

電気電子情報実験・演習第一

A2 実験 「アナログ回路」 考察レポート

学籍番号: 03250495 氏名: 高山乃綾

2025 年 7 月 18 日

1 実験結果と考察

1.1 増幅

1.1.1 演算増幅器におけるオフセットについて

■オフセットの定義と原因 演算増幅器 (オペアンプ) のオフセットとは, 入力端子間の電圧差が 0V であるにもかかわらず, 出力端子に電圧が現れる現象を指す. 理想的なオペアンプでは入力が 0V ならば出力も 0V となるはずであるが, 実際の素子ではわずかな出力電圧 (出力オフセット電圧) が発生する. このオフセットが発生する主な理由は, オペアンプ内部の差動増幅回路を構成するトランジスタや抵抗などの素子特性にばらつきが存在するためである. 入力段の差動ペアトランジスタの特性がわずかに異なると, 入力電圧が 0V でも両者のコレクタ電流に不平衡が生じる. この微小な差が, オペアンプ自身の非常に高い増幅率 (ゲイン) によって増幅され, 結果として無視できない大きさの電圧として出力に現れる.

■オフセットが引き起こす使用上の問題 オペアンプがオフセットを持つと, 特に以下のような問題が生じる.

- 直流信号増幅時の誤差

直流 (DC) 信号を増幅する回路では, このオフセット電圧も信号の一部として増幅されてしまう. 特に, 利得 (ゲイン) を高く設定した回路では, 微小な入力オフセット電圧でも出力が電源電圧近くまで現れてしまい, アンプとして正常に機能しなくなる可能性がある.

- 積分回路の誤動作

積分回路において, 入力信号が 0V であってもオフセット電圧が存在すると, その電圧を積分し続けてしまう. その結果, 出力電圧が時間と共に増加あるいは減少し, 最終的に飽和してしまう.

- 比較器 (コンパレータ) の閾値のずれ

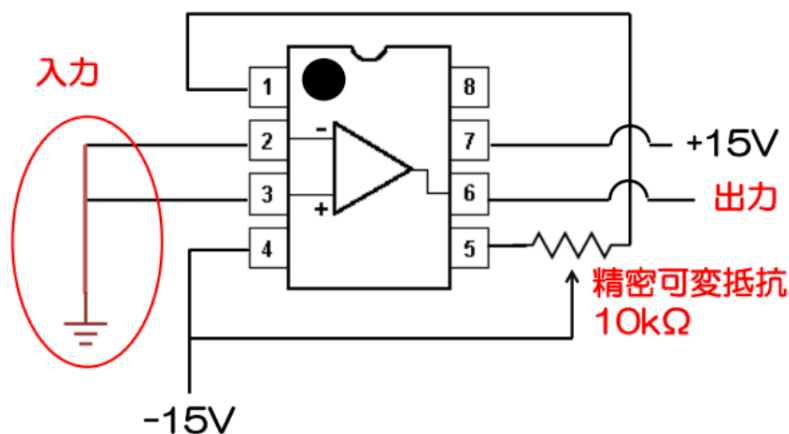
今回は実験をしていないが, オペアンプを比較器として使用する場合, オフセット電圧の分だけ比較の基準となる電圧がずれてしまう. これにより, 意図した通りの電圧で出力が反転しなくなり, 正確に電圧比較を行うことが難しくなる.

これらの問題を防ぐため, 実験手順書にあるように, 測定前にオフセット調整を行い, 入力 0V 時に出力が 0V になるように補正する必要がある.

1日目：増幅 ③オフセット調整

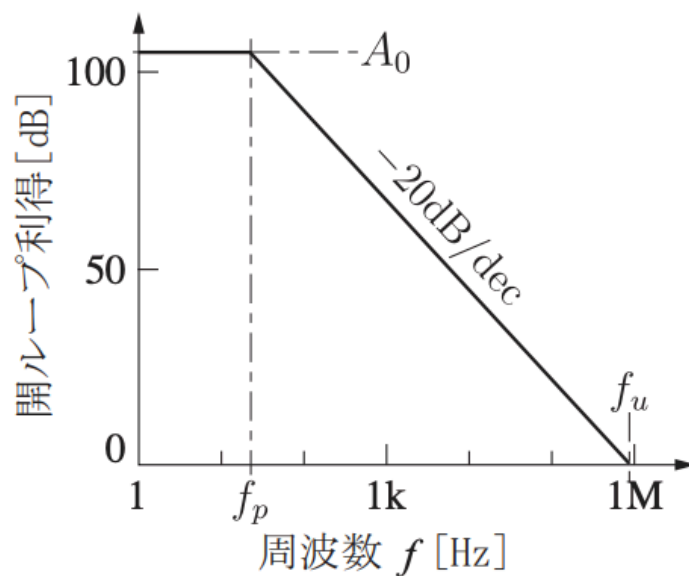
24

入力を入れなくても出力にオフセットが発生！
調節の必要あり！！



入力を0にしたときに出力が0になるように
オシロスコープで観測しながら可変抵抗を調整

図 1: オペアンプのオフセット調整回路 (実験手順書からの引用)



(a) 開ループ特性

図 2: 今回用いたオペアンプの開ループ利得特性 (教科書からの引用)

■オフセット調整が困難である理由

オフセット調整は、図 1 に示されるように 1 番ピンと 5 番ピンに接続された 10k Ω の精密可変抵抗を調整することで行われる。これは、オペアンプ内部の初段にある差動増幅回路の動作を外部から微調整する仕組みである。

定量的に述べると、この調整回路は、素子が元来持つ**入力オフセット電圧** V_{os} を相殺するための補正電圧を外部から加える役割を持つ。可変抵抗の抵抗値を変えると、差動対をなすトランジスタのエミッタ電流のバランスがわずかに変化し、入力換算で補正電圧が生成される。10k Ω の抵抗を用いることで、例えば $\pm 15\text{mV}$ といった、予想される最大のオフセット電圧を十分に打ち消せる範囲の補正電圧を発生させることができる。オフセット調整とは、この補正電圧が $-V_{os}$ となるように、つまり入力オフセット電圧と大きさが等しく逆符号になる一点を、可変抵抗を回して探す操作である。

しかしながら、この調整が非常に困難である理由は、図 2 に示されるように、オペアンプの**開ループ利得**が極めて高いことに起因する。図からわかるように、オペアンプは直流および低周波領域において、100dB 以上、すなわち電圧比で 10^5 倍（**10 万倍**）もの非常に高い開ループ利得を持つ。出力電圧は、入力端子間の実効的な電圧差（ V_{os} と補正電圧の和）をこの開ループ利得で増幅した値となるため、たとえば入力側でのわずか **1 μV** の変化が、出力側では **0.1V** もの大きな変化として現れてしまう。手動で可変抵抗を操作して μV オーダーの精密な電圧調整を行うことは物理的に極めて困難であり、これが調整を非常に困難に感じさせる理由である。

1.1.2 増幅回路の周波数特性

■反転増幅回路

- 利得・位相特性と誤差について

低周波領域における利得は、測定グラフからそれぞれ **20dB** と **40dB** であることが読み取れ、設計値と正確に一致している。また、位相は両設定ともに約 **180°** であり、入力と出力の位相が反転するという理論通りの動作が確認できた。低周波域での誤差は非常に小さく、主な原因は抵抗素子の許容差と考えられる。

- 遮断周波数と利得の傾きについて

遮断周波数（利得が-3dB 低下、位相が 45° 遅れる点）を各グラフから読み取ると、40dB 設定では約 **6.3kHz**、20dB 設定では約 **63kHz** となっている。また、両設定において、遮断周波数を越えた周波数領域での利得の傾きは **-20dB/decade** であり、これは一次遅れ系の特性と一致する。

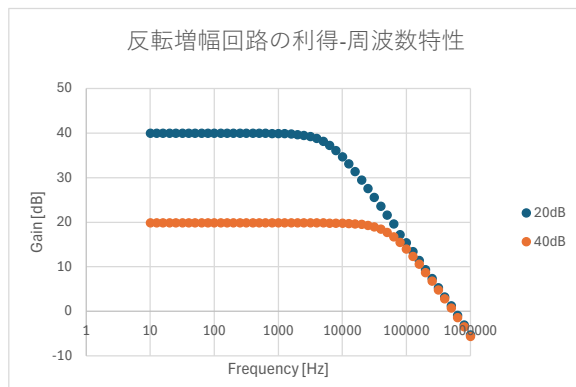


図 3: 反転増幅回路の利得特性

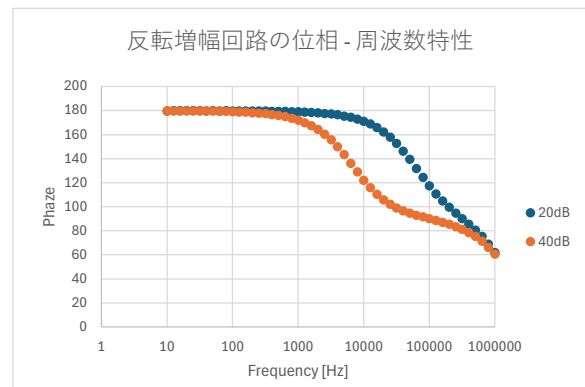


図 4: 反転増幅回路の位相特性

■非反転増幅回路

● 利得・位相特性と誤差について

低周波領域における利得は, こちらも設計値通り **20dB** と **40dB** にほぼ一致している. 位相は両設定ともに約 0° であり, 入力と出力が同相であるという非反転増幅回路の理論通りの動作が確認できた.

● 遮断周波数と利得の傾きについて

遮断周波数は, 40dB 設定では約 **6.3kHz**, 20dB 設定では約 **63kHz** であった. 利得の傾きは反転増幅回路と同様に **-20dB/decade** であった.

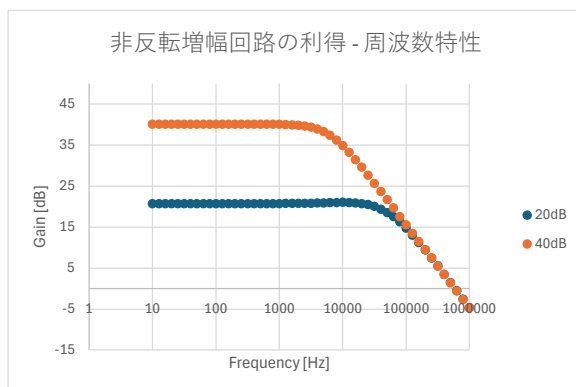


図 5: 非反転増幅回路の利得特性

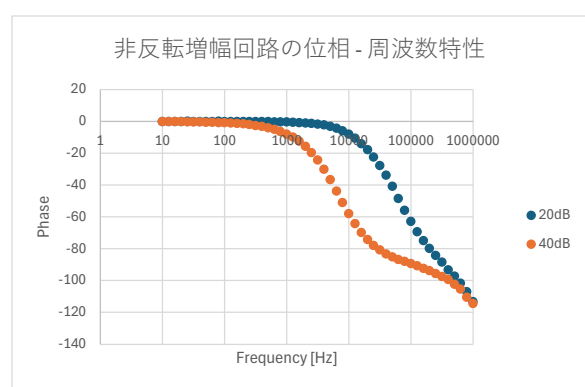


図 6: 非反転増幅回路の位相特性

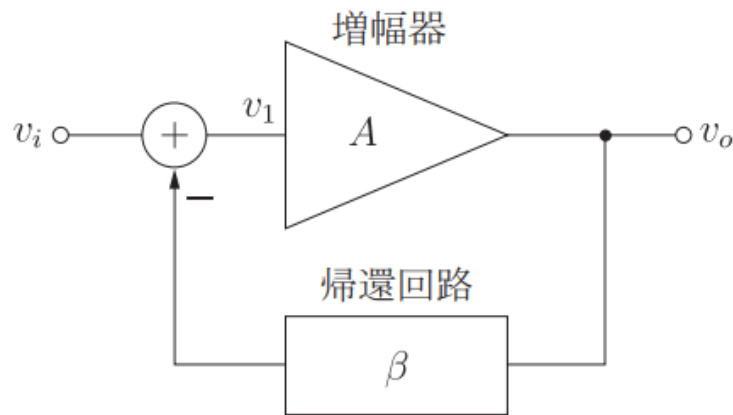


図 7: 負帰還回路の基本モデル

■測定結果の比較と理論的考察 測定された周波数特性は、図 7 に示す負帰還回路のモデルで理論的に考察できる。この回路の閉ループ利得 A_v は、開ループ利得 A と帰還率 β を用い、 $A_v = A/(1 + A\beta)$ で与えられる。

実験結果では、利得を 40dB に設定した場合の遮断周波数は約 **6.3kHz**、20dB 設定では約 **63kHz** となり、利得と帯域幅の間に明確な反比例の関係が観測された。この反比例の関係がなぜ生じるのかを考えるには、オペアンプの開ループ特性そのものに注目する必要がある。

理想モデルではオペアンプの利得は無限大とされるが、実際には内部のトランジスタで決まる有限の値 (DC ゲイン A_0) を持つ。さらに、利得が周波数と共に低下する主な原因は、オペアンプ内部に意図的に設けられた**位相補償容量**にある。このコンデンサは、帰還をかけた際に回路が発振しないよう安定性を確保するため、非常に低い周波数に主極 (dominant pole) を形成する。これにより、ゲインは低い周波数から -20dB/decade の一定の傾きで低下する設計となっている。

この「安定化のための設計」こそが、**ゲイン帯域幅積 (GB 積)** が一定値となる特性の要因である。GB 積は閉ループ利得 A_{CL} と遮断周波数 f_c の積で表される。

$$\text{GB 積} = A_{CL} \times f_c$$

今回の測定結果から実験に用いたオペアンプの実際の GB 積を算出すると、

- 40dB 設定時 (100 倍): $100 \times 6.3\text{kHz} = \mathbf{630\text{kHz}}$
- 20dB 設定時 (10 倍): $10 \times 63\text{kHz} = \mathbf{630\text{kHz}}$

となり、両設定で GB 積がほぼ一致した。これは、今回使用したオペアンプ個体の実際の GB 積が、遮断周波数以降では約 **630kHz** という一貫した値を持つことを示唆している。この実測された GB 積を基準にすれば、測定結果は理論とよく整合していると言える。

また、遮断周波数を越えた領域で利得の傾きが **-20dB/decade** であった点も、この開ループ特性に起因する。高周波領域ではループゲイン $|A\beta|$ が 1 より十分小さくなるため、閉ループ利得 A_v は開ループ利得 A そのものに近似できる ($A_v \approx A$)。その結果、閉ループ利得の傾きは、開ループ利得の傾きである -20dB/decade と一致する。この点も測定結果と整合することを確認できた。

1.1.3 微分回路の周波数特性と応答

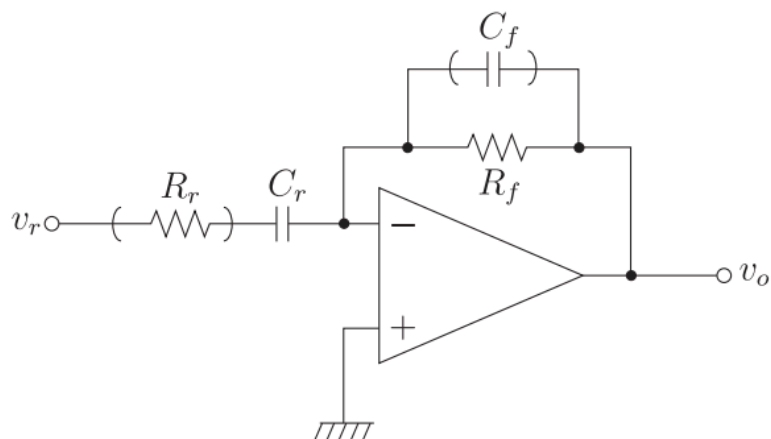


図 8: 実験に用いた微分回路 (教科書 図 A2.14 からの引用)

1. R_r , C_f ありの場合

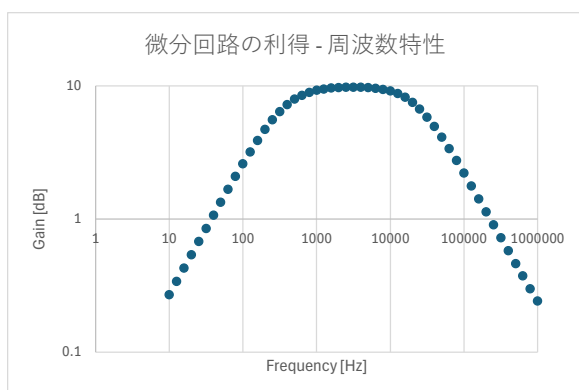


図 9: 微分回路 (R_r , C_f あり) の利得特性

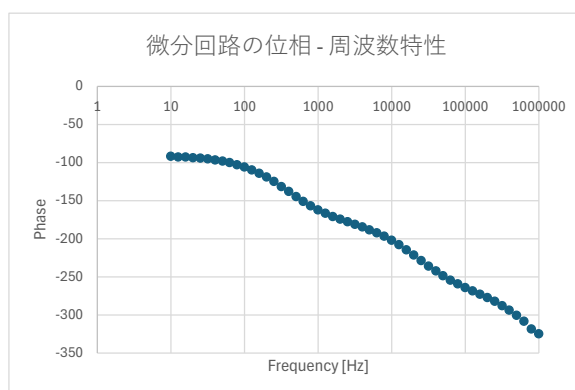


図 10: 微分回路 (R_r , C_f あり) の位相特性

実験に用いた素子の値は, $R_r = 993.7\Omega$, $R_f = 9770\Omega$, $C_r = 0.47\mu F$, $C_f = 470pF$ である. これらから理論的な遮断周波数 f_r , f_f を計算すると,

$$f_r = \frac{1}{2\pi R_r C_r} \approx 341.9 \text{ Hz}$$

$$f_f = \frac{1}{2\pi R_f C_f} \approx 34.7 \text{ kHz}$$

となる.

測定された利得特性 (図 9) は, この f_r と f_f を境界とするバンドパスフィルタのような特性を示している. 利得が平坦な中周波域でのゲインは約 10 倍 (20dB) であり, これは $-R_f/R_r \approx -9.83$ という理論値とよく一致する.

また、利得がピークから-3dB 低下する周波数をグラフから読み取ると、低周波側の遮断周波数 f_r は約 **400Hz** となり、理論値 (342Hz) とよく一致した。一方、高周波側の遮断周波数 f_f は実測データから約 **23kHz** と読み取れ、理論値 (34.7kHz) とは差異が見られた。この差異の主な原因は、23kHz という周波数領域ではオペアンプ自身の開ループゲインがすでに低下を始めているため、帰還回路の特性に加えてオペアンプ自身の周波数特性の影響が現れ、単純な理論式が成り立たなくなるためと考えられる。この特性は、周波数によるインピーダンスの変化で説明できる。

- **低周波域** ($f < f_r$): 入力側は C_r , 帰還側は R_f が支配的となり、利得が周波数に比例する**微分回路**として動作する。これは利得が +20dB/decade で上昇していること、位相が -90° に近づくことから確認できる。
- **中周波域** ($f_r < f < f_f$): 入力側は R_r , 帰還側は R_f が支配的となり、利得が一定の**反転増幅回路**として動作する。位相が -180° となっていることから確認できる。
- **高周波域** ($f > f_f$): 入力側は R_r , 帰還側は C_f が支配的となり、利得が周波数に反比例する**積分回路**として動作する。これは利得が -20dB/decade で下降していること、位相が -270° ($+90^\circ$) に近づくことから確認できる。

■**方形波応答の考察** 次に、この回路の動作を時間領域で確認するため、各周波数領域に対応する周波数の方形波を入力し、その応答を観測した。

観測結果は図 10, 11, 12 のようになった。

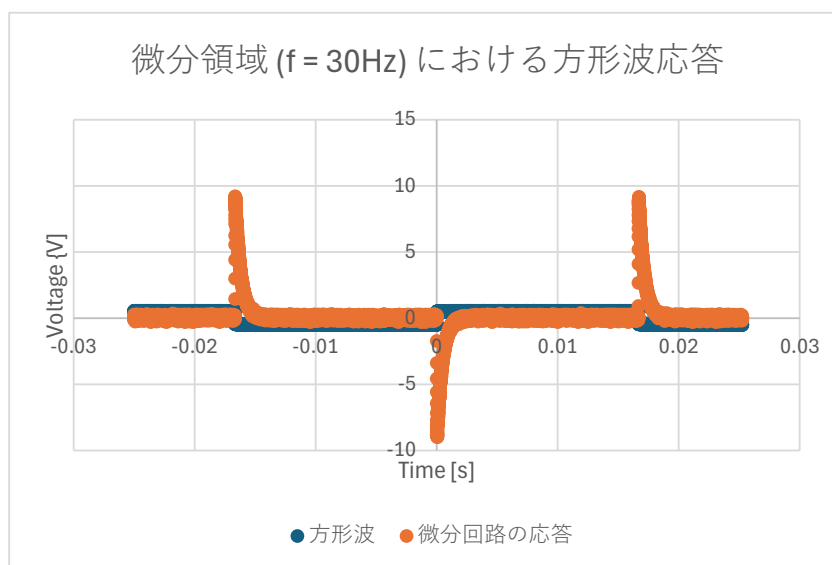


図 11: 微分領域 ($f = 30\text{Hz}$) での応答

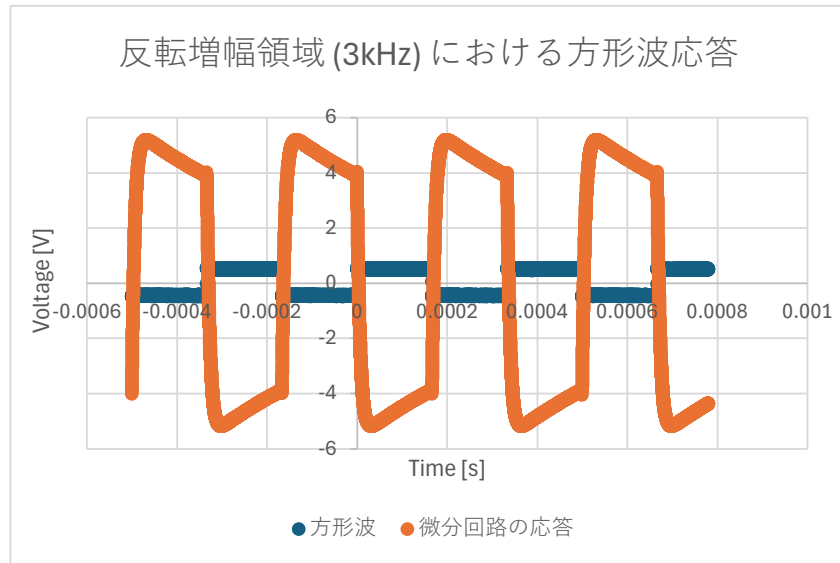


図 12: 反転増幅領域 ($f = 3\text{kHz}$) での応答

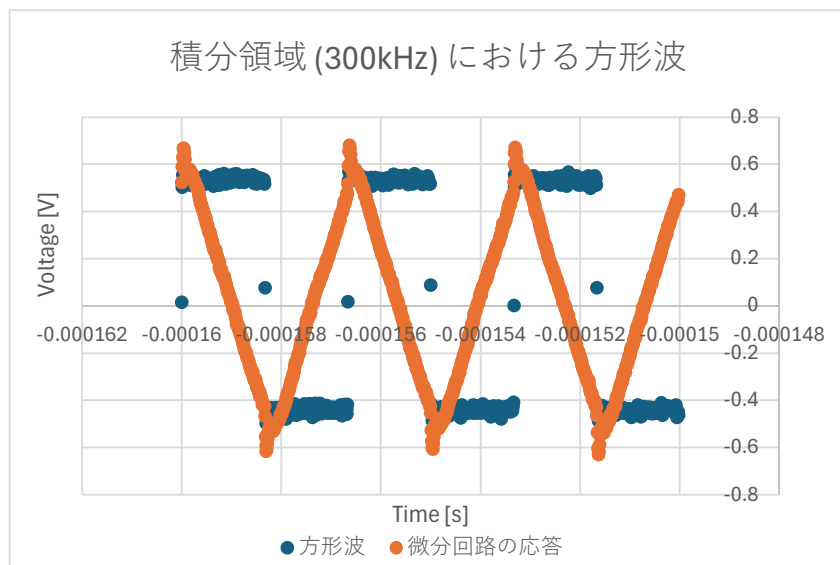


図 13: 積分領域 ($f = 300\text{kHz}$) での応答

- **微分領域** ($f = 30\text{Hz} \ll f_r$): 図 11 に示すように、出力波形は入力方形波の立ち上がり・立ち下りのエッジ部分でのみ、大きな正負のスパイク状になった。これは、微分回路が入力信号の**時間変化率**を出力する働きに対応する。電圧が一定である方形波の平坦な部分では変化率がゼロであるため出力は 0V となり、電圧が急峻に変化するエッジ部分でのみ大きな出力が現れる。これは理論通りの微分動作である。
- **反転増幅領域** ($f_r < f = 3\text{kHz} < f_f$): 図 12 に示すように、出力波形は入力方形波をそのまま反転・増幅したものとなった。この周波数帯では回路が利得 $-R_f/R_r$ の反転増幅器として動作するため、この結果は予想通りである。
- **積分領域** ($f = 300\text{kHz} \gg f_f$): 図 13 に示すように、出力は三角波となった。これは、積分回路が入力

電圧を時間で積分する働きに対応する。一定の正電圧（方形波の上部）を積分すると傾きが正の直線となり、一定の負電圧（方形波の下部）を積分すると傾きが負の直線となる。これを繰り返すことで三角波が生成される。これも理論通りの積分動作である。

ここで、周波数特性の分析に加え、**方形波応答の測定を行う意義**についても考察したい。方形波は、その基本周波数成分に加え、多数の高次の奇数倍高調波成分を含んでいるため、方形波を一つ入力するだけで、回路が幅広い周波数帯域の信号に対してどのように応答するかを概観できるという利点がある。

特に今回の回路では、各周波数領域で見られる微分・反転増幅・積分という数学的な動作が、方形波に対する出力波形として直感的に現れる。

- **微分動作**は、信号の時間変化率を捉えるため、変化率がゼロである方形波の平坦部では**出力が0**に、変化率が無限大となるエッジ部分では**スパイク状の出力**となる。
- **反転増幅動作**は、入力波形をそのまま反転・増幅するため、**出力も方形波**となる。
- **積分動作**は、信号を時間で累積するため、一定値である方形波を入力すると、**傾きが一定の直線**となり、結果として**三角波**が出力される。

このように、方形波応答を観測することは、周波数特性を確認した3つの異なる動作領域が、実際に理論通りの時間応答を示すかを直接的に確認することにつながる。

以上の結果から、 R_r , C_f を付加した微分回路は、周波数に応じて微分・反転増幅・積分の3つの異なる動作をすることが、周波数特性と時間領域応答の両面から確認できた。

2. R_r , C_f なし（理想微分回路）の場合

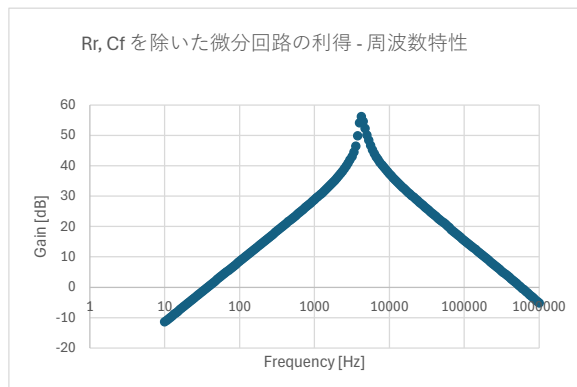


図 14: 理想微分回路 (R_r, C_f なし) の利得特性

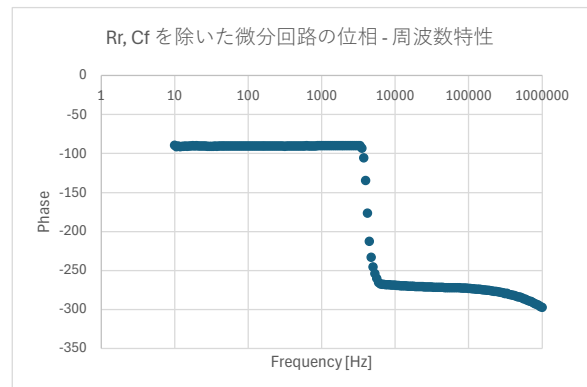


図 15: 理想微分回路 (R_r, C_f なし) の位相特性

この構成では、入力インピーダンスは C_r のみ、帰還インピーダンスは R_f のみとなるため、理論上の閉ループ利得 A_v は、

$$A_v = -j\omega R_f C_r$$

となり、利得は周波数に比例して無限に上昇し続け（+20dB/decade）、位相は-90° で一定になる。

測定結果を見ると、図 14 の低周波域では +20dB/decade の傾き、図 15 では-90° の位相となっており、この点は理論と一致する。しかし、利得は上昇し続けるのではなく、測定では周波数 **4.22kHz** で約 **56dB** の鋭いピークを迎え、その後は-20dB/decade の傾きで減少している。

このピークの発生は、オペアンプ自身の性能限界（ゲイン帯域幅積）に起因する。微分回路の上昇するゲイン特性と、オペアンプ自身の低下する開ループゲイン特性が衝突する周波数で共振が起こる。このピーク周波数は、理論的には、

$$f_{peak} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2\pi \cdot \text{GB 積}}{C_r R_f}}$$

で与えられる。先の考察で求めた実測 GB 積 (630kHz) を用いて計算すると、

$$f_{peak} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2\pi \cdot 630000}{0.47 \times 10^{-6} \cdot 9770}} \approx 4.67 \text{ kHz}$$

となり、となり、測定値である **4.22kHz** との誤差は約 **9.7%** であった。これは、使用した素子の許容差やモデルの近似を考慮すれば、比較的良好な一致と言える。このことから、観測されたピークはオペアンプの帯域限界による共振現象であることが定量的に強く裏付けられた。

なお、残差の要因としては、主に抵抗・コンデンサ素子の値の許容差や、オペアンプの特性を一次の伝達関数で近似したことによるモデルの不完全さなどが考えられる。

3. Cf なしの場合

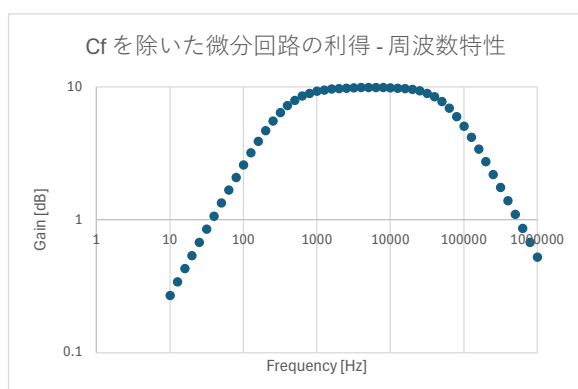


図 16: 微分回路 (Cf なし) の利得特性

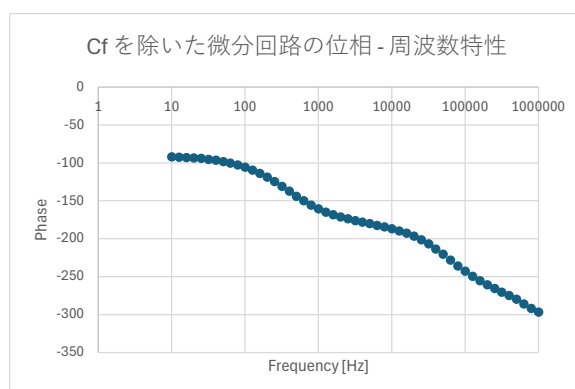


図 17: 微分回路 (Cf なし) の位相特性

この構成では、

入力インピーダンスは $Z_r = R_r + 1/(j\omega C_r)$,

帰還インピーダンスは $Z_f = R_f$ となる。

測定結果を見ると、図 16 の利得特性は、低周波域で +20dB/decade で上昇し、約 400Hz で平坦な領域に移行している。この平坦な部分の利得は約 20dB であり、位相も図 17 で -90° から -180° へと遷移している。これは、低周波で微分回路、高周波では反転増幅回路として動作していることを示しており、理論と一致する。1 の回路と異なり、高周波域でのゲインの低下（積分特性）は見られない。

■結論：実用的な微分回路における R_r と C_f の役割 以上の 1, 2, 3 の 3 つの測定結果を比較することで、なぜ実用的な微分回路に R_r と C_f が必要なのかが考察できる。

- **R_r の役割（安定化）**： R_r と C_f を取り除いた理想微分回路（2）は、図 14 のように、ゲインが上昇し続ける特性とオペアンプの帯域限界によって約 4.5kHz で鋭い共振ピークを生じ、非常に不安定な動作と

なった。これに対し、入力抵抗 R_r を加えた回路 (3) では、高周波でのゲインが $-R_f/R_r$ に制限され、この共振ピークが完全に抑制される。よって、 **R_r は回路を安定化させるために不可欠である。**

- **C_f の役割 (ノイズ対策)** : R_r のみを加えた回路 (3) は安定ではあるが、図 16 のように高周波域でも高いゲインを維持してしまう。現実の回路では高周波ノイズが常に存在するため、この構成ではノイズまで増幅してしまう。これに対し、帰還コンデンサ C_f を加えた最終的な回路 (1) では、図 9 のように、高周波域のゲインが -20dB/decade で低下する。これにより、不要な高周波ノイズを効果的に減衰させることができる。よって、 **C_f はノイズ耐性を向上させるために重要である。**

結論として、安定化のための R_r とノイズ除去のための C_f を付加することが、微分回路の設計において必須となることが実験的に確認できた。

1.2 帰還と発振

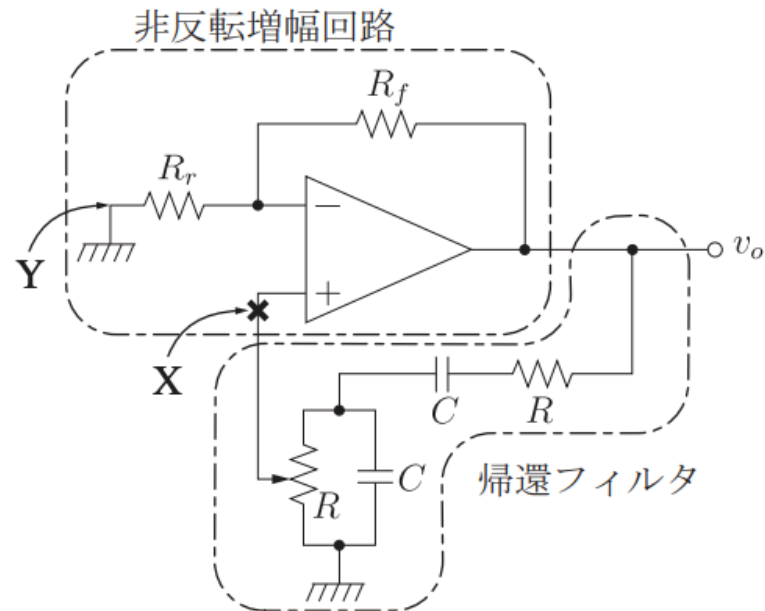


図 18: ウィーン・ブリッジ発振回路 (教科書 図 A2.17 から引用) .

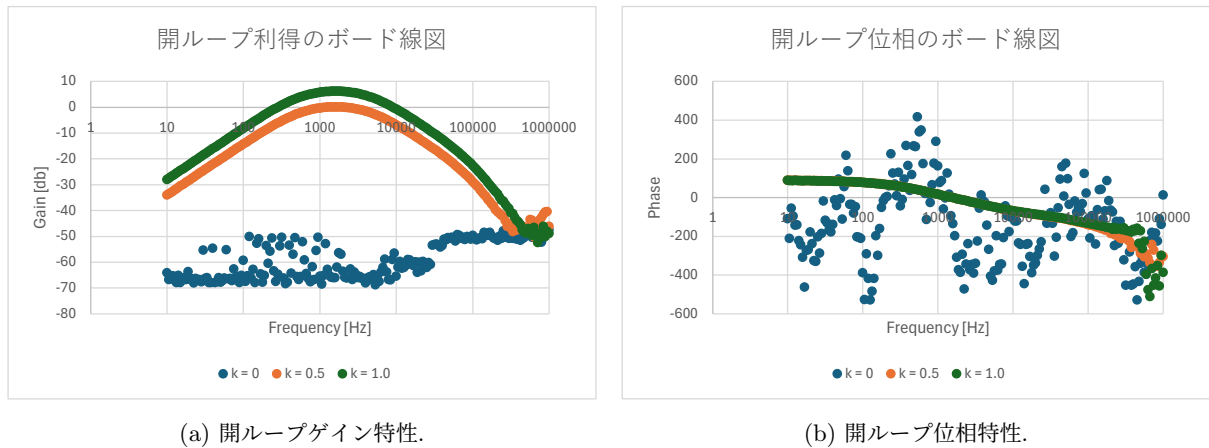


図 19: 測定した開ループ周波数特性 (k の値を変化させた場合) .

1.2.1 ウィーン・ブリッジ発振回路の発振条件

■**発振を開始する k の値と理由** 測定した開ループ周波数特性 (図 19) から、ウィーン・ブリッジ発振回路 (図 18) が発振を開始する可変抵抗の分圧比 k の値は、およそ **0.5** であることが確認できた。

回路がこの点で発振を開始する理由は、正帰還回路における**バルクハウゼンの発振条件**を満たしたためである。この条件は、ある特定の周波数において「ループ利得の絶対値が 1 ($|A\beta| = 1$)」かつ「ループの位相シフトが 0° ($\angle(A\beta) = 0^\circ$)」となることである。測定結果から、この 2 つの条件が同時に満たされていることが示された。

- **利得条件:** ゲイン線図 (図 19a) において、 $k = 0.5$ のとき、利得のピークがちょうど **0dB** に達した。これは利得の絶対値が 1 倍であることを意味する [cite: 139]。
- **位相条件:** 位相線図 (図 19b) において、ゲインがピークとなる周波数と全く同じ周波数で、位相シフトが **0°** となっていることが確認できた。

この通り、利得が 1 倍、位相が 0° という 2 つの条件が特定の周波数で同時に満たされたため、回路は $k = 0.5$ を境に、それよりも k を大きくした時に持続的な発振を開始した。

■ **k を大きくした場合の挙動と根軌跡** 発振を開始する点からさらに k の値を大きくし $k = 1$ とした場合、測定された時間波形は、上下がクリップされた歪んだ波形となった。この理由は、開ループ利得が発振条件を大きく超えたためである。ゲイン線図 (図 19a) を見ると、 $k = 1$ のときのピーク利得は約 **+6dB** (絶対値で 2 倍) であり、ループ利得 $|A\beta|$ が 1 より大きい状態となっている。

この挙動は、教科書 式 (A2.46) の伝達関数から導かれる特性方程式の解 (極) の軌跡、すなわち**根軌跡**によって理論的に説明できる。システムの安定性を決定するのは、式 (A2.46) の分母=0 で与えられる以下の特性方程式である。

$$(sCR)^2 + (3 - kA)sCR + 1 = 0$$

この式の第二項である **(3-kA)** が系の安定性を決める減衰の役割を担っている。 k の値を変化させたときの極の動きは以下ようになる。

- $k < 3/A$ のとき:

$(3 - kA) > 0$ となり, 系の減衰は正である. よって極は s 平面の安定な**左半面**に存在する.

- $k = 3/A$ のとき:

$(3 - kA) = 0$ となる. これにより極はちょうど**虚数軸上**に移動し, 減衰しない持続的な発振が始まる. これは, 今回の実験で $k \approx 0.5$ で発振が始まった結果と一致する.

- $k > 3/A$ のとき:

$(3 - kA) < 0$ となり, 系の減衰は負となる. これにより極は不安定な**右半面**へと移動し, 振幅が増大する発振となる. 実際の回路ではこの増大した振幅が電源電圧でクリップされ, 観測されたような歪んだ波形となる.

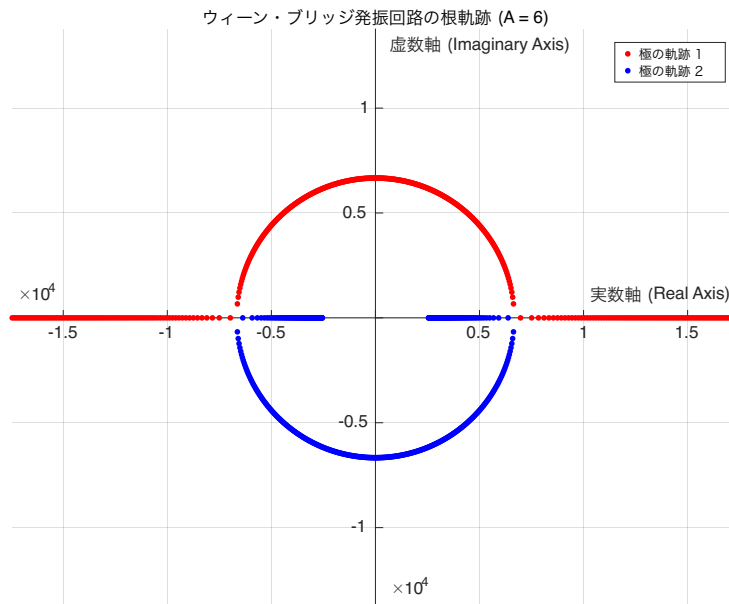


図 20: ウィーン・ブリッジ発振回路の根軌跡 (アンプ利得 $A = 6$, 分圧比 k をパラメータとして変化)

■根軌跡が示す発振条件の可視化 図 20 では, k を 0 から 1 へ連続的に変化させたときの極の動きを描いている. 両極は

$$s^2 + \underbrace{(3 - kA)}_{\text{減衰項}} \frac{s}{CR} + \frac{1}{(CR)^2} = 0$$

に従って決まり, k が小さい ($3 - kA > 0$) あいだは実軸負側を左へ動きながら減衰を保ったまま (安定域) 進む. やがて $k = 3/A = 0.5$ に到達すると, 減衰項がゼロとなって両極は

$$s = \pm j\omega_0, \quad \omega_0 = \frac{1}{CR}$$

で虚数軸上に合流し, 持続的な発振へ移行する. これは前節のボード線図で「 $|A\beta| = 1$ かつ $\angle(A\beta) = 0^\circ$ 」を満たした周波数 (図 19 のピーク) と完全に一致する.

■不安定側への遷移と波形の変化 さらに $k > 0.5$ とすると ($3 - kA < 0$) となり, 根軌跡は右半平面へ分岐して指数的な増幅が始まる. 実機では振幅が電源電圧でクリップされるため, 観測波形は歪んだサイン波 (あ

るいはほぼ方形波)となった($k = 1$ の時間波形実測結果と対応). この「極の右半平面への飛び出し→振幅飽和」という流れが正帰還発振器の非線形振幅制限メカニズムを直感的に説明している.

■ボード線図・時間波形との対応まとめ

- $k < 0.5$: 極は左半平面にとどまり減衰 → 発振せず
- $k = 0.5$: 極が虚数軸に乗り持続振動 → 測定でもほぼ正弦波
- $k > 0.5$: 極が右半平面へ → クリップ付き増幅 → 歪んだ波形

根軌跡の解析により, ボード線図・時間応答の三つが「同じ極の移動」を異なる側面から見た現象であることが定量的に示された.

このように, k の増加に伴い, 系の安定性が変化していく様子が根軌跡から理論的に理解できる.

スペクトラムと時間波形の対応

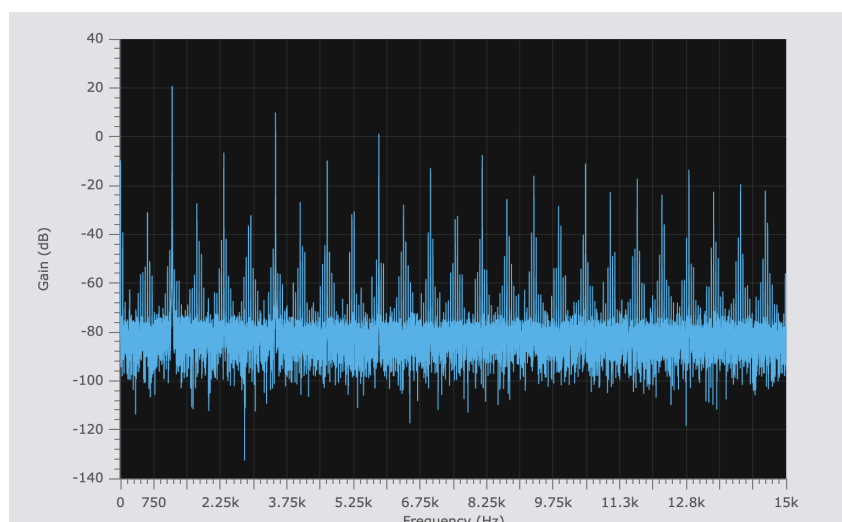


図 21: Wien ブリッジ出力のパワースペクトル ($k \simeq 1$, 電源レールでクリップした状態)

1. 発振開始直後 ($k \approx 0.5$) この点では時間波形が **ほぼ正弦波**であることのみ記録し, FFT は取得していない. 正弦波は 1 本の周波数成分しか持たないため, スペクトラム上では基本波 $f_0 (\approx 1.6 \text{ kHz})$ だけが鋭く立ち, 高調波がノイズフロアに埋もれるはずである. これは「発振条件をぎりぎり満たしたとき回路がまだ線形領域で動作している」という根軌跡・ボード線図の解析と一致する.

2. k を上げた状態 ($k \simeq 1$, 図 21) 時間波形ではサイン波頂部が電源電圧でクリップされ, ほぼ方形波に近づく. 図 21 に示す FFT では

$$f_0, 2f_0, 3f_0, \dots$$

と整数倍高調波が $-10 \text{ dB} \sim -40 \text{ dB}$ で多数出現しており, 方形波のフーリエスペクトル (奇数次優勢) と定性的に一致する. 基本波とのレベル差が 20 dB 以内に収束している点からも, クリッピングに伴う非線形歪みが支配的であることが分かる.

■妥当性のまとめ

- 発振開始点（線形領域）は「正弦波 - 単一スペクトル線」の対応が期待され（今回は FFT 未取得だが理論と合致）。
- k 増大後（非線形領域）はクリッピング → 高調波強調となり，時間波形とスペクトルの両方で方形波に近づく様子を観測。

したがって，得られた FFT は時間波形および根軌跡・ボード線図解析から予測される挙動と整合しており，測定結果は妥当と判断できる。

参考文献

1. 電気電子情報実験・演習第一 2025S 教科書（pp. 52–71）
2. A2 実験 実験手順書（2025 年版）