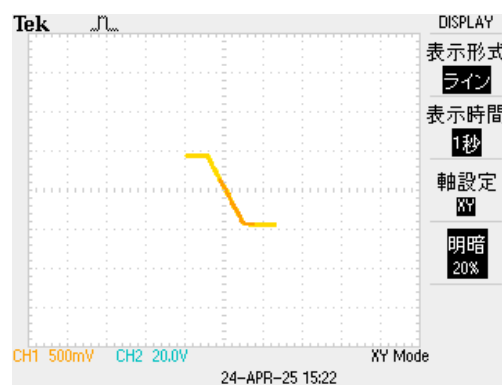


図 4.19: リサージュ図形 (50Hz 1140mV)

5 考察

5.1 各部の電圧について

安定化電源からは 16V を出力したが、測定結果では 1-2 間で 15.8V となり、0.2V の誤差が確認された。同様に、GND-1 間および GND-2 間でもそれぞれ 7.8V および 7.8V と、理論値から 0.2V の誤差が生じていた。この誤差の原因としては、以下の要因が考えられる。

- **測定機器の精度:** 使用したデジタル・マルチメーター（テスター）の測定精度が完全ではなく、内部の誤差が影響した可能性がある。
- **接触抵抗:** テスターのプローブと測定ポイントの接触が不完全であった場合、微小な電圧降下が発生した可能性がある。
- **電源電圧:** 安定化電源自体の出力電圧に誤差があった可能性がある。今回の誤差は一貫して 0.2V であることを踏まえると、安定化電源の出力電圧が表示上は 16V であっても、実際は 15.8V であった可能性がある。

これらの要因を踏まえると、最も有力な原因は電源装置の精度不足であると推測される。今後の実験では、より高精度な測定機器を使用するか、複数回測定して平均値を取ることで、誤差を低減することが望ましい。

5.2 電圧特性の測定

図 2 のグラフから読み取れるように、IN1 および IN2 の測定値は理論値に近い結果が得られた。しかし、理論値よりも高い値や低い値が観測された箇所があり、その要因の 1 つとしてファンクションジェネレータの出力電圧を調整する際に、ツマミ操作が手動で行われたため正確な設定が難しく、オシロスコープでの電圧の測定値も不安定であったことが挙げられる。

5.3 周波数特性の測定

図 19 のデータシートに示されているように、オペアンプの利得は周波数が高くなるにつれて減少する。この現象は、オペアンプの利得帯域幅積（GB 積）によるものである。GB 積は、オペアンプの利得と周波数の積が一定であることを示しており、周波数が高くなると利得が低下することを意味する。

今回の実験では、10kHz 未満の周波数では理論値に近い結果が得られたが、高周波（100kHz 以上）では利得が下がる傾向が観測された。この現象を説明するために、利得は次式で計算される。

$$A_v = 20 \log_{10} \left(\frac{7.5\text{k}\Omega}{10\text{k}\Omega} \right) \approx 17.5 \text{ dB} \quad (5.1)$$

この結果は、図 5.1 に示されているように、利得が周波数に応じて減少し、特に高周波では急激に低下する特性と一致している。

さらに、オペアンプの GB 積が一定であることから、周波数が高くなるにつれて利得が制限されることが確認された。今回の実験では、利得が 17.5dB であることが確認され、データシートのグラフにおける該当部分の周波数が約 100kHz であることと一致している。このことから、実験結果はオペアンプの理論的な周波数特性を概ね正確に反映しているといえる。

また、IN2 の系統誤差については、5.2 節の電圧特性の測定と同様の理由によるものと考えられる。

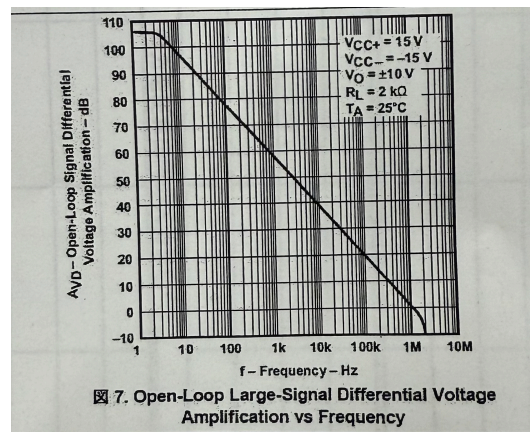


図 5.1: オペアンプの利得帯域幅特性（データシートより）

5.4 リサージュ図形の測定

5.4.1 IN1 のリサージュ図形

500Hz では、リサージュ図形が楕円形を示したが、これはオペアンプの反転増幅回路においてカップリングコンデンサ C_3 の影響が顕著であるためである。カップリングコンデンサは低周波数領域で高いインピーダンスを持つため、入力信号の一部が減衰し、位相遅れが発生する。この位相遅れがリサージュ図形に楕円形として現れると考えられる。

一方、5kHz では、カップリングコンデンサのインピーダンスが低下し、入力信号がほぼそのまま回路に伝達される。この結果、位相遅れがほとんどなくなり、リサージュ図形が直線に近い形状を示す。さらに、反転増幅回路の特性として、出力信号は入力信号と逆位相になるため、直線の傾きが負になることが確認できる。

したがって、低周波数ではカップリングコンデンサの影響により位相遅れが生じ、高周波数ではその影響が無視できるため、逆位相の直線が観察されることが考えられる。

5.4.2 IN2 のリサージュ図形

IN2 のリサージュ図形は、500Hz でも 10kHz でも同様に負の傾きを持つ直線が観察された。これは、IN2 の回路にはカップリングコンデンサが存在しないため、周波数に依存した位相遅れが発生しないことによるものであると考えられる。

5.4.3 100kHz のリサージュ図形

100kHz では、IN1 と IN2 の両方で楕円形のリサージュ図形が観察された。これは、オペアンプの高周波数領域での利得低下に伴い位相遅れが生じるためだと考えられる。また、周波数が高いということは周期が短いことを意味し、信号が回路を通過する際の遅延が相対的に大きくなるため、位相遅れが顕著になると考えられる。特に、IN1 のカップリングコンデンサ C3 の影響が高周波では無視できることから、IN1 と IN2 ではほぼ同様の結果が得られたとみなせる。

5.5 サイン補正信号の FFT 表示

4.5 のような結果となったのは、矩形波をフーリエ級数展開した際に特定の高調波成分が含まれるためであると考察できる。具体的には、矩形波は次式で表される。

$$f(t) = \frac{4}{\pi} \left(\sin(2\pi f_0 t) + \frac{1}{3} \sin(2\pi \cdot 3f_0 t) + \frac{1}{5} \sin(2\pi \cdot 5f_0 t) + \frac{1}{7} \sin(2\pi \cdot 7f_0 t) + \dots \right) \quad (5.2)$$

ここで、 f_0 は基本周波数である。この式からもわかるように、矩形波は基本周波数とその奇数次高調波成分から構成されている。

したがって、FFT 表示（高速フーリエ変換）においても、基本周波数の成分が最も大きく、高調波成分はその奇数倍の周波数で現れる。

5.6 クリッピングの観察

今回の実験で観測されたクリッピングが生じる入力電圧の閾値は、目測値で約 350mV_{pp} であった。オペアンプは、供給電圧を超える出力電圧を生成することができないため、入力信号がオペアンプの供給電圧を超えると、出力信号にクリッピング現象が発生する。この現象は、オペアンプの動作範囲を超えた場合に起こり、出力信号が供給電圧に制限されることによって引き起こされる。

今回の実験では、IN2 の理論上の増幅率が 7.5 倍であることから、供給電圧 6V の場合、クリッピングの閾値は次式で計算できる。

$$\frac{6V}{7.5} = 0.8V = 400\text{mV}_{\text{pp}}$$

ここで、IN2 の周波数特性測定時に記録された出力電圧が 4000mV_{pp} であることから、この

誤差を系統誤差と仮定すると、増幅率は次のように計算できる。

$$\frac{4000 \text{ mV}_{\text{pp}}}{500 \text{ mV}_{\text{pp}}} = 8 \text{ 倍}$$

この場合、クリッピングの閾値は次式で計算できる。

$$\frac{6 \text{ V}}{8} = 0.75 \text{ V} = 375 \text{ mV}_{\text{pp}}$$

これらの計算結果は、実験で観測された $350 \text{ mV}_{\text{pp}}$ 程度でクリッピングが発生したという目測値と概ね一致しており、実験結果が理論的な計算と整合していることが確認できた。

5.7 使用機材

使用機材は表 10 の通りである。

表 5.1: 使用機材一覧

名称	型式	製造元	管理番号
直流電流源	PMC35-1.2DU	KIKUSUI	UK002986
ファンクションジェネレータ	FG-274	TEXIO	17073061
オシロスコープ	TDS 2004B	Tektronix	C100578
デジタルマルチメータ	CD731	Sanwa	0152985

5.8 参考文献

- ・「オペアンプの周波数特性」,
<https://detail-infomation.com/opamp-frequency-characteristic/>,
 閲覧日: 2025 年 4 月 24 日
- ・「オペアンプの基礎知識」, 日清紡マイクロデバイス株式会社,
<https://www.nisshinbo-microdevices.co.jp/ja/design-support/basic-opamp/>,
 閲覧日: 2025 年 4 月 24 日

6 感想

今回の実験では、オペアンプを利用した回路の基本的な動作原理や特性を理解することができた。また、実験をスムーズに行うことができたため、追加課題にも取り組むことができ、より深く現象を考察することができた。オペアンプは身の回りの機器に多く利用されているため、今後の学習や研究においても重要な知識となると感じた。さらに、実験を通じてオシロスコープなどの測定機器の使い方やデータの解析方法についても実践的に学ぶことができ、非常に有意義な経験となった。