
電気電子情報一（前期）実験

A2. アナログ回路

総合レポート

03-160441 土屋潤一郎（工学部 電子情報工学科）
共同実験者: 井上友貴、田中大幹、坂口達彦（第 28 班）
2016 年 6 月 20 日

1. 実験の目的

増幅回路、発振回路、フィルタ回路の設計を通して、アナログ回路の設計に不可欠な、線形素子と、理想的な増幅素子として設計された演算増幅器とを用いた回路設計について学ぶ。

2. 実験の原理

2.1 演算増幅器

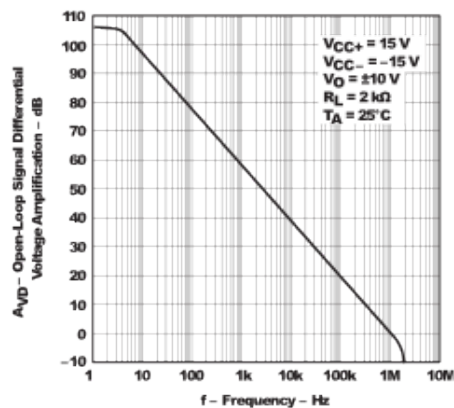


図1 uA741の開ループ利得 (<http://www.tij.co.jp/jp/lit/ds/symlink/ua741.pdf>, 8 ページより)

増幅素子について理想的とは、電圧利得が無限大で、入力インピーダンスが無限大（つまり反転入力端子と非反転入力端子の間には電位差がない）、出力インピーダンスが0、周波数帯域が制限されないことなどを指す。しかし実際のオペアンプはそうではない。オペアンプの利得は有限で、その帯域も制限されている。例えば、今回使用した uA741 は、図1のような開ループ特性を持つ。また、入力インピーダンスは有限の値を取るし、出力インピーダンスも値を持ってしまう。（但し、入力インピーダンスは大変大きな値で近似的には無限と考えられることも多いし、出力インピーダンスは帰還回路を構成することで見かけ上の値を低く抑えられる。）

2.2 帰還と発振

図2 負帰還の回路

図2のような負帰還の系を考える。すると、系全体の電圧増幅度は、

$$A_v = \frac{1}{\beta} \frac{A\beta}{1+A\beta} \quad (1)$$

であるから、 $A\beta = -1$ のとき、分母が0 になって無限大に発散する。さて、増幅素子の増幅率 A は図1 に見たように周波数に依存するし、帰還回路も周波数に依存すると考えられる。従って、 $A\beta = -1$ を満たした時、微小な雑音のうち $A(\omega)\beta(\omega) = -1$ を満たす周波数成分が無限大に増幅され、出力には正弦波が観測されることになる。これは発振と呼ばれる。

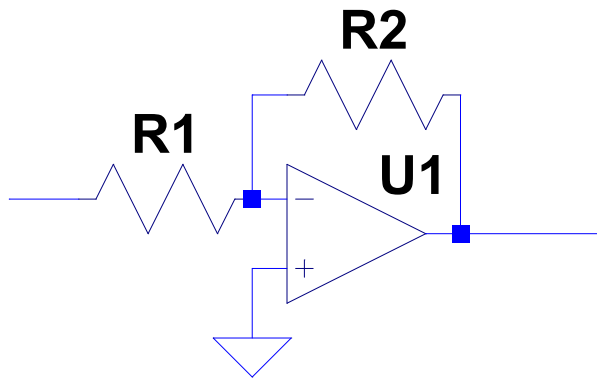
2.3 オペアンプを用いた機能回路

2.3.1 反転増幅器

反転増幅器を図3 に示す。反転増幅器は、 V_{in} によって R_1 に流れる電流と、 V_{out} によって R_2 に流れる電流が打ち消し合って反転入力端子の電位が0 になる（仮想接地）ことで、接地されている非反転入力端子と、反転入力端子の電位が等しいということを満たす回路である。従ってその理想的な増幅率は、

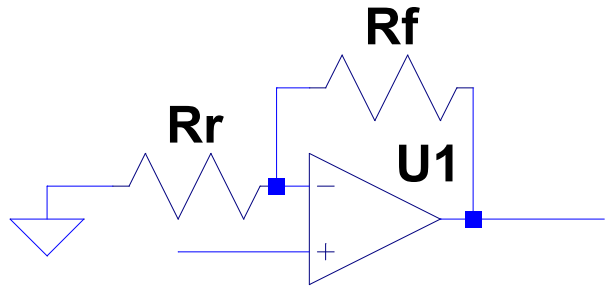
$$A_v = -\frac{R_2}{R_1} \quad (2)$$

但し、図1 に見られるような、実際のオペアンプの限界から、高周波についてはこの限りでない。



--- Z:\home\rector\Code\expl\A2\invAmp.asc ---

図3 反転増幅器



--- Z:\home\rector\Code\expl\A2\uninvAmp.asc ---

図4 非反転増幅器

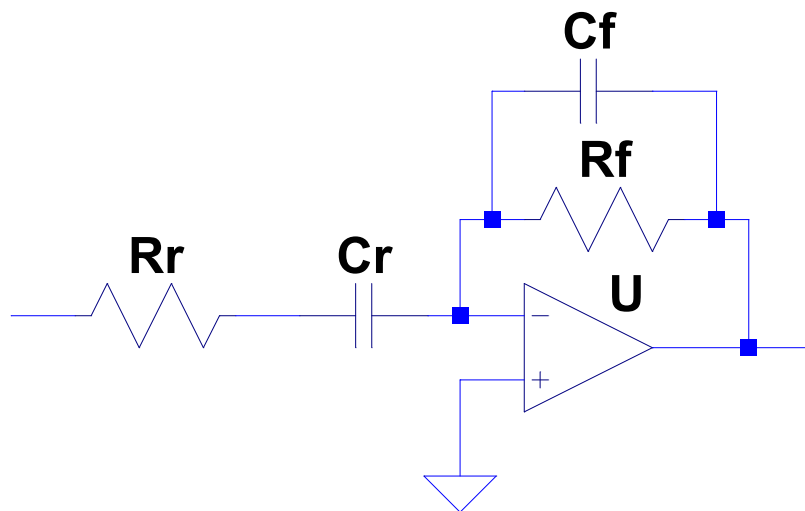
2.3.2 非反転増幅器

非反転増幅器を図4に示す。非反転増幅器は、 V_{in} がオペアンプに直接入力される。と、オペアンプの出力からの電流はすべて R_f と R_r に流れる負帰還であり、非反転入力端子と反転入力端子の電位差が0になるのであるから、分圧の法則からその理想的な増幅率は、

$$A_v = -\frac{R_r + R_f}{R_r} \quad (3)$$

但し、図1に見られるような、実際のオペアンプの限界から、高周波についてはこの限りでない。

2.3.3 微分器



--- Z:\home\rector\Code\expl\A2\diffAmp.asc ---

図5 微分器

微分器を図5に示す。微分器は、入力電圧を（正確には、入力電圧の正負を反転して）時間微分する。最も基本的な（つまり、図4で括弧の中にある R_r と C_f を用いない）微分器では、 V_{in} が時間微分された電流がオペアンプに反転入力される。反転入力端子は仮想接地なわけだから、負帰還は V_{out} と R_f によって発生する電流である。これと V_{in} が

時間微分された電流が打ち消し合うのだから、

$$\frac{V_{out}}{R_f} = -C_r \frac{dV_{in}}{dt} \quad (4)$$

$$V_{out} = -C_r R_f \frac{dV_{in}}{dt} \quad (5)$$

入力を正弦波と考えると、 s 平面で表現される伝達関数 $H(s)$ は、

$$H(s) = -sC_r R_f \quad (6)$$

となって、1 次の HPF となることがわかる。但し、負帰還ではあるが、入力がそもそもキャパシタンスを通っているため、正帰還になる周波数が存在する。その周波数では不安定になりやすいといえる。そこで、図 5 のように R_r を付加すると、 $\omega_r = \frac{1}{R_r C_r}$ 以上の周波数ではこの直列で R_r が支配的となって、全体では反転増幅器と近似できるようになって、安定だといえる。さらに、図 5 のように C_f を付加すると、 $\omega_f = \frac{1}{R_f C_f}$ 以上の周波数ではこの並列で C_f が支配的となって、全体では積分器に近似できるようになる。従って、この周波数帯での特性は、

$$V_{out} = -\frac{1}{C_f R_r} \int V_{in} dt \quad (7)$$

から近似できて、周波数領域では 1 次の LPF となる。

2.4 ウィーン・ブリッジ発振回路

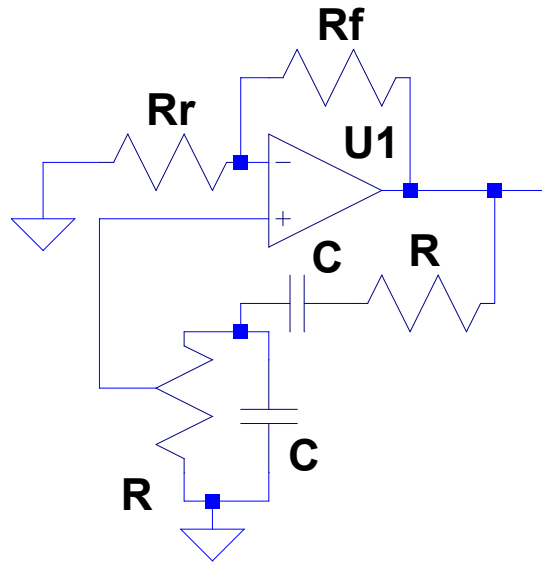


図 6 ウィーン・ブリッジ発振回路

図 6 のような、正帰還の回路を考える。非反転増幅回路部分の増幅率を A 、帰還フィルタ部分の増幅率を β と考えると、正帰還であるから、

$$A_v = \frac{A}{1 - A\beta} \quad (8)$$

で、 $A(\omega)\beta(\omega) = 1$ のとき発振することが明らかである。

帰還回路の特性は、帰還量を k として、

$$H(s) = k \frac{sCR}{(sCR)^2 + 3sCR + 1} \quad (9)$$

であるから、これを β に代入して、この発振回路全体の増幅率は、

$$A_v(s) = A \frac{(sCR)^2 + 3sCR + 1}{(sCR)^2 + (3 - kA)sCR + 1} \quad (10)$$

で、 $k = 3/A$ のとき、 $\omega = 1/CR$ の周波数成分が発振する。

2.5 パッシブフィルタとアクティブフィルタ

抵抗・コンデンサ・コイルの受動素子のみで構成されたフィルタをパッシブフィルタと呼ぶ（電圧利得は 0dB を超えない）のに対し、演算増幅器を用いたフィルタをアクティブフィルタと総称する。今回の実験では、パッシブフィルタのうち 3 次 0-R 型（図 7）の Butterworth フィルタと Chebyshev フィルタ、及びアクティブフィルタとして 2 次の非反転形多重帰還回路を実際に製作した。

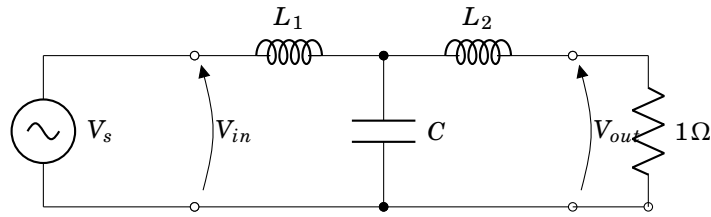


図 7 3 次 0-R 型規格化低域通過フィルタ

*注: 以下、2.5.1 節と 2.5.2 節は、P3 課題の総合レポートに記述したものである。

2.5.1 Butterworth フィルタ

Butterworth 特性とは、最大平坦特性とも言われ、伝達関数の次数 n に対して通過帯域が実現可能な範囲で最も平坦であるような周波数特性である。この特性は、伝達関数 $F(\omega)$ に対して、

$$|F(\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \omega^{2n}} \quad (11)$$

与えられる。

安定な回路を作りたいので、 $s = j\omega$ としたときの $|F(s)|^2$ の極（複素平面の単位円を $2n$ 等分する点の集合となる）のうち、左反面に存在する n 個が極となるように $F(s)$ を定めれば良い。

2.5.2 Chebyshev フィルタ

Chebyshev 特性とは、実現したい伝達関数 (の曲線) を近似するとき、その近似誤差の評価関数として Chebyshev ノルム

$$\|F\| = \max_{x \in \Delta} |F(x)| \quad (12)$$

を用いたフィルタの持つ特性である。このノルムを用いた近似を行う帯域では、近似関数は実現したい関数に対して正負の値を交互にとる。（符号を変える回数は、近似関数のパラメータ n 個に対して少なくとも $n-1$ 回である。）この特性を持つフィルタは近似を行う帯域によっていくつかの種類に分類できるが、本実験で設計するのは、通過域でこの評価関数を適用し（通過域でのリップルを許容し）減衰域に零点がない（伝送関数の減衰極が無限遠点にある）無極形通過域 Chebyshev フィルタである。

この特性は、伝達関数 $F(\omega)$ に対して、

$$|F(\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 V_n^2(\omega)} \quad (13)$$

で与えられる。(但し、 ϵ はリップルの大きさの程度を決める変数である。) $V_n(\omega)$ はチェビシェフの多項式として知られる、

$$V_n(\omega) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1}(\omega)) & \text{for } |\omega| \leq 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1}(\omega)) & \text{for } |\omega| \geq 1 \end{cases} \quad (14)$$

なので、 $s = j\omega$ としたときの $|F(s)|^2$ の極は短径 $\sinh((1/n)\sinh^{-1}(1/\epsilon))$ 、長径 $\cosh((1/n)\sinh^{-1}(1/\epsilon))$ の楕円上の、偏角が $2\pi[\text{radian}]$ を $2n$ 等分する点のうち、左反面にある点 n 個である。

2.5.3 非反転多重帰還回路

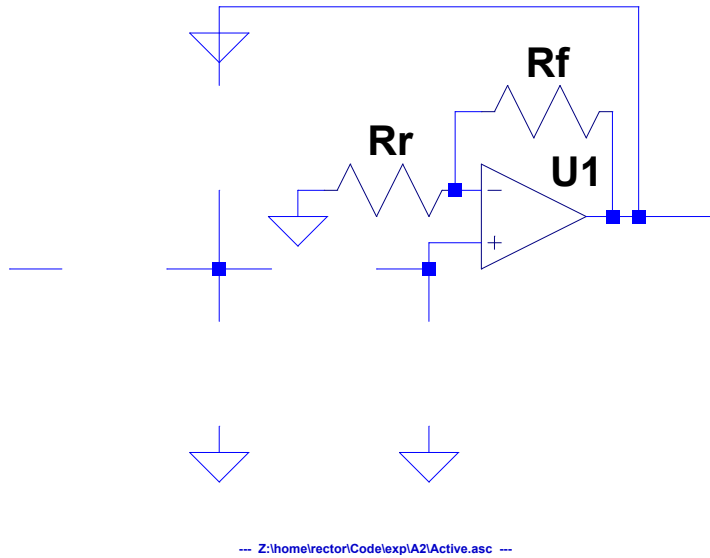


図 8 非反転多重帰還回路

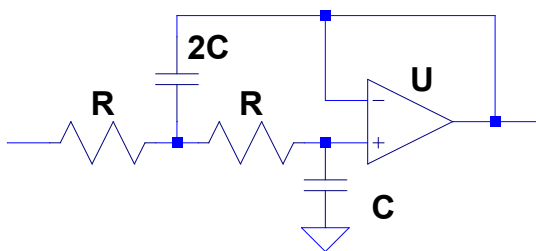
図のように、オペアンプを非反転増幅器として用いるフィルタを考える。オペアンプが理想的であると考えたとその電圧の伝達関数は、

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{\left(1 + \frac{R_f}{R_r}\right) \frac{1}{Z_1 Z_4}}{\left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3}\right) \left(\frac{1}{Z_4} + \frac{1}{Z_5}\right) + \frac{1}{Z_4 Z_5} - \frac{1}{Z_2 Z_4} \left(1 + \frac{R_f}{R_r}\right)} \quad (15)$$

である。二次のフィルタの一般的な伝達関数と比較して、それぞれのインピーダンス成分を決定する。

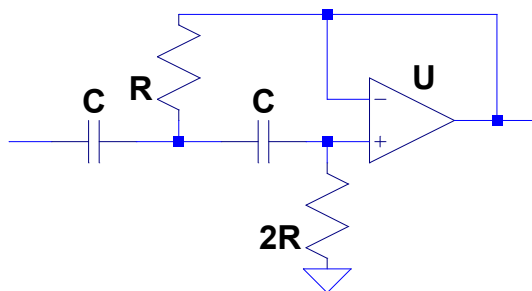
表 1 要素の置換

	図 9 (低域通過型)	図 10 (高域通過型)
R_r	∞	∞
R_f	0	0
Z_1	R	$\frac{1}{sC}$
Z_2	$\frac{1}{s \cdot 2C}$	R
Z_3	∞	∞
Z_4	R	$\frac{1}{sC}$
Z_5	$\frac{1}{sC}$	$2R$



-- Z:\home\vector\Code\explA2\ActiveLPF.asc --

図 9 低域通過型アクティブフィルタ



-- Z:\home\vector\Code\explA2\ActiveHPF.asc --

図 10 高域通過型アクティブフィルタ

図 9 の伝達関数を式 (15) と表 1 から計算すると、

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{2C^2R^2} \frac{1}{s^2 + \frac{1}{CR}s + \frac{1}{2C^2R^2}} \quad (16)$$

となって、遮断角周波数は $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{2}CR}$ である。同様に図 10 の伝達関数も計算すると、

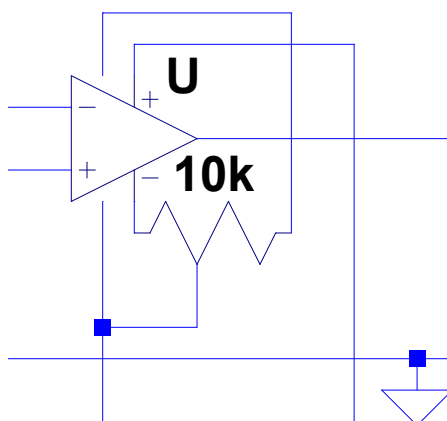
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{s^2}{s^2 + \frac{1}{CR}s + \frac{1}{2C^2R^2}} \quad (17)$$

となって、やはり遮断角周波数は $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{2}CR}$ である。

3. 実験方法

3.1 オペアンプのオフセット調整

オペアンプは、内部にトランジスタを複数個用いている。これらのトランジスタは特性のばらつきがあり、単純に入力信号を 0 にしても出力信号が出てしまう。これをオフセットという。オペアンプ外部に可変抵抗をつなぐことで、これを補償出来るようになっている (図 11)。そこで、オシロスコープを見ながら、オフセットがなるべく小さくなるように、可変抵抗を調整する。



-- Z:\home\vector\Code\explA2\Offset.asc --

図 11 uA741 のオフセット調整

3.2 各種機能回路の周波数特性の計測

2.3 節に挙げた各種機能回路を、以下のように設計してその周波数特性とステップ特性を観測する。

反転増幅器 増幅率 20dB

反転増幅器 増幅率 40dB

非反転増幅器 増幅率 20dB

非反転増幅器 増幅率 40dB

微分器 最小構成

微分器 最小構成に R_r を加えたもの

微分器 最小構成に C_f を加えたもの

微分器 最小構成に R_r と C_f を加えたもの

3.2.1 反転増幅回路

図 3 の反転増幅回路の増幅率は式 (2) なのだから、

表 2 反転増幅回路の設計

	R_1	R_2
20dB	10 k Ω	100 k Ω
40dB	1 k Ω	100 k Ω

但し、変数名は図 3 に同じ。

3.2.2 非反転増幅回路

今回は反転増幅器に用いた抵抗をそのまま使用したが、図 4 の非反転増幅回路の増幅率は式 (3) であるから増幅率は正確に 20dB と 40dB というわけではない。

表 3 非反転増幅回路の設計

	R_r	R_f	実際に測定されると予想される増幅率
20dB	10 k Ω	100 k Ω	20.828 dB
40dB	1 k Ω	100 k Ω	40.086 dB

但し、変数名は図 4 に同じ。

3.2.3 微分回路

微分回路では、最小構成以外では低域及び高域のカットが発生するから、その遮断周波数が観測しやすいように各素子の値を決定した。図 5 の変数名を採用すると、 $C_r = 0.22\mu\text{F}$ 、 $R_f = 10\text{k}\Omega$ 、 $R_r = 10\text{k}\Omega$ 、 $C_f = 2200\text{pF}$ で製作し、その設計上の遮断周波数は、高域通過側が $f_r = 72.4\text{Hz}$ 、低域通過側が $f_f = 7.24 \times 10^3\text{Hz}$ である。

以下、表 4 に各種機能回路の周波数応答の測定条件をまとめる。

表 4 機能回路の測定点の条件（周波数応答）

回路	周波数下限 [Hz]	周波数上限 [Hz]	測定頻度 *
反転増幅回路	100	200k	5
非反転増幅回路	100	200k	5
微分回路	20	200k	20

* 周波数が 10 倍になる間に何回測定を行うか

3.3 ウィーン・ブリッジ発振回路の発振観測

図 6 を以下の素子の値で製作し、オシロスコープを見ながら可変抵抗を用いて帰還量 k の値を変えていき、発振が始まる k の値を調べる。さらに、スペクトラム・アナライザを用いて、発振回路の出力信号を観測する。次いで、図 6 の X 点で、つまり帰還フィルタと非反転入力端子との間で回路を切断し、非反転入力端子から帰還フィルタまでの開ループ利得を測定し、発振を開始するために開ループ利得に必要とされる条件を明らかにする。以下、開ループ利得の周波数応答の測定条件をまとめる。

表 5 ウィーン・ブリッジ発振回路開ループ利得の測定点の条件（周波数応答）

帰還量 k	周波数下限 [Hz]	周波数上限 [Hz]	測定頻度 *
発振開始前	10	200k	20
発振開始点	10	200k	10
最大 ($k = 1$)	10	200k	20

* 周波数が 10 倍になる間に何回測定を行うか

3.4 パッシブフィルタのシュミレートと測定

今回の実験では、Butterworth 特性を持つ 3 次の低域通過フィルタと高域通過フィルタ、及び Chebyshev 特性を持つ 3 次の低域通過フィルタについて、その周波数特性をシュミレートし、実際に製作して測定する。

*注: 以下、3.4.1 節から 3.4.3 節は、P3 課題の総合レポートに記述したものである。

3.4.1 3 次の 0-R 型フィルタの設計と伝達特性のシミュレート

Butterworth フィルタと Chebyshev フィルタとでは、設計段階の最初の規格化低域通過フィルタの設計のみ、手順が異なる。

最初に、図 7 に示す 3 次規格化低域通過フィルタの伝送関数は、

$$T(s) = 1/F(s) = L_1 L_2 C s^3 + L_1 s^2 + (L_1 + L_2) s + 1 \quad (18)$$

である。

3.4.2 3 次 Butterworth 規格化低域通過フィルタの設計

3 次 Butterworth 規格化低域通過フィルタの伝送関数は、

$$T(s) = s^3 + 2s^2 + 2s + 1 \quad (19)$$

これと式 (6) との右辺同士を比較して、 L_1 、 L_2 、 C の値を決めれば良い。

3.4.3 3次 Chebyshev 規格化低域通過フィルタの設計

Chebyshev フィルタにはリプルの程度を決める値である ϵ があるが、これが 1.0 であるフィルタを設計する。3 次 Chebyshev 規格化低域通過フィルタの伝達関数を求めるために、2.5.2 にある法で極を求める。

$$a = (\pi/6)(2k + 1) \text{ for } k = 1, 2, 3, 4, 5, 6 \quad (20)$$

$$b = \pm(1/3)\sinh^{-1}(1) \quad (21)$$

$$(22)$$

の下で、極は

$$s = \sin a \sinh b + j \cos a \cosh b \quad (23)$$

で表される 12 個（うち半分は重複するので実質は 6 個）のうち、複素平面上左反面にある 3 つである。

3.4.4 インピーダンススケージングと周波数変換（低域通過フィルタ）

遮断周波数 1.5 kHz、出力側インピーダンス $R = 50[\Omega]$ の低域通過フィルタを設計する。回路の要素の変換は表 1 に示した変数変換の下で、以下の通り行われる。

表 6 要素の置換

	インダクタンス	キャパシタンス
基準	$L = L_o$	$C = C_o$
変換後	$L = L_o R / \omega_c$	$C = C_o / \omega_c R$

但し、 ω_c が遮断角周波数

3.4.5 インピーダンススケージングと周波数変換（高域通過フィルタ）

遮断周波数 1.5 kHz、出力側インピーダンス $R = 50[\Omega]$ の低域通過フィルタを設計する。回路の要素の変換は表 1 に示した変数変換の下で、以下の通り行われる。

表 7 要素の置換

	インダクタンス	キャパシタンス
基準	$L = L_o$	$C = C_o$
変換後	$C = 1/L_o R \omega_c$	$L = R/C_o \omega_c$

但し、 ω_c が遮断角周波数

3.4.6 周波数特性のシミュレート

振幅特性及び位相特性のシミュレートは、1V の正弦波に対する応答を見る。それぞれのフィルタのシミュレート条件を表 6 にまとめる。

表 8 シミュレートの条件（周波数応答）

フィルタ	周波数下限 [Hz]	周波数上限 [Hz]	計算頻度 *
ButterworthLPF	10	100k	500
ButterworthHPF	10	100k	500
ChebyshevLPF	10	100k	500

* 周波数が 10 倍になる間に何回計算を行うか

3.4.7 実際の測定

結局、3.4 節で述べてきた方法によって、以下の図 12～14 のように各素子の値を決定した。おおむねこの通りに製作できたが、Chebyshev フィルタの出力側抵抗は、実際に製作した回路では 561Ω となった。設計上の遮断周波数はそれぞれ、ButterworthLPF が 2082Hz 、ButterworthHPF が 3123Hz 、ChebyshevLPF が 3201Hz である。

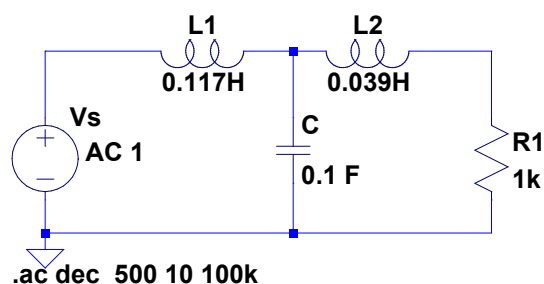


図 12 Butterworth 低域通過フィルタ

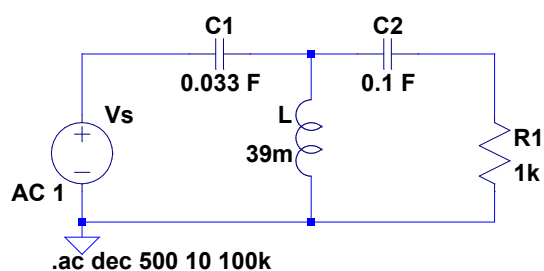


図 13 Butterworth 高域通過フィルタ

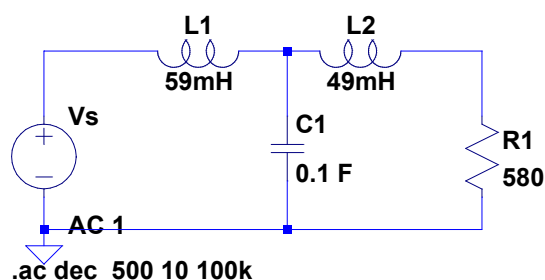


図 14 Chebyshev 低域通過フィルタ

これらのフィルタの周波数特性（測定点の条件は表 9 の通り）とステップ応答を測定する。

表 9 パッシブフィルタ測定の条件（周波数応答）

フィルタ	周波数下限 [Hz]	周波数上限 [Hz]	測定頻度 *
ButterworthLPF	10	200k	25
ButterworthHPF	10	200k	25
ChebyshevLPF	10	200k	25

* 周波数が 10 倍になる間に何回測定を行うか

3.5 アクティブフィルタの測定

図 9 及び図 10 のようなアクティブフィルタを設計、製作し、その振幅特性とステップ応答を観測する。遮断周波数が測定しやすい値となるよう、以下のように各素子の値を決定した。設計上の遮断周波数はそれぞれ、低域通過フィルタが 1003Hz、高域通過フィルタが 100.3Hz、である。

低域通過フィルタ（図 9） $R = 5.1\text{k}\Omega$ 、 $C = 0.022\mu\text{F}$

高域通過フィルタ（図 10） $R = 5.1\text{k}\Omega$ 、 $C = 0.22\mu\text{F}$

これらのフィルタの周波数特性（測定点の条件は表 10 の通り）とステップ応答を測定する。

表 10 アクティブフィルタ測定の条件（周波数応答）

フィルタ	周波数下限 [Hz]	周波数上限 [Hz]	測定頻度 *
LPF	100	200k	20
HPF	10	200k	20

* 周波数が 10 倍になる間に何回測定を行うか

4. 使用器具

4.1 回路シミュレータ

シミュレータ LTSpiceIV ver.4.23

4.2 シミュレータ実行環境

PC Dell Latitude E6430

OS Windows 10 Education

CPU Intel(R) Core(TM) i7-3630QM CPU @ 2.40GHz

メモリ 16GB

4.3 設計／プロトタイプ環境システム

システム NI ELVIS II⁺ 番号: A2-2

NI ELVIS II⁺ は、素子を差し込み回路を構成するブレッドボードに、オシロスコープやファンクション・ジェネレータなどを内蔵した本体が接続されており、またこれらを簡便に扱うことの出来る GUI のソフトウェアがセットになっているシステムである。本実験課題にて製作した回路は全てこのブレッドボード上に構成されており、また測定はこのシステムを用いて行う。

5. 実験結果と考察

5.1 オペアンプのオフセット調整

10k Ω の半固定抵抗を用いてオペアンプのオフセット調整を行い、オフセットを 400mV から 600mV 程度まで小さくすることが出来た。

5.2 各種機能回路の周波数特性

5.2.1 反転増幅回路

反転増幅回路の周波数特性を、図 15 と図 16 に示す。

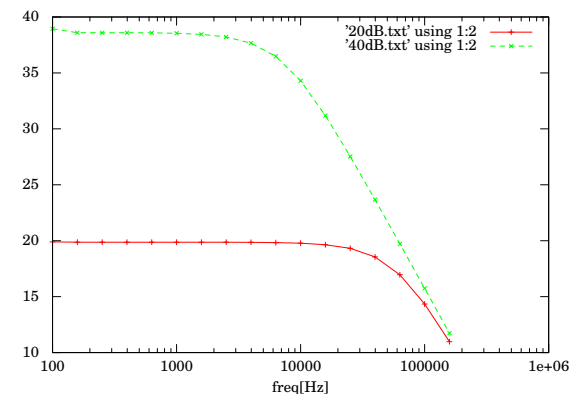


図 15 反転増幅器の振幅特性

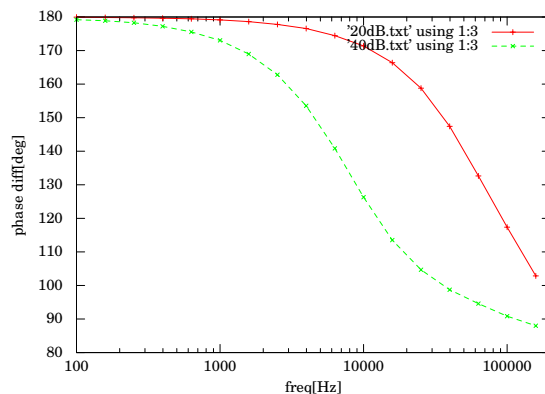


図 16 反転増幅器の位相特性

5.2.2 非反転増幅回路

反転増幅回路の周波数特性を、図 17 と図 18 に示す。

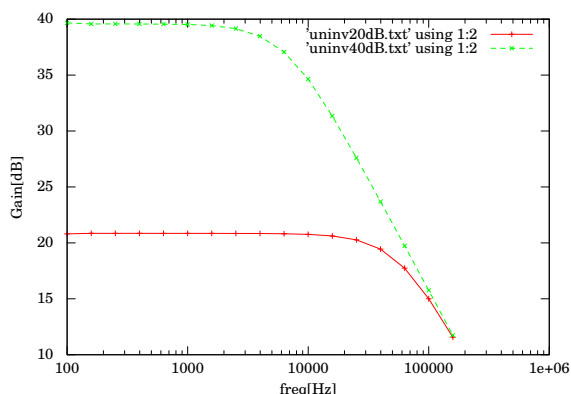


図 17 非反転増幅器の振幅特性

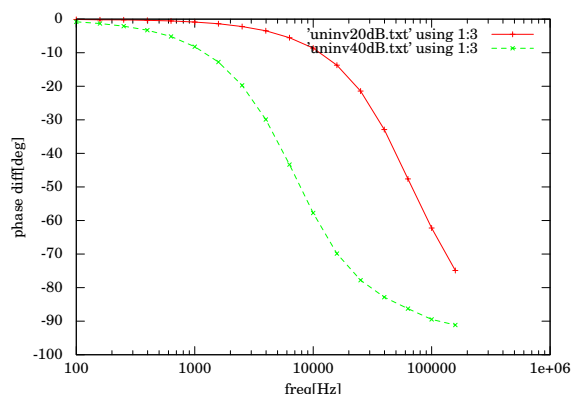


図 18 非反転増幅器の位相特性

5.2.3 反転増幅回路と非反転増幅回路の遮断周波数

それぞれの回路について、測定結果から得られたおおよその遮断周波数を表 11 に示す。

表 11 増幅回路の遮断周波数

	20 dB	40 dB
反転	63 kHz	7 kHz
非反転	63 kHz	7 kHz

どちらも、この遮断周波数以上の周波数帯では -20 dB/decade の傾きを見せる。これは、式 (1) において、 A が充分小さければ $A_v \approx \frac{1}{\beta}$ 、 A が充分大きければ $A_v \approx A$ であることから説明できる。 A は図 1 に見るような周波数依存性を

持ち、そのため $A(s)\beta$ についてどちらが支配的であるかの境界が遮断周波数にあらわれている。遮断周波数以上の周波数帯で見られる -20 dB/decade の傾きは、図 1 に見られるようなオペアンプの特性が支配的に表れている結果である。

5.2.4 微分回路

微分回路の周波数特性を、図 19 と図 20 に示す。

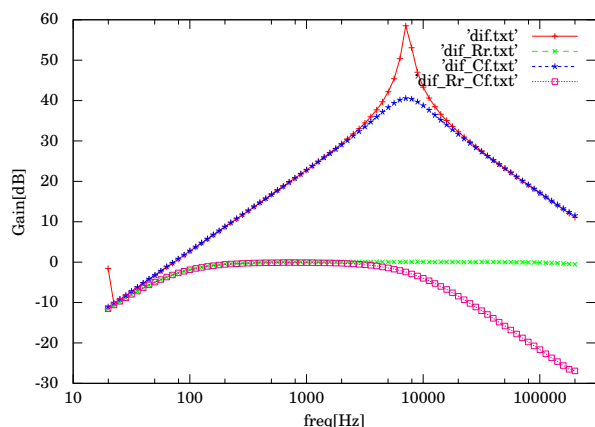


図 19 微分器の振幅特性

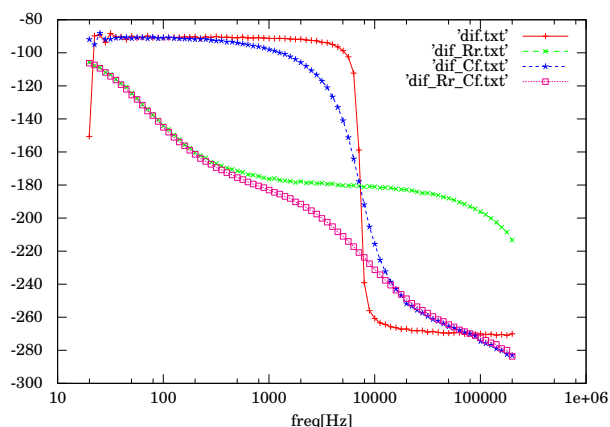


図 20 微分器の位相特性

微分回路は、 R_r と C_f を付加した場合、帯域通過フィルタとして動作していることがわかる。これは、2.3.3 節すでに説明したが、改めてこの回路の利得を見てみると、

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = - \frac{sC_r R_f}{(sC_r R_r + 1)(sC_f R_f + 1)} \quad (24)$$

$$\approx -sC_r R_f \text{ for } sC_r R_r \ll 1 \wedge sC_f R_f \ll 1 \quad (25)$$

$$\approx -\frac{R_f}{R_r} \text{ for } sC_r R_r \gg 1 \wedge sC_f R_f \ll 1 \quad (26)$$

$$\approx -\frac{1}{sC_f R_r} \text{ for } sC_r R_r \gg 1 \wedge sC_f R_f \gg 1 \quad (27)$$

となつて、周波数領域では周波数が小さい方から順に微分特性、反転増幅特性、積分特性をもつことがわかり、測定結果にもこれが表れていると考えるのが妥当である。また、それぞれの周波数帯での方形波応答を図 21～図 23 を示す。

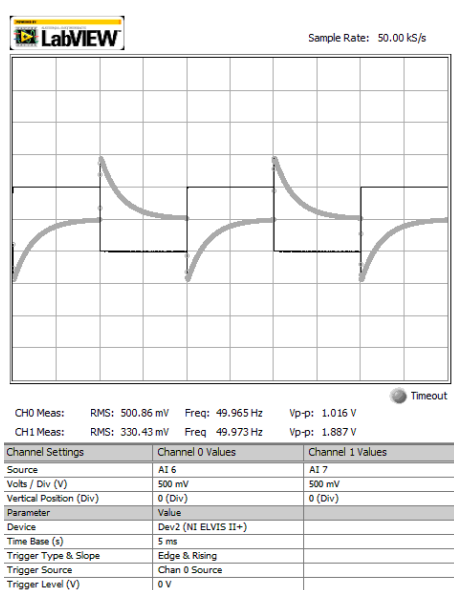


図 21 微分回路の方形波応答: 50 Hz (微分特性域)

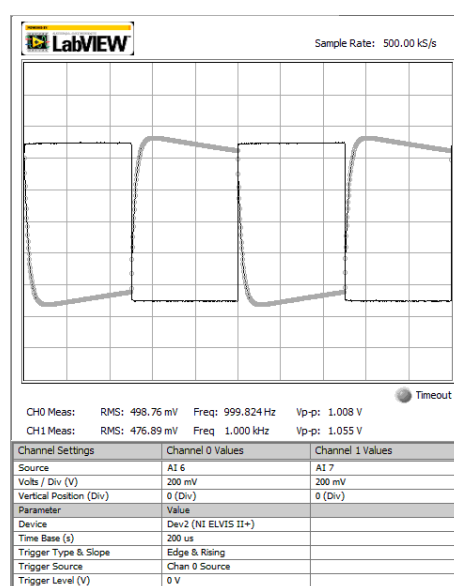


図 22 微分回路の方形波応答: 1 kHz (反転増幅域)

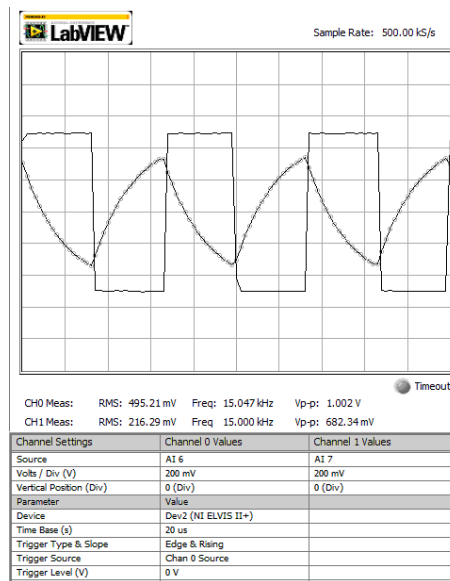


図 23 微分回路の方形波応答: 15 kHz (積分特性域)

図 21 は本来、インパルスが上下に交互に表れなければならないし、図 23 も本来であれば完全な三角波が観測されるはずだが、そうっていないのは方形波が理想的ではないからである。同様の理由で、図 22 の反転増幅も完全ではない。しかし方形波が理想的でないという点を鑑みれば、これらの波形が出力されることは予想する範囲であり、微分回路がそれぞれの周波数帯でいかなる特性を見せるかについての説明になっているといえるだろう。

5.3 ウィーン・ブリッジ発振回路

回路が発振を開始した付近の帰還量 k の値は、可変抵抗による分圧から計算される。オシロスコープを見ながら帰還量を大きくしていくと、最初オシロスコープにはなんの波形も出力されなかったが、正弦波が観測されるようになった。正弦波が観測されるようになった最小の点を発振開始として（実際には可変抵抗の細かい操作は困難で正確には値を決定できなかった）、その後の出力波形の変化を観測していった。発振を開始した付近で可変抵抗をテストで測定したところ、帰還量 k は、

$$k = \frac{2.798}{10.21} = 0.274 \quad (28)$$

であった。この付近とこの付近よりも充分大きな k の値の出力波形を図 24、図 25 に示す。

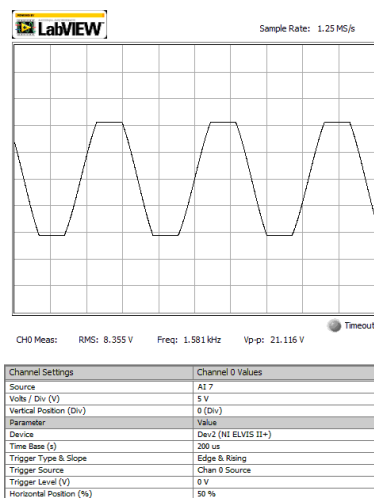


図 24 発振回路の出力波形: 発振開始直後

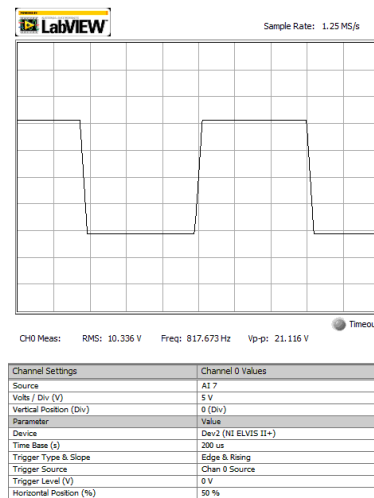


図 25 発振回路の出力波形: $k = 1$

また、発振が開始した直後の出力の、スペクトル分析を図 26 に示す。

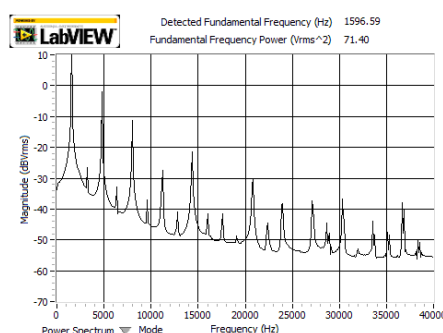


図 26 発振直後の出力波形の周波数解析

図 24 と図 25 では、演算増幅器の増幅の限界（利得的な限界ではなく、出力電圧の限界）によって、正弦波が出力しきれていない。このため、図 26 では、方形波をフーリエ級数展開して出てくるような、基本波の奇数倍の周波数が大きく出ており、さらに三角波フーリエ級数展開して出てくるような、偶数倍の成分も見える。

次に、図 6 の X 点で切断してその点を始点と終点とした開ループ利得の周波数特性を、図 27 と図 28 に示す。

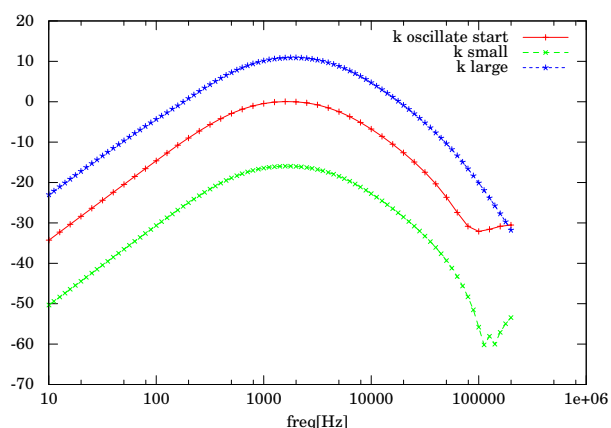


図 27 発振回路（開ループ）の振幅特性

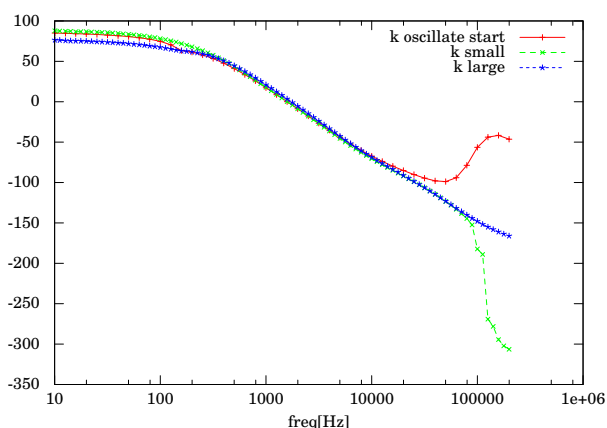


図 28 発振回路（開ループ）の位相特性

発振直後の k を用いた赤い測定結果に注目すると、1600 Hz 付近で利得 0 dB、位相差 0° であることがわかる。これは、式 (8) で $A\beta = 1$ を満たしている状態であるから、この周波数成分は無限大に増幅されることがわかる。すなわち、発振直後に表れる正弦波はこの周波数である。

5.4 パッシブフィルタ

5.4.1 Butterworth 低域通過フィルタ

Butterworth 低域通過フィルタの周波数特性のシュミレート結果と、測定結果を図 29 に、ステップ応答の測定結果を図 30 に示す。

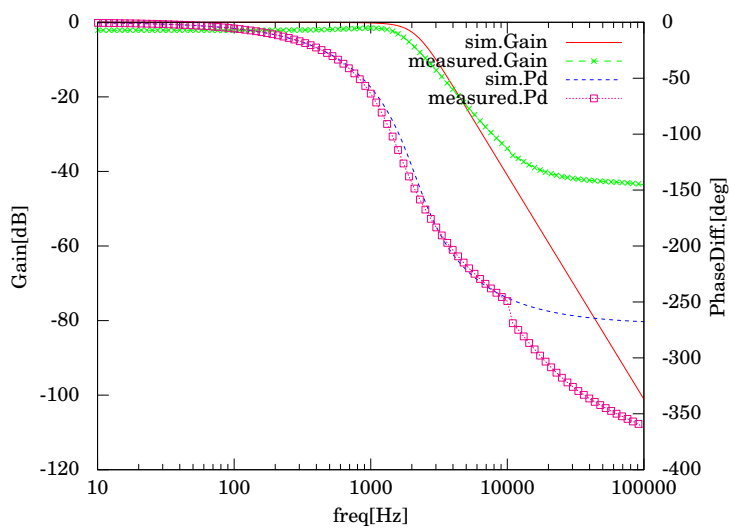


図 29 ButterworthLPF の周波数特性

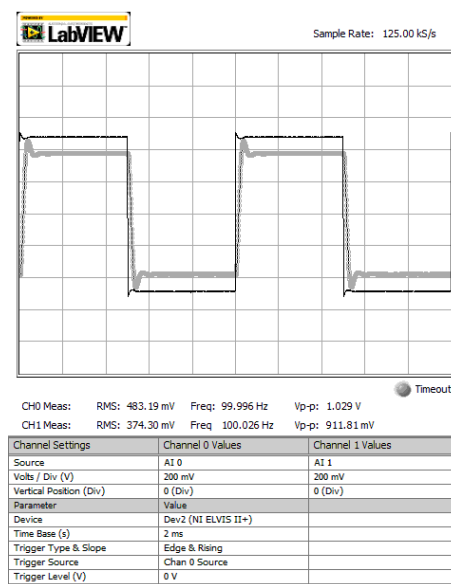


図 30 ButterworthLPF のステップ応答

5.4.2 Butterworth 高域通過フィルタ

Butterworth 高域通過フィルタの周波数特性のシミュレート結果と、測定結果を図 31 に、ステップ応答の測定結果を図 32 に示す。

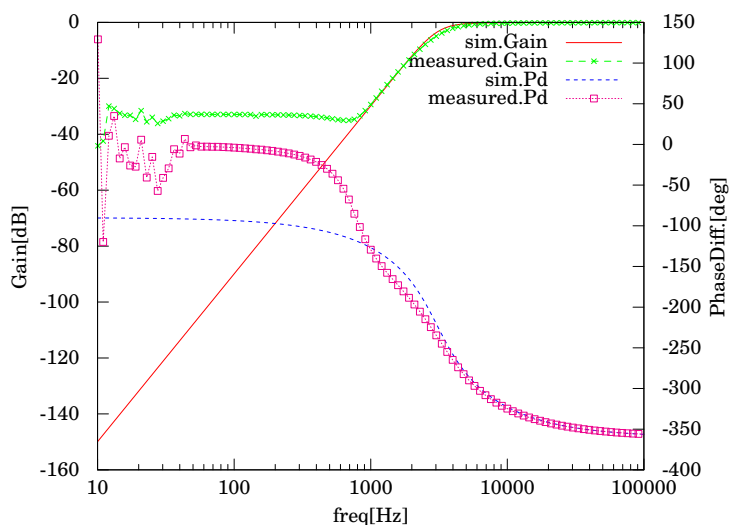


図 31 ButterworthHPF の周波数特性

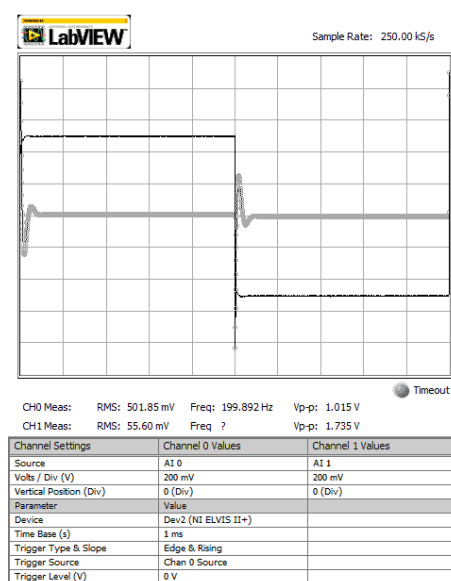


図 32 ButterworthHPF のステップ応答

5.4.3 Chebyshev 低域通過フィルタ

Chebyshev 低域通過フィルタの周波数特性のシミュレート結果と、測定結果を図 33 に、ステップ応答の測定結果を図 34 に示す。

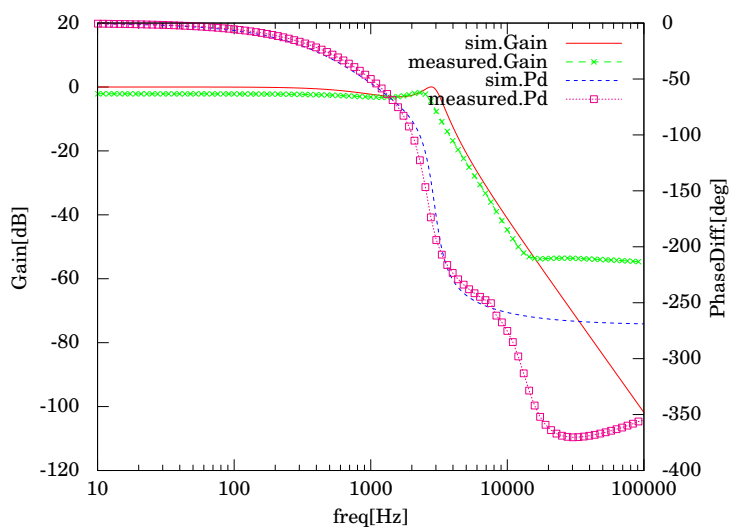


図 33 ChebyshevLPF の周波数特性

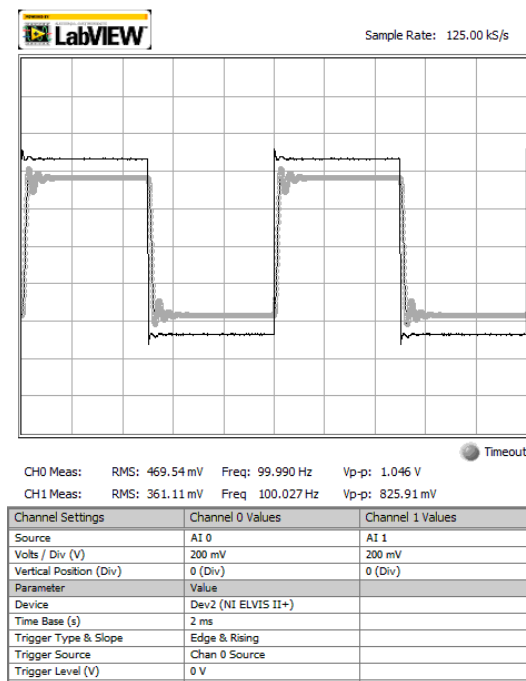


図 34 ChebyshevLPF のステップ応答

5.5 アクティブフィルタ

低域通過型・高域通過型双方の周波数特性の測定結果を図 35 に、低域通過型フィルタのステップ応答の測定結果を図 36 に、高域通過型フィルタのステップ応答の測定結果を図 37 に示す。

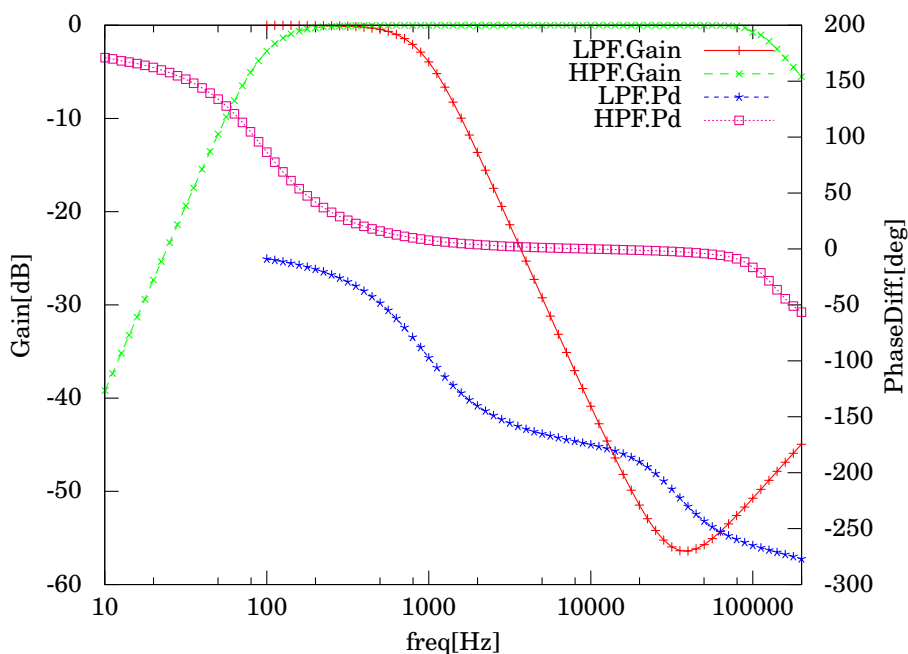


図 35 発振直後の出力波形の周波数解析

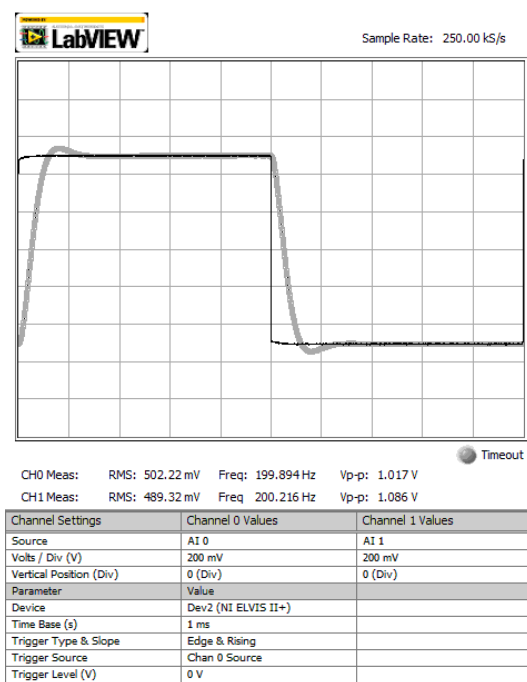


図 36 低域通過型フィルタのステップ応答

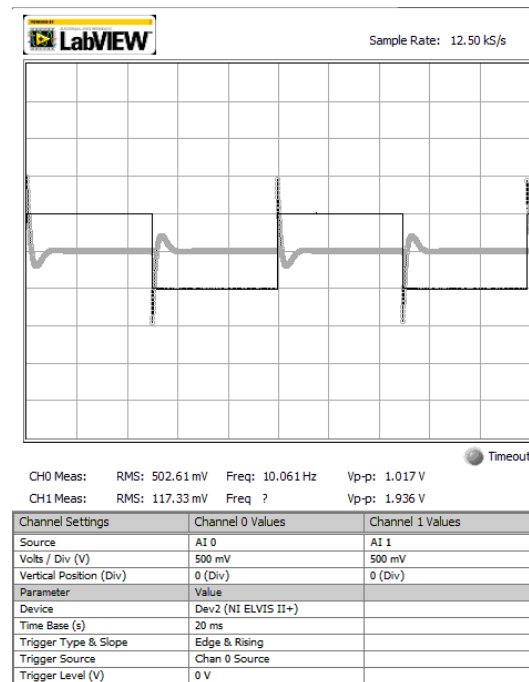


図 37 高域通過型フィルタのステップ応答

減衰域での振幅特性の傾きはいずれもおおよそ-12 dB/octave で、2 次のフィルタとして妥当である。ステップ応答の結果も、立ち上がり・立ち下がりごとに一度だけオーバーシュートして（つまり、2 回目の導関数=0 の点で）入力に追いついている。

しかし、低域通過型フィルタの設計上の遮断周波数は 1003 Hz だが、測定結果では 900 Hz 前後で、10% の誤差がある。また、高域通過型フィルタの設計上の遮断周波数は 100.3 Hz だが、測定結果では少なくとも 100 Hz より小さく（おそらく、95 Hz 付近）、やはり数 % の誤差がある。しかし、これらは素子の値に数 % の誤差があれば容易に出現する（遮断周波数は C と R で決まるのであった。）から、ほとんど設計どおりであると評価できるだろう。

低域通過型フィルタの高周波領域では、少し減衰が見られるが、これはオペアンプの特性が強く表れたものである。一方、高域通過型フィルタの減衰域に見られる振幅特性の跳ね上がりの原因は不明だが、コンデンサの自己共振周波数を超えてしまい、等価直列インダクタンスによる効果が大きく表れてしまう領域に入った可能性が考えられる。

6. 参考資料

1. 東京大学工学部 電子情報工学科・電気電子工学科（2016）『電気電子情報第一（前期）実験 テキスト』
2. R.M.Fano & A.W.Lawson (1948) 菅原英彦訳（2009）『マイクロ波フィルタの理論』丸善ブラネット
3. 古賀利郎（1978）『伝送回路』コロナ社
4. 廣瀬明（2015）『電気電子計測 [第 2 版]』数理工学社