

卒業研究報告

題目

MicroCap5/CQ を用いたアクティブ フィルターの設計と製作

指導教員

綿森道夫助教授

報告者

久保 格致

平成 13年 2月 9日

高知工科大学 電子・光システム工学科

目次

第1章	序論	1
第2章	フィルターについて	
2-1	アクティブ・フィルタ	2
2-2	規格化低域通過フィルタの伝達関数	3
—1	2 次のバターワース特性	6
—2	3 次のバターワース特性	8
—3	4 次のバターワース特性	9
—4	5 次のバターワース特性	10
第3章	Q の定義	13
第4章	回路の設計	
4-1	アクティブ・フィルタの設計	16
—1	RC フィルタの設計	16
—2	2 次のローパスフィルタの設計	16
—3	3 次のローパスフィルタの設計	20
—4	4 次のローパスフィルタの設計	27
—5	5 次のローパスフィルタの設計	32
第5章	回路の作成と評価	
5-1	ローパスフィルタのプリントパターンの作成	39
—1	1 次、2 次のローパスフィルタのプリントパターンの作成	39
—2	3 次のローパスフィルタのプリントパターンの作成	41
5-2	回路の実測	46
第6章	結果	48
第7章	総括	49
参考文献		50
謝辞		51

第1章 序論

現代社会では電気製品無しでは生活できないくらいに電気製品は浸透している。しかし、日常生活を普通に送っている限りそれら電気製品の中がどうなっているかなど気にもとめることなどない。

今回は工学部の学生として電気製品を構成している回路というものに注目し、回路というのはどういうものかということで、基本的な小規模回路としてアクティブフィルタを選択した。

アクティブフィルタとして安価で作れるRC回路を選び、理解しやすいバターワース特性を学ぶこととした。回路シミュレーションはMicroCap 5/CQ、回路エディタはPCBEを使用した。

MicroCap 5とはSpectrum Software社の回路シミュレーターでSPICEとの上位互換性のあるソフトである。これはWindows上で回路図の作成から解析までの一連の操作が行えるようにしたもので回路の設計、動作チェック、回路定数の変化による回路への影響、温度変化による回路特性への影響という実際に設計した回路がどのように動くかが回路を作る前に確認ができる、というメリットがある。

PCBEは高戸谷 隆氏が作られた実際のプリント基板を作るための回路エディタである。プリンタで印刷して版下を作成できる、ガーバーファイル、ホールファイルを出力できる、主な操作コマンドは、ツールバーに配置してある。という機能を持ちあわせている。

これらを使い、回路を設計し、シミュレーションをして作成、そしてシミュレーションと実測値の違いなどを検証した。

第2章 フィルターについて

2-1 アクティブ・フィルタ

低周波では形状が大きくて単価の高いコイルを使わず、抵抗とキャパシタと増幅回路網で構成されているフィルタをアクティブ・フィルタと呼ばれている。増幅回路にはOPアンプを使うことが一般的なので今回の研究でもOPアンプと使用した。増幅回路を使用せずにCR回路のみで構成された回路はパッシブ・フィルタと呼ばれている。今回のように周波数が低い場合はアクティブ・フィルタが効果的だが周波数があがってくるとOPアンプの周波数特性の関係で設計どおりに動作しなくなるので高い周波数の場合はRCフィルタまたはLCフィルタで設計しなくてはならない。

RCフィルタの中にOPアンプを使うことにより、フィルタ各段の出力インピーダンスを遮断周波数 f_c に関係なく低インピーダンスにすることができるので、形状が小さくなるだけでなくフィルタ各段の遮断周波数と Q を決定するためのCR定数を、前後の段から独立して設計することができる。これがアクティブ・フィルタの特徴である。

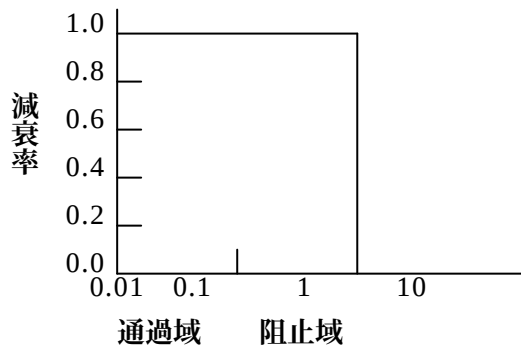
今回は前述の Q を使用して C と R を求める方法と、伝達特性と接点方程式を用いて C と R を求める方法の二通りで回路を設計した。

2-2 規格化低域通過フィルタの伝達関数

伝達関数と接点周波数から回路定数を求める方法でフィルタを設計する場合、まず希望するフィルタの設計仕様を満足する伝達関数を求めなければならない。

理想低域通過フィルタ (ideal low pass filter) は、図 1 に示すように規格化遮断周波数が 1 で、通過域での振幅特性が 1 (0 dB) で、かつ阻止域で 0 倍 ($-\infty$ dB) のフィルタである。しかし現実的にはここまでの理想的なフィルタを構成することができないことが知られている。このために、理想低域通過フィルタにできるだけ近づけるように回路を設計している。この近似させる方法はいろいろあるが、ここではバターワース特性について述べる。

図 1



バターワース特性 (Butterworth) の周波数特性は、関数 x^n が n の大きいとき $x < 1$ ではほぼ 0、 $x > 1$ では ∞ に近くなるという性質を利用している。具体的には実現性を考慮して、

$$|H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^{2n}}} \quad -①$$

の特性を持つ。ただし、 n はフィルタの次数 (order) であり、 ω は規格化周波数 (normalized frequency) である。周波数が $\omega = 0$ の付近では十分に平坦な特性を持ち、 $\omega > 1$ ではほとんど 0 となる。周波数が $\omega = 1$ の遮断周波数 (cutoff frequency) の点で、 $1/\sqrt{2}$ (-3 dB) の減衰がある。周波数の範囲が $0 \leq \omega \leq 1$ の範囲を通過帯域 (passband)、 $1 < \omega$ を減衰帯域 (stopband) という。遮断周波数より高い周波数の領域では、フィルタの次数を n とすると、約 $-20 \times n$ [dB/dec] の傾きで減衰する。

図 2

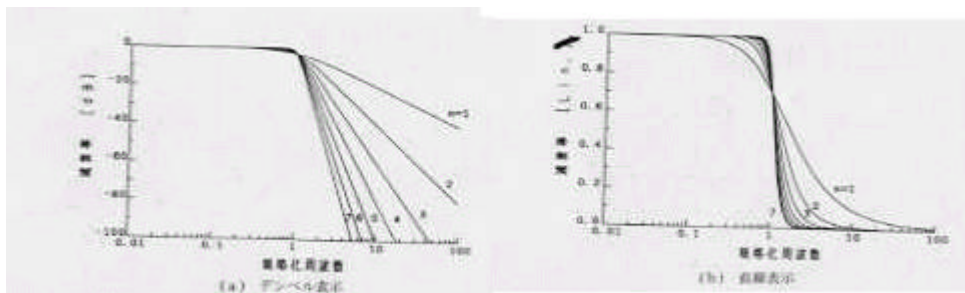


図 2 にフィルタの次数の違いによる周波数特性を示す。フィルタの次数が多くなるに従い、減衰が大きくなるのがわかる。フィルタの次数はフィルタの設計仕様により決定しなければならないのが普通であるが今回は次数の違いによりどのような特性の差が出るかの研究なので 1 次から 5 次までの回路を設計して違いを見ることにした。バターワース特性の伝達関数は①の式を 2 乗して

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \omega^{2n}} = G(s)$$

とする特性関数 $G(s)$ を考える。 $s = j\omega$ であるから上式より、

$$G(s) = \frac{1}{1 + \left(\frac{s}{j}\right)^{2n}} \text{ を得る。}$$

この式の分母を 0 とする代数方程式の解は

$$\left(\frac{s}{j}\right)^{2n} = -1$$

$$= e^{-jp}$$

を解くことで得られる。 (s/j) は絶対値 1 の複素円上にあるはずであるからこれを e^{ja} とすると

$$2na = 2pk - p$$

となる。ただし $k = 1, 2, \dots, 2n$ である。したがって根は

$$s_k = je^{j\frac{2k-1}{2n}p} \text{ となる。}$$

根 s_k は複素平面上の単位円の円周上を $p/2n$ の角度で等間隔に配置される。 n が

奇数の場合は実軸上に -1 の根を持つ。

正極側をとると伝達関数 $H(s)$ は不安定となるので右半円の解を捨て、左半円上の点を極として計算する。

なぜ負極側をとるのかは、

$$\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{w}{w_c}\right)^{2n}}},$$

この式を解くことを考える。

$\sqrt{\quad}$ の中をいったん複素数に拡張して、絶対値が等しい2つの関数の積

$$1 + \left(\frac{w}{w_c}\right)^{2n} = |f(s)| |g(s)| \text{ となるようにする。}$$

ただし $|f(s)| = |g(s)|$ である。

この時、バターワース関数

$$\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{w}{w_c}\right)^{2n}}} \text{ は } \left| \frac{1}{f(s)} \right| \text{ または } \left| \frac{1}{g(s)} \right|$$

ただし $s = j \frac{w}{w_c}$ で与えられる。

$s = j \frac{w}{w_c}$ とおいて $1 + \left(\frac{w}{w_c}\right)^{2n} = 1 + \left(\frac{s}{j}\right)^{2n}$ は $2n$ 個の解 $s_1, s_2, \dots, s_{2n}$ を用いて

$$1 + \left(\frac{w}{w_c}\right)^{2n} = (s - s_1)(s - s_2) \cdots (s - s_{2n}) \text{ と積の形にかける。}$$

$|f(s) \cdot g(s) \cdot k(s)| = |f(s)| \cdot |g(s)| \cdot |k(s)|$ がいえるので絶対値の等しいものどおし

を2つに分類する。

例えば、 $(s - s_1)$ と $(s - s_2)$ を用いて

$$s_1 = a + bj, \quad s_2 = c + dj, \quad s = jw \text{ とすると}$$

$$|s - s_1| = \sqrt{a^2 + (w - b)^2}$$

$$|s - s_2| = \sqrt{c^2 + (w - d)^2}$$

つまり $b = d$ $a = \pm c$ ということになる

以上のことを踏まえて絶対値の等しいもの同士を2つに分類すると

$$|(s - s_1)(s - s_3) \cdots (s - s_{2n-1})|$$

$$|(s - s_2)(s - s_4) \cdots (s - s_{2n})|$$

となるので

$$\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{w}{w_c}\right)^{2n}}} = \frac{1}{|(s - s_1)(s - s_3) \cdots (s - s_{2n-1})|}$$

または

$$\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{w}{w_c}\right)^{2n}}} = \frac{1}{|(s - s_2)(s - s_4) \cdots (s - s_{2n})|}$$

となる。

ここで、計算上は正極側、負極側どちらでもよいのだが、現実で回路を作る場合、正極側をとると負のコンデンサを使うこととなり、正のコンデンサで作ると帰還の位相が入力位相と同位相になり、発振してしまい実現不可能なので負極側をとる。

2-2-1 2次のバターワース特性

フィルタの次数が $n = 2$ の場合、特性関数は

$$G(s) = \frac{1}{1 + s^4} \text{ であるから、その極は}$$

$$s^4 = -1 = e^{j\pi} \text{ なので}$$

$$S = e^{j\frac{1}{4}p + j\frac{k}{2}p} \text{ となる。}$$

ここで $S = e^{ja}$ と考えると

$$a = \frac{1}{4}p + \frac{k}{2}p \text{ になり}$$

$$k=0 \rightarrow a = \frac{1}{4}p \quad k=1 \rightarrow a = \frac{3}{4}p$$

$$k=2 \rightarrow a = \frac{5}{4}p \quad k=3 \rightarrow a = \frac{7}{4}p$$

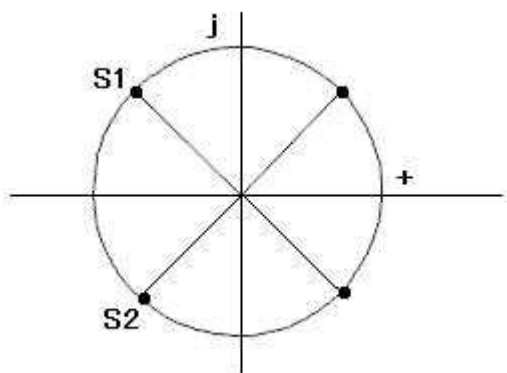
以上から負極側を選択すると

$$s_1 = -\frac{1}{\sqrt{2}} + j\frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$s_2 = -\frac{1}{\sqrt{2}} - j\frac{1}{\sqrt{2}}$$

の二つの極が得られる。

2 次の 2 つの極



これより伝達関数 $H(s)$ は

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{1}{(s-s_1)(s-s_2)} \\ &= \frac{1}{s^2 - s(s_1 + s_2) + s_1 s_2} \\ &= \frac{1}{s^2 + \sqrt{2}s + 1} \end{aligned}$$

2-2-2 3次のバターワース特性

3次の場合は $n=3$ なので

$G(s) = \frac{1}{1+s^6}$ であるから、その極は

$s^6 = 1 = e^{j0}$ なので

$s = e^{j\frac{k}{3}p}$ となる。

ここで $s = e^{ja}$ と考えると

$a = \frac{k}{3}p$ になり

$k=0 \rightarrow a=0$ $k=1 \rightarrow a=\frac{1}{3}p$

$k=2 \rightarrow a=\frac{2}{3}p$ $k=3 \rightarrow a=\frac{3}{3}p$

$k=4 \rightarrow a=\frac{4}{3}p$ $k=5 \rightarrow a=\frac{5}{3}p$

以上から負極側を選択すると

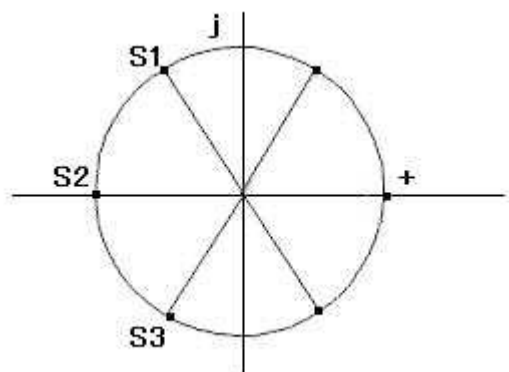
$$s_1 = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$s_2 = -1$$

$$s_3 = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

の3つの極が得られる。(次項参照)

3 次の 3 つの極



これより伝達関数 $H(s)$ は

$$\begin{aligned}
 H(s) &= \frac{1}{(s-s_1)(s-s_2)(s-s_3)} \\
 &= \frac{1}{s^3 - s^2(s_1 + s_2 + s_3) + s(s_1s_2 + s_2s_3 + s_3s_1) + s_1s_2s_3} \\
 &= \frac{1}{s^3 + 2s^2 + 2s + 1}
 \end{aligned}$$

2-2-3 4 次のバターワース特性

2 次、3 次と同様にして

$$G(s) = \frac{1}{1+s^8} \quad \text{であるから、}$$

$$a = -\frac{1}{8}p + \frac{k}{4}p \text{ になり}$$

$$k=0 \rightarrow a = -\frac{p}{8} \quad k=1 \rightarrow a = \frac{1}{8}p$$

$$k=2 \rightarrow a = \frac{3}{8}p \quad k=3 \rightarrow a = \frac{5}{8}p$$

$$k=4 \rightarrow a = \frac{7}{8}p \quad k=5 \rightarrow a = \frac{9}{8}p$$

$$k=6 \rightarrow a = \frac{11}{8}p \quad k=7 \rightarrow a = \frac{13}{8}p$$

以上から負極側を選択すると

$$s_1 = -0.383 + 0.924j$$

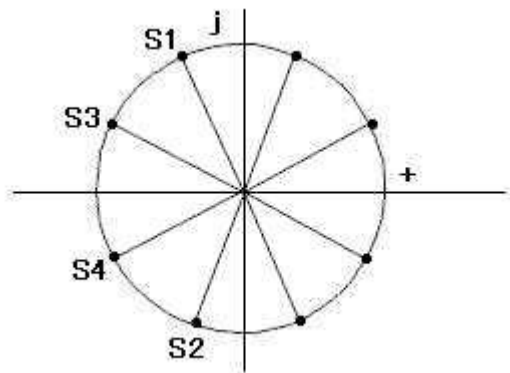
$$s_2 = -0.383 - 0.924j$$

$$s_3 = -0.924 + 0.383j$$

$$s_4 = -0.924 - 0.383j$$

の4つの極が得られる。

4次の4つの極



これより伝達関数 $H(s)$ は

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{1}{(s-s_1)(s-s_2)(s-s_3)(s-s_4)} \\ &= \frac{1}{s^2 - s(s_1 + s_2) + s_1 s_2} \cdot \frac{1}{s^2 - s(s_3 + s_4) + s_3 s_4} \\ &= \frac{1}{s^2 + 0.766s + 1} \cdot \frac{1}{s^2 + 1.848s + 1} \end{aligned}$$

2-2-4 5次のバターワース特性

3次の場合も同様に

$$G(s) = \frac{1}{1+s^{10}} \text{ であるから}$$

$$a = \frac{k}{5}p \text{ になり}$$

$$k=0 \rightarrow a = -\frac{p}{5} \quad k=1 \rightarrow a = \frac{0}{5}p$$

$$k=2 \rightarrow a = \frac{1}{5}p \quad k=3 \rightarrow a = \frac{2}{5}p$$

$$k=4 \rightarrow a = \frac{3}{5}p \quad k=5 \rightarrow a = \frac{4}{5}p$$

$$k=6 \rightarrow a = \frac{5}{5}p \quad k=7 \rightarrow a = \frac{6}{5}p$$

$$k=8 \rightarrow a = \frac{7}{5}p \quad k=9 \rightarrow a = \frac{8}{5}p$$

以上から負極側を選択すると

$$s_1 = -0.309015 + 0.951057j$$

$$s_2 = -0.309015 - 0.951057j$$

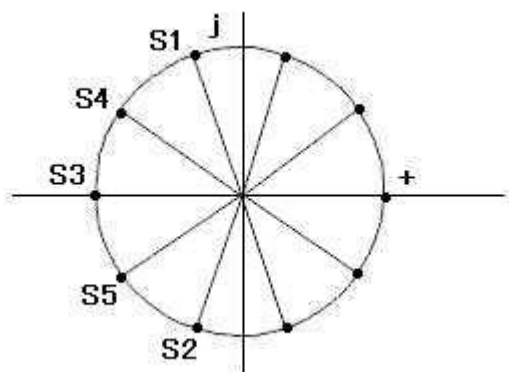
$$s_3 = -1$$

$$s_4 = -0.809015 + 0.587788j$$

$$s_5 = -0.809015 - 0.587788j$$

以上より5つの極が得られる。

5次の5つの極



これより伝達関数 $H(s)$ は

$$\begin{aligned}
H(s) &= \frac{1}{(s-s_1)(s-s_2)(s-s_3)(s-s_4)(s-s_5)} \\
&= \frac{1}{s^3 - s^2(s_1 + s_2 + s_3) + s(s_1s_2 + s_2s_3 + s_3s_1) + s_1s_2s_3} \cdot \frac{1}{s^2 + s(s_4 + s_5) + s_4s_5} \\
&= \frac{1}{s^3 + 1.61803s^2 + 1.61803s + 1} \cdot \frac{1}{s^2 + 1.61803s + 1}
\end{aligned}$$

となる。

第3章 Q の定義

第2章で述べた伝達関数

$$H(s) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{s}{j}\right)^{2n}}} \text{より求めた複素平面上の極 } s_k \text{ で実軸を対称にした極の和の}$$

逆数が Q である。

伝達関数は

次数が偶数のフィルタの場合、2 次の伝達関数の積。

$$H(s) = \frac{1}{(s-s_1)(s-s_2)} \cdot \frac{1}{(s-s_3)(s-s_4)} \cdots \frac{1}{(s-s_{n-1})(s-s_n)}$$

次数が奇数のフィルタの場合は1次の RC フィルタと2次の伝達関数の積で

考え、1次の RC フィルタの部分は $s_k = -1$ ということになる。

$$H(s) = \frac{1}{s+1} \cdot \frac{1}{(s-s_1)(s-s_2)} \cdot \frac{1}{(s-s_3)(s-s_4)} \cdots \frac{1}{(s-s_{n-2})(s-s_{n-1})}$$

以上の伝達関数の2次部分を一般的に表したものを

$$\frac{1}{(s-s_{n-1})(s-s_n)} = \frac{1}{s^2 - (s_{n-1} + s_n)s + 1}$$

とすると

$$Q = -\frac{1}{s_{n-1} + s_n}$$

が Q の定義になる。

2章の伝達関数より2次と3次の Q を求めてみる。

$n = 2$ の場合

$$s_1 + s_2 = -\sqrt{2}$$

ゆえに

$$Q = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$n = 3$ の場合

$$s_1 + s_3 = -1$$

ゆえに

$$Q=1$$

以下同様に求めるわけだがテキストにバターワース特性の正規化テーブルが載っていたので今回はそちらを使用した。

計測のためのフィルタ回路設計より抜粋。

	f_c	Q_n
2 次	f_1 1.0	Q_1 0.707107
3 次	f_1 1.0	Q_1 0.5
	f_2 1.0	Q_2 1
4 次	f_1 1.0	Q_1 0.541196
	f_2 1.0	Q_2 1.306563
5 次	f_1 1.0	Q_1 0.5
	f_2 1.0	Q_2 0.618034
	f_3 1.0	Q_3 1.618034
6 次	f_1 1.0	Q_1 0.517638
	f_2 1.0	Q_2 0.707107
	f_3 1.0	Q_3 1.931852
7 次	f_1 1.0	Q_1 0.5
	f_2 1.0	Q_2 0.554958
	f_3 1.0	Q_3 0.801938
	f_4 1.0	Q_4 2.246980
8 次	f_1 1.0	Q_1 0.509796
	f_2 1.0	Q_2 0.601345
	f_3 1.0	Q_3 0.899976
	f_4 1.0	Q_4 2.562915

この表で1次のところが $Q=0.5$ となっているが、伝達関数 $H(s)$ は入出力の電圧

比でもあるので

$$H(s) = \frac{\frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}} = \frac{1}{sCR + 1}$$

となり j が残ってしまう。

1 次のときは形式上 Q と書いてあるが普通の RC フィルタで考える。

第4章 回路の設計

4-1 アクティブ・フィルタの設計

伝達関数を用いる方法と Q を用いる方法の 2 つの方法で、2 次、3 次、4 次、5 次のアクティブ・フィルタを設計し、両方を比較する。
また、1 次の RC フィルタも次数の変わるとどのように変わっていくかの比較のためにアクティブ・フィルタではないが設計する。

4-1-1 RC フィルタの設計

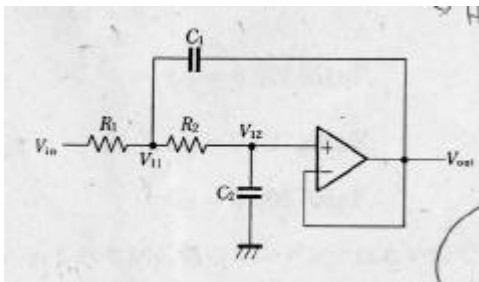
$f_c = 1\text{kHz}$, $R = 10\text{k}\Omega$ として

$$C = \frac{1}{2\pi f_c R} \text{ より}$$

$$C = 16\text{nF}$$

4-1-2 2 次のローパスフィルタ設計

2 次のバターワース回路より



$$-\frac{V_{in}}{R_1} + \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + j\omega C_1 \right) V_{11} - \frac{V_{12}}{R_2} - j\omega C_1 V_{out} = 0$$

$$-\frac{V_{11}}{R_2} + \left(\frac{1}{R_2} + j\omega C_2 \right) V_{12} = 0$$

$$V_{12} - V_{out} = 0$$

という方程式ができるが、実際に回路を作るときには 2 つの抵抗値を同じにするので、

$R = R_1 = R_2$ として

$$-\frac{V_{in}}{R} + \left(\frac{2}{R} + j\omega C_1 \right) V_{11} - \frac{V_{12}}{R} - j\omega C_1 V_{out} = 0 \quad \text{---①}$$

$$-\frac{V_{11}}{R} + \left(\frac{1}{R} + j\omega C_2 \right) V_{12} = 0 \quad \text{---②}$$

$$V_{12} - V_{out} = 0 \quad \text{---③}$$

③より

$$V_{12} = V_{out} \quad \text{---③'}$$

②, ③'より

$$V_{11} = (1 + j\omega C_2 R) V_{out} \quad \text{---②'}$$

①, ②', ③'より

$$-\frac{V_{in}}{R} + \left(\frac{2}{R} + j\omega C_1 \right) (1 + j\omega C_2 R) V_{out} - \frac{V_{out}}{R} - j\omega C_1 R V_{out} = 0$$

$$V_{in} = (2 + j\omega C_1 R) (1 + j\omega C_2 R) V_{out} - V_{out} - j\omega C_1 R V_{out}$$

$$= (2 + j\omega C_2 R + j\omega C_1 R - \omega^2 C_1 C_2 R^2) V_{out}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 + 2j\omega C_2 R - \omega^2 C_1 C_2 R^2}$$

$$= \frac{\frac{1}{C_1 C_2 R^2}}{-\omega^2 + j\omega \frac{2}{C_1 R} - \frac{1}{C_1 C_2 R^2}}$$

$$= H(j\omega)$$

これを先ほど求めた伝達関数と比較する。

$$H(s) = \frac{1}{s^2 + \sqrt{2}s + 1}$$

ここで $s = j \frac{\omega}{\omega_c}$ とおくと

$$H(j\frac{\omega}{\omega_c}) = \frac{\omega_c^2}{-\omega^2 + \sqrt{2}j\omega\omega_c + \omega_c^2} \text{ となり}$$

$$\frac{2}{C_1 R} = \sqrt{2}\omega_c$$

$$\frac{1}{C_1 C_2 R^2} = \omega_c^2$$

ゆえに

$$C_1 = \frac{2}{\sqrt{2}\omega_c R}$$

$$C_2 = \frac{\sqrt{2}}{2\omega_c R}$$

以上のことから

$C_1 : C_2 = 2:1$ であることがわかる。

ここで $f_c = 1\text{kHz}$, $R = 10\text{k}\Omega$ とすると

$\omega_c = 2\pi f_c$ より

$$C_1 = \frac{2}{\sqrt{2} \cdot 2\pi f_c R} = \frac{1}{\sqrt{2} \pi 1 \times 10^3 \cdot 1 \times 10^4}$$

$$\approx 2.25 \times 10^{-8}$$

$$= 22.5\text{nF}$$

$C_1 : C_2 = 2:1$ より

$$C_2 = 11.25\text{nF}$$

次に Q を使う方法での回路を設計する。

$f_c = 1\text{kHz}$, $R = R_1 = R_2 = 10\text{k}\Omega$ として

正規化表より $Q=0.707107$ なので

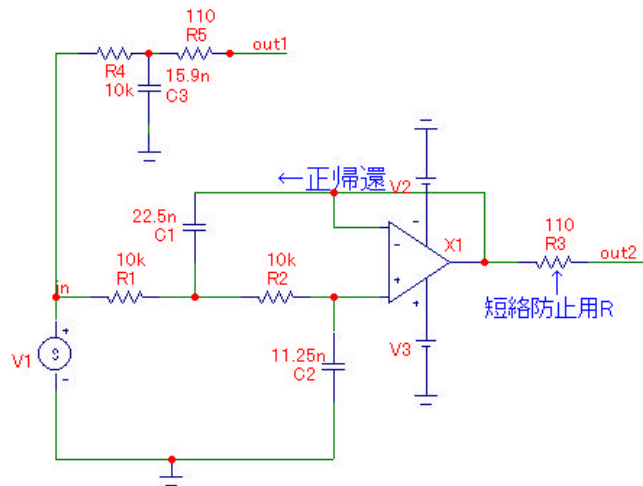
$$C_f = \frac{1}{2\pi f_c R} = 15.9\text{nF}$$

$$C_1 = 2 Q C_f = 22.5nF$$

$$C_2 = \frac{C_1}{2} = 11.25nF$$

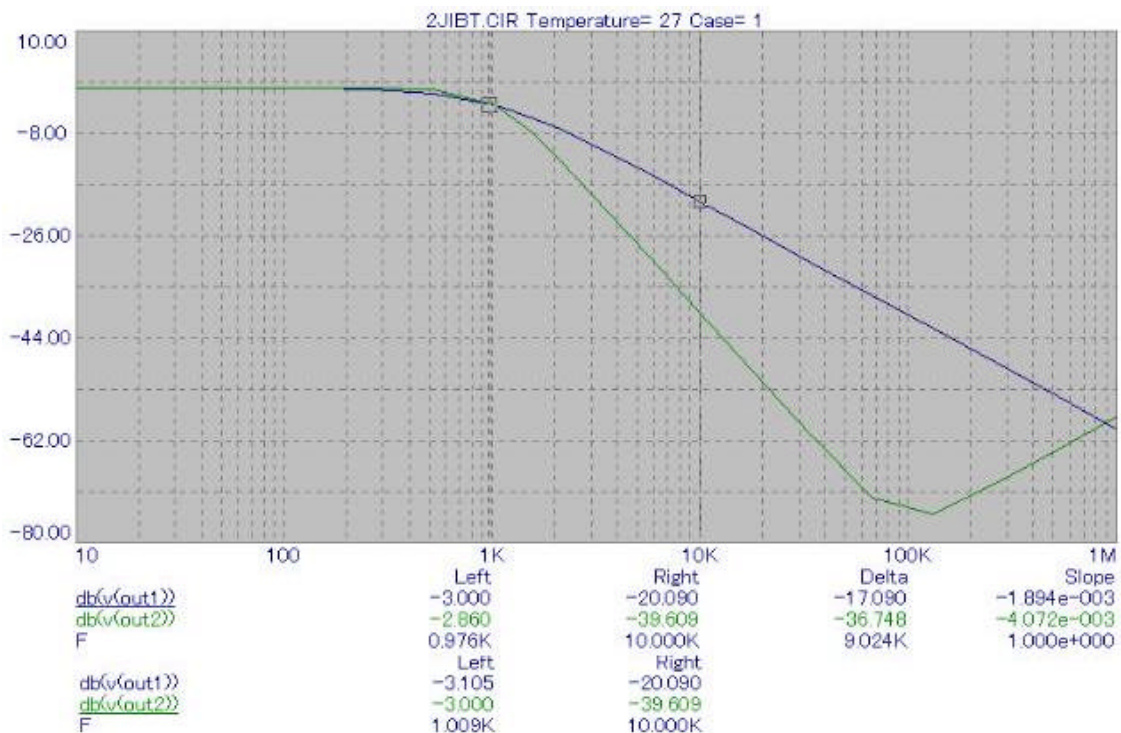
となり、 $H(s)$ から求めた値と同じになる。

これを MicroCap5 で回路を作ると以下のようなになる。



上図で out1 が 1 次の RC フィルタで out2 が 2 次のアクティブ・フィルタの出力である。またバッファとしてオペアンプを用いた。

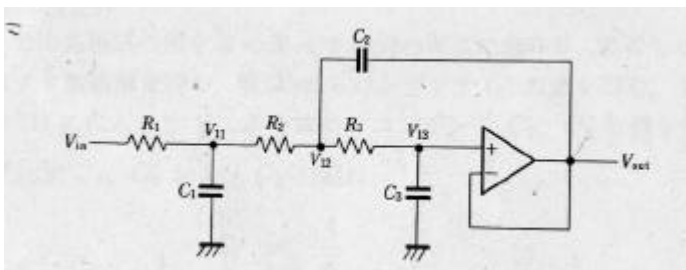
この out1 と out2 で遮断周波数とその 10 倍の周波数での利得をシミュレーションしたのが下図である。(次項参照)



青いラインが1次のRCフィルタ、緑のラインが2次のバターワースフィルタである。下のLeft部分、上段の青字で-3.000の下に0.976Kと書いてあるのがout1の遮断周波数で下段の-20.000の下に9.958Kと書いてあるのが-20dBでの周波数である。理論上は1次のRCフィルタは遮断周波数1kHz、-20dB/decなのでほぼ満たしているといえる。同じようにRight部分、上段の緑字で-3.000の下に0.965Kと書いてあるのがout2の遮断周波数で下段の緑字で-40.000の下に10.000Kと書いてあるのが-40dBでの周波数である。これも理論上は遮断周波数1kHz、-40dB/decなのでほぼ満たしているといえる。

4-1-3 3次のローパスフィルタ設計

3次のバターワース回路より



節点方程式は

$$-\frac{V_{in}}{R_1} + \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + j\omega C_1 \right) V_{11} - \frac{V_{12}}{R_2} = 0$$

$$-\frac{V_{11}}{R_2} + \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + j\omega C_2 \right) V_{12} - \frac{V_{13}}{R_3} - j\omega C_2 V_{out} = 0$$

$$-\frac{V_{12}}{R_3} + \left(\frac{1}{R_3} + j\omega C_3 \right) V_{13} = 0$$

$$V_{13} - V_{out} = 0$$

という方程式ができるが、実際に回路を作るときには3つの抵抗値を同じにするので、

$$R = R_1 = R_2 = R_3 \text{ として}$$

$$-\frac{V_{in}}{R} + \left(\frac{2}{R} + j\omega C_1 \right) V_{11} - \frac{V_{12}}{R} = 0 \quad \text{---①}$$

$$-\frac{V_{11}}{R} + \left(\frac{2}{R} + j\omega C_2 \right) V_{12} - \frac{V_{13}}{R} - j\omega C_2 V_{out} = 0 \quad \text{---②}$$

$$-\frac{V_{12}}{R} + \left(\frac{1}{R} + j\omega C_3 \right) V_{13} = 0 \quad \text{---③}$$

$$V_{13} - V_{out} = 0 \quad \text{---④}$$

となる。

④より

$$V_{13} = V_{out} \quad \text{---④'}$$

③, ④'より

$$\frac{V_{12}}{R} = (1 + j\omega C_3 R) V_{out}$$

$$V_{13} = (1 + j\omega C_3 R) V_{out} \quad \text{---③'}$$

①, ③'より

$$-\frac{V_{in}}{R} + \left(\frac{2}{R} + j\omega C_1 \right) V_{11} - (1 + j\omega C_3 R) V_{out} = 0$$

$$\left(\frac{2}{R} + j\omega C_1 \right) V_{11} = \frac{V_{in}}{R} + \frac{1}{R} (1 + j\omega C_3 R) V_{out}$$

$$V_{11} = \frac{1}{R\left(\frac{2}{R} + j\omega C_1\right)} V_{in} + \frac{1 + j\omega C_3 R}{R\left(\frac{2}{R} + j\omega C_1\right)} V_{out} \quad \text{--- ① ,}$$

①'、②より

$$-\frac{1}{R} \cdot \frac{V_{in} + (2 + j\omega C_3 R)V_{out}}{2 + j\omega C_1 R} + \left(\frac{2 + j\omega C_2 R}{R}\right)(1 + j\omega C_3 R)V_{out} - \frac{V_{out}}{R} - j\omega C_2 V_{out} = 0$$

$$\frac{V_{in}}{(2 + j\omega C_1 R)} = \left\{ \frac{(1 + j\omega C_3 R)}{R(2 + j\omega C_1 R)} + \left(\frac{2 + j\omega C_2 R}{R}\right)(1 + j\omega C_3 R) - \frac{1 + j\omega C_2 R}{R} \right\} V_{out} = 0$$

$$\frac{V_{in}}{V_{out}} = \left\{ \frac{-1 - j\omega C_3 R + (4 + 2j\omega C_1 R + 2j\omega C_2 R - \omega^2 C_1 C_2 R^2)(1 + j\omega C_3 R)}{-2 + 2j\omega C_2 R + j\omega C_1 R - \omega^2 C_1 C_2 R^2} \right\}$$

$$= \left\{ \frac{-1 - j\omega C_3 R + 4 + 2j\omega C_1 R + 2j\omega C_2 R - \omega^2 C_1 C_2 R^2 + 4j\omega C_3 R - 2\omega^2 C_1 C_2 R^2}{-2\omega^2 C_1 C_2 R^2 - j\omega^3 C_1 C_2 C_3 R^3 - 2 - 2j\omega C_2 R - j\omega C_1 R + \omega^2 C_1 C_2 R^2} \right\}$$

$$= 1 + j\omega(3C_3 R + C_1 R) - 2\omega^2(C_1 C_3 R^2 + C_2 C_3 R^2) - j\omega^3 C_1 C_2 C_3 R^3$$

$$\frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{1}{1 + j\omega(3C_3 R + C_1 R) - 2\omega^2(C_1 C_3 R^2 + C_2 C_3 R^2) - j\omega^3 C_1 C_2 C_3 R^3}$$

ここで分子分母を $C_1 C_2 C_3 R^3$ で割ると

$$\frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{\frac{1}{C_1 C_2 C_3 R^3}}{-j\omega^3 - \omega^2 \cdot 2\left(\frac{1}{C_1 R} + \frac{1}{C_2 R}\right) + j\omega\left(\frac{3}{C_1 C_3 R^2} + \frac{1}{C_2 C_3 R^2}\right) + \frac{1}{C_1 C_2 C_3 R^3}}$$

これを伝達関数 $H(s)$ と比較する。

$$2 \text{ 章で求めた } H(s) = \frac{1}{s^3 + 2s^2 + 2s + 1}$$

これを $s = j\frac{\omega}{\omega_c}$ とおくと

$$H(j\frac{\omega}{\omega_c}) = \frac{\omega_c^2}{-j\omega^3 - 2\omega_c \omega^2 + 2\omega_c^2 \omega + \omega_c^3} \text{ となるので}$$

$$\begin{cases} 2\left(\frac{1}{C_2 R} + \frac{1}{C_1 R}\right) = 2w_c \\ \frac{3R}{C_1 C_2 R^2} + \frac{1}{C_2 C_3 R^2} = 2w_c^2 \\ \frac{1}{C_1 C_2 C_3 R^3} = w_c^3 \end{cases}$$

ここでコンデンサ C_1, C_2, C_3 を

$$X = \frac{1}{C_1}, Y = \frac{1}{C_2}, Z = \frac{1}{C_3}, w_c R = 1 \text{ とすると}$$

$$1 = XYZ \quad \text{--- ①}$$

$$2 = Y(3X + Z) \quad \text{--- ②}$$

$$2 = 2(X + Y) \quad \text{--- ③}$$

以上のことから

$$\text{③より } \begin{matrix} X + Y = 1 \\ Y = -X + 1 \end{matrix} \quad \text{--- ③'}$$

②、③' より

$$\begin{aligned} 2 &= (-X + 1)(3X + Z) \\ 2 &= -3X^2 - XZ + 3X + Z \\ 3X^2 - 3X + 2 &= Z(1 - X) & \text{--- ②} \\ Z &= \frac{3X^2 - 3X + 2}{1 - X} \end{aligned}$$

①、②' より

$$\begin{aligned} 1 &= X(1 - X) \frac{3X^2 - 3X + 2}{1 - X} \\ 3X^3 - 3X + 2 - 1 &= 0 \end{aligned}$$

これを **Mathmatica** を使って解くと

$$X = 0.718057, 0.148971 \pm 0.66659i \text{ であるが}$$

必要なのは実数解なので

$$X = 0.718057$$

この X を使い Y と Z を解くと

$$Y = 0.281943$$

$$Z = 4.93946$$

wR を元に戻して C_1, C_2, C_3 の値が決まる。

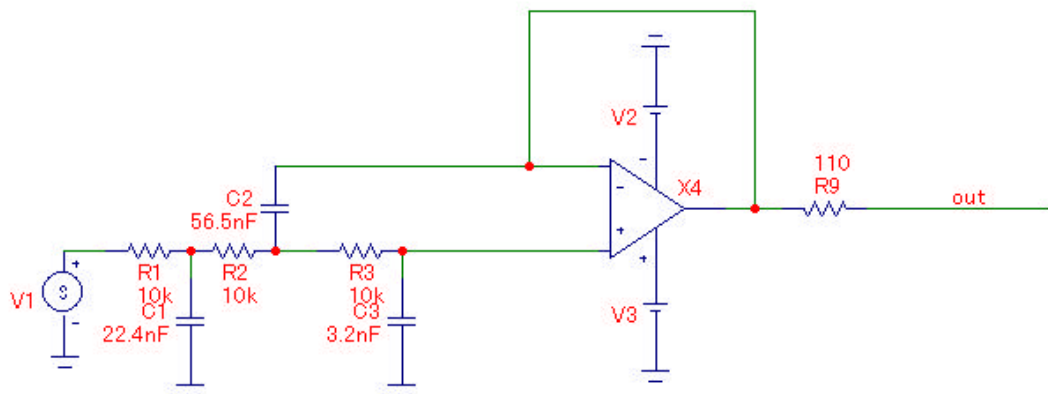
ここで $f_c = 1\text{kHz}$, $R = 10\text{k}\Omega$ とすると

$$C_1 = \frac{1}{X_{w_c} R} = \frac{1}{0.718057 \times 2\pi f_c R} = 0.2242386 \times 10^{-7} \\ = 22.4\text{nF}$$

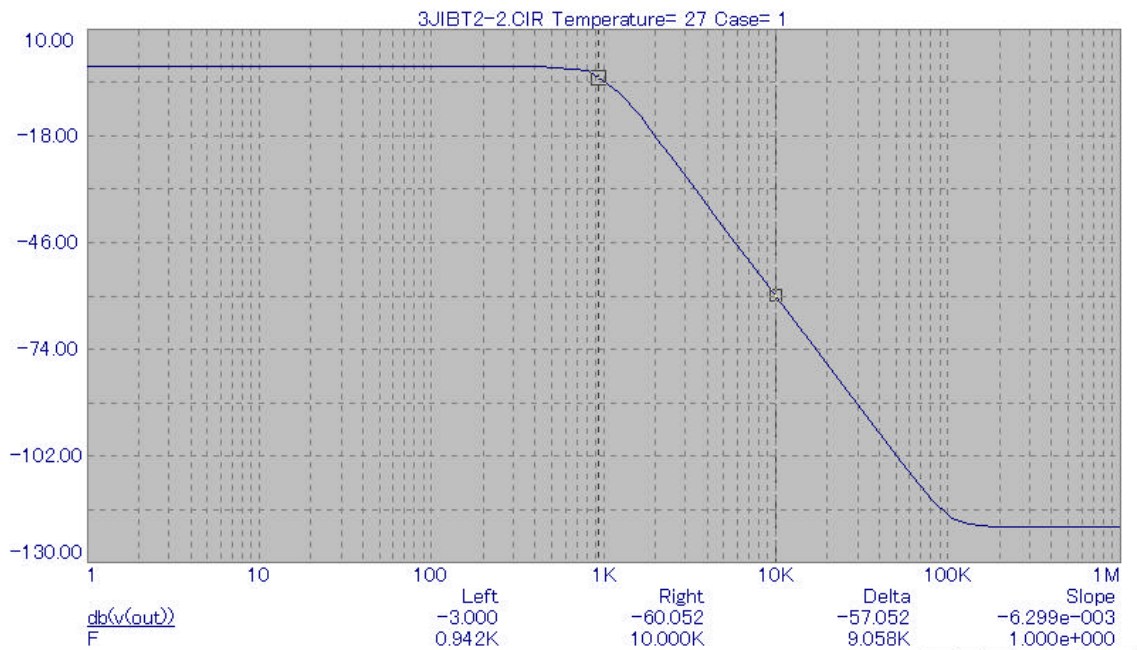
$$C_2 = \frac{1}{Y_{w_c} R} = \frac{1}{0.281943 \times 2\pi f_c R} = 0.56477 \times 10^{-7} \\ = 56.5\text{nF}$$

$$C_3 = \frac{1}{Z_{w_c} R} = \frac{1}{4.93946 \times 2\pi f_c R} = 0.032237 \times 10^{-7} \\ = 3.2\text{nF}$$

設計した回路図は以下の図である。



この回路のシミュレーション図は以下の図である。(次項参照)



遮断周波数が942 Hz と予定とは違ってしまっているが、10 kHz でほぼ -60dB と $-20 \times n\text{dB/dec}$ とこちらの方は予定通りに動いた。

次に Q を使う方法での回路を設計する。

$f_c = 1\text{kHz}$, $R = R_1 = R_2 = R_3 = 10\text{k}\Omega$ として

正規化表より $Q_1 = 0.5$ 、 $Q_2 = 1$ より

1 次の部分は普通の RC フィルタなので

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_c R} = 15.9\text{nF}$$

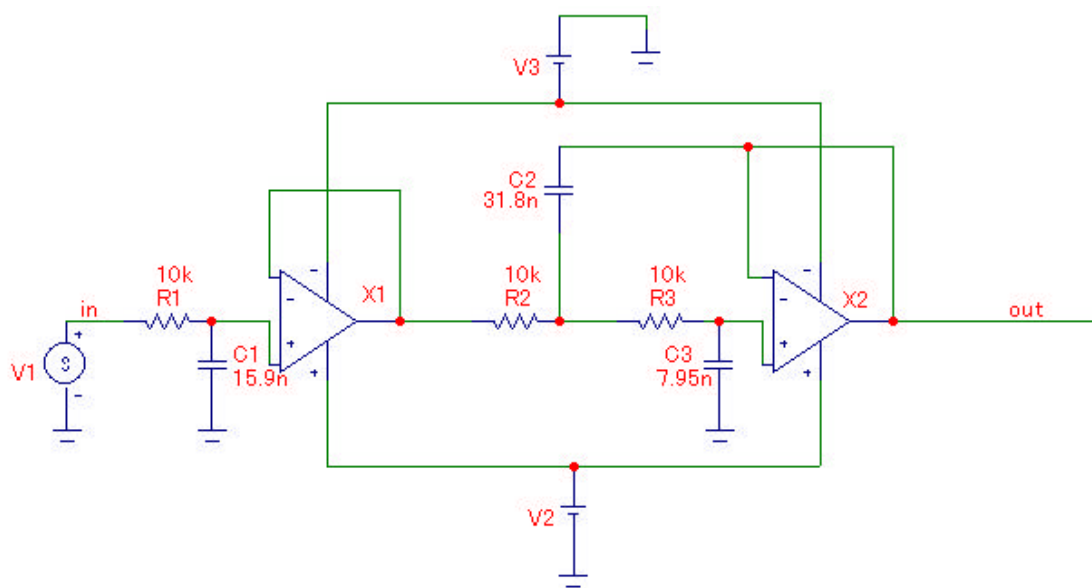
2 次の部分は

$$C_f = \frac{1}{2\pi f_c R} = 15.9\text{nF}$$

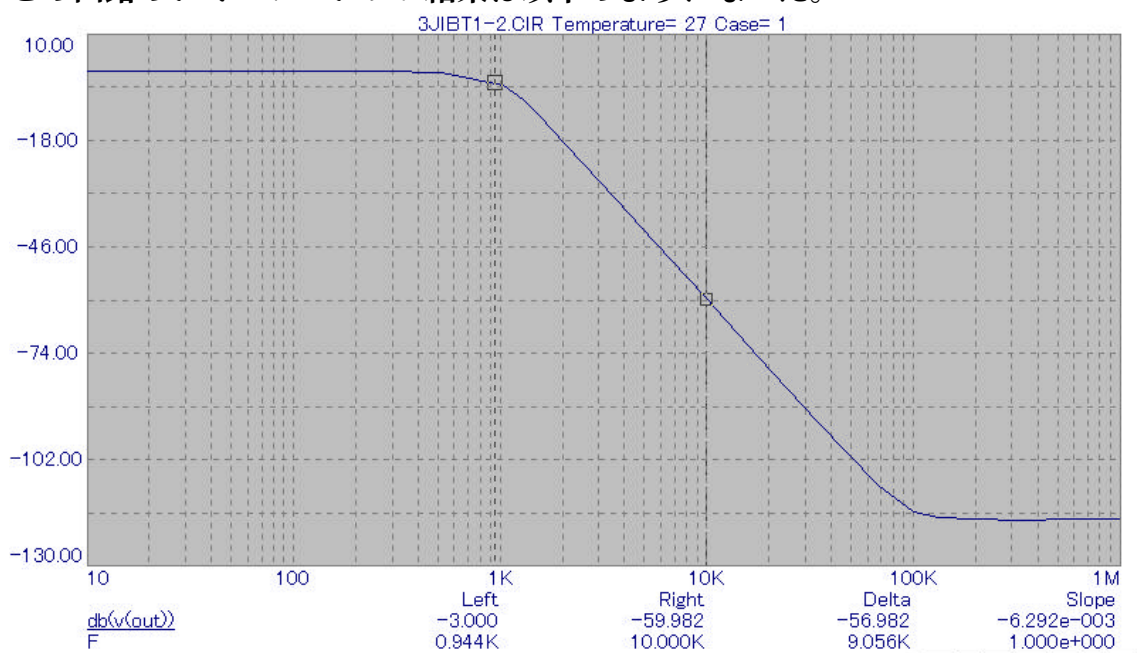
$$C_2 = 2 Q_2 C_f = 31.8\text{nF}$$

$$C_3 = \frac{C_1}{2} = 7.95\text{nF}$$

設計した回路図としては以下のようにした。(次項参照)



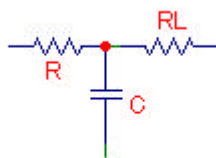
この回路のシミュレーション結果は以下ようになった。



こちらも遮断周波数が944Hzと予定より少し低いですが、10kHzでは-59.982dBとほぼ-60dBを満たしている。

今回は $H(s)$ から求めた値と異なっている。
 その理由としては以下のような回路があったとすると
 RC部分は1次のフィルタ、この出力側に回路RLがあったとすると

回路 RL



この回路の伝達関数は $\frac{\frac{1}{j\omega C} // RL}{R + (\frac{1}{j\omega C} // RL)} = \frac{j\omega C + \frac{1}{RL}}{R + (j\omega C + \frac{1}{RL})}$ なので

RL が非常に大きければ $\frac{j\omega C + \frac{1}{RL}}{R + (j\omega C + \frac{1}{RL})} = \frac{j\omega C}{R + j\omega C}$ となり

RC 回路に影響はほとんどないが、RL が小さいと V_a の電圧が変わって RC 回路の特性が変わってしまう。Q を使って設計するほうはバッファを挟むので後ろの回路のことは考えなくてよいが $H(s)$ から求める方法では後ろの回路のことも考慮しているのでコンデンサの値が変わってくる。

4-1-4 4次のローパスフィルタ設計

4 次のフィルタは 2 次のフィルタを 2 段に直列接続すればよいので節点方程式は 4-1-2 の式をそのまま使う。

まず、1 段目の C の値を決める。

2 次のフィルタの電圧比は

$$H(j\omega) = \frac{\frac{1}{C_1 C_2 R^2}}{-\omega^2 + j\omega \frac{2}{C_1 R} - \frac{1}{C_1 C_2 R^2}}$$

これを先ほど求めた伝達関数と比較する。

$$H(s) = \frac{1}{s^2 + 0.766s + 1}$$

ここで $s = j \frac{\omega}{\omega_c}$ とおくと

$$H(j \frac{\omega}{\omega_c}) = \frac{\omega_c^2}{-\omega^2 + 0.766 j \omega \omega_c + \omega_c^2} \text{ となり}$$

$$\frac{2}{C_1 R} = 0.766 \omega_c$$

$$\frac{1}{C_1 C_2 R^2} = \omega_c^2$$

ゆえに

$$C_1 = \frac{2}{0.766 \omega_c R}$$

$$C_2 = \frac{0.766}{2 \omega_c R} \text{ になる。}$$

ここで $f_c = 1 \text{ kHz}$, $R = 10 \text{ k}\Omega$ とすると

$$\omega_c = 2\pi f_c \text{ より}$$

$$C_1 = \frac{2}{0.766 \cdot 2\pi f_c R} = \frac{1}{0.766 \times \pi \times 10^7}$$

$$\approx 0.416 \times 10^{-7}$$

$$= 41.6 \text{ nF}$$

$$C_2 = \frac{0.766}{2 \omega_c R} \text{ より}$$

$$C_2 = \frac{0.766}{2\pi f_c R} = \frac{0.766}{4 \times \pi \times 10^7}$$

$$\approx 0.0609 \times 10^{-7}$$

$$= 6.1 \text{ nF}$$

続いて 2 段目の回路を設計する。

$$H(j \frac{\omega}{\omega_c}) = \frac{\omega_c^2}{-\omega^2 + 1.848 j \omega \omega_c + \omega_c^2} \text{ なので}$$

$$\frac{2}{C_3 R} = 1.848 \omega_c$$

$$\frac{1}{C_3 C_4 R^2} = \omega_c^2$$

ゆえに

$$C_3 = \frac{2}{1.848 \omega_c R}$$

$$C_4 = \frac{1.848}{2 \omega_c R} \text{ になる。}$$

ここで $f_c = 1\text{kHz}$, $R = 10\text{k}\Omega$ とすると

$$\omega_c = 2\pi f_c \text{ より}$$

$$C_3 = \frac{2}{1.848 \cdot 2\pi f_c R} = \frac{1}{1.848 \times \pi \times 10^7}$$

$$\approx 1.72 \times 10^{-8}$$

$$= 17.2\text{nF}$$

$$C_4 = \frac{1.848}{2 \omega_c R} \text{ より}$$

$$C_4 = \frac{1.848}{2\pi f_c R} = \frac{1.848}{4 \times \pi \times 10^7}$$

$$\approx 1.47 \times 10^{-8}$$

$$= 14.7\text{nF}$$

次に Q を使う方法での回路を設計する。

$$f_c = 1\text{kHz}, R = R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 10\text{k}\Omega \text{ として}$$

正規化表より $Q_1 = 0.541196$ 、 $Q_2 = 1.306563$ なので

$$C_f = \frac{1}{2\pi f_c R} = 15.9\text{nF}$$

$$C_1 = 2 Q_1 C_f = 2 \times 0.541196 \times 15.9 \times 10^{-9} = 1.72 \times 10^{-8}$$

$$= 17.2\text{nF}$$

$$C_2 = \frac{C_f}{2Q_1} = \frac{15.9 \times 10^{-9}}{2 \times 0.541196} = 1.47 \times 10^{-8}$$

$$C_2 = 14.7\text{nF}$$

$$C_3 = 2 Q_2 C_f = 2 \times 1.306563 \times 15.9 \times 10^{-9} = 4.16 \times 10^{-8}$$

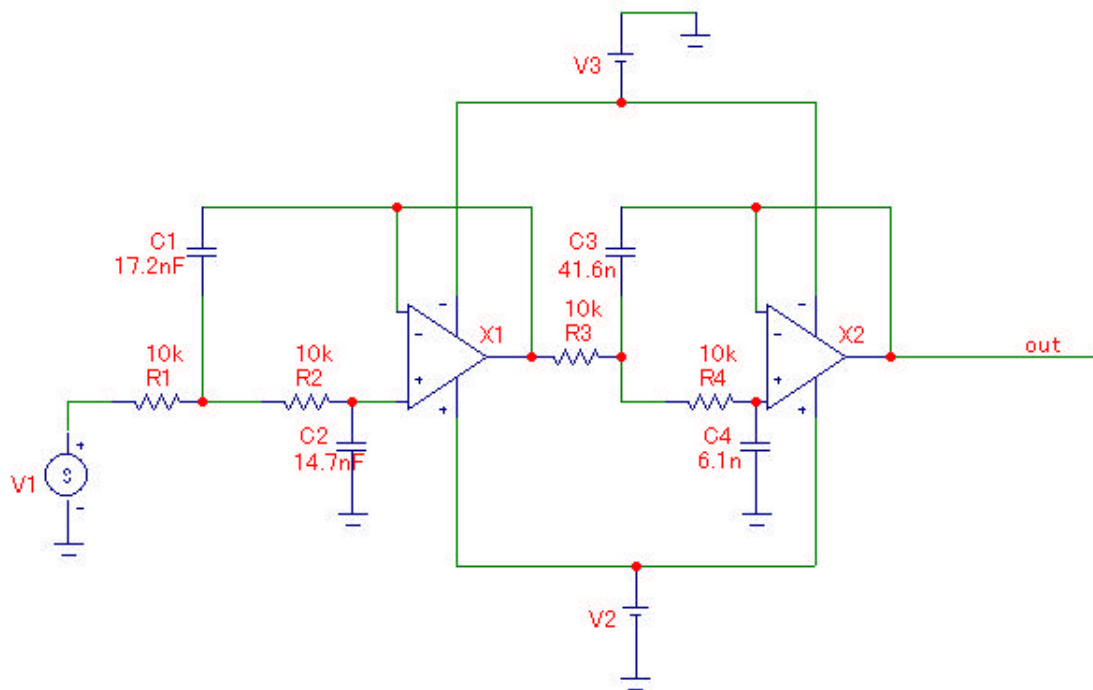
$$= 41.6 \text{ nF}$$

$$C_4 = \frac{C_f}{2Q_2} = \frac{15.9 \times 10^{-9}}{2 \times 1.306563} = 6.08 \times 10^{-9}$$

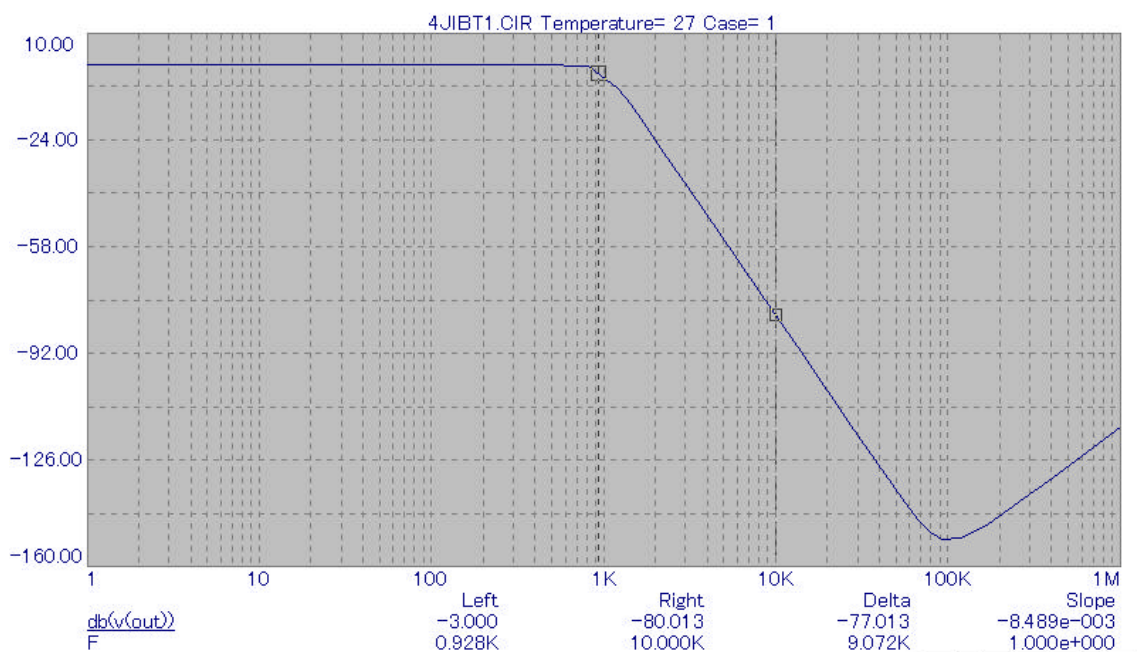
$$= 6.1 \text{ nF}$$

となり、どちらのやり方でも 1 段目と 2 段目の C の数値が逆になったが値的には同じになった。

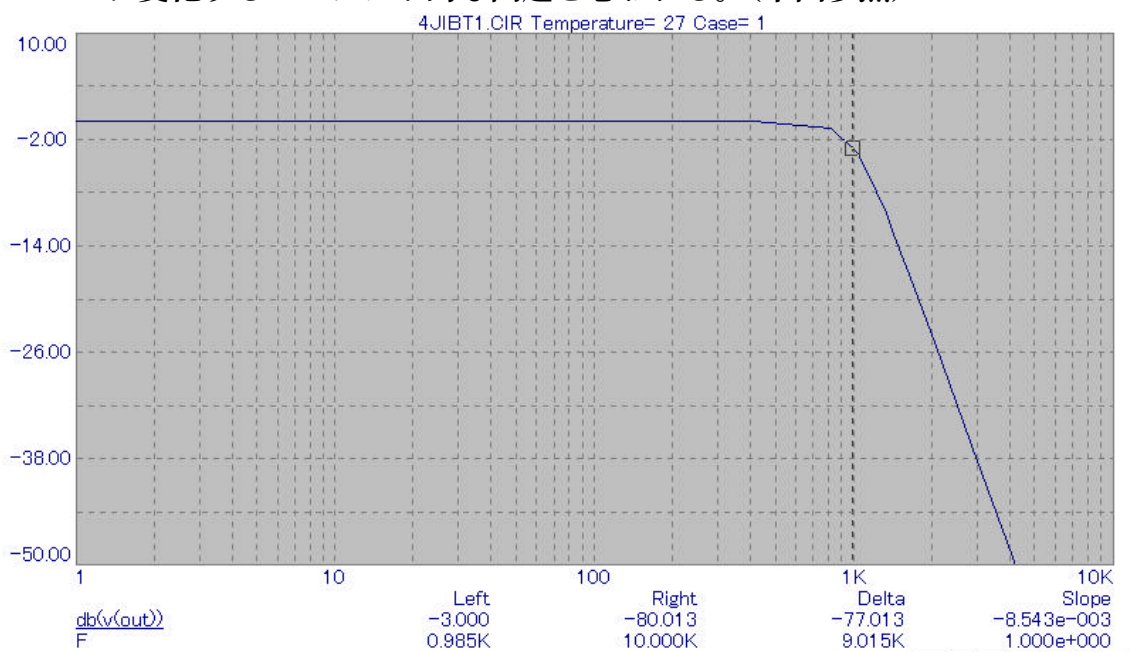
これを MicorCap5 で回路を作ると以下ようになる。



この図では Q を使った式の順番で C が並んでいるが入れ替えても同じなのでシミュレーションもこの回路一つで行った。シミュレーション結果は下図である。
(次項参照)



図を見ると遮断周波数が 928Hz、 -80dB/dec であることがわかる。4 次のバターワース特性は顕著に出ているが遮断周波数の誤差が -7% になってしまっている。ただこれはグラフの表示範囲を -50dB くらいにすると遮断周波数が 985Hz に変化するるのでソフト的な問題と思われる。(下図参照)



4-1-4 5 次のバターワースフィルタの設計

5 次のフィルタも 3 次と 2 次に分けて考えられるので先に 3 次の方を考えてみると、前章で求めた

$$H(s) = \frac{1}{s^3 + 1.61803s^2 + 1.61803s + 1}$$

これを $s = j\frac{\omega}{\omega_c}$ とおくと

$$H(j\frac{\omega}{\omega_c}) = \frac{\omega_c^2}{-j\omega^3 - 1.61803\omega_c\omega^2 + 1.61803j\omega + \omega_c^3} \text{ となるので}$$

$$\begin{cases} 2\left(\frac{1}{C_2R} + \frac{1}{C_1R}\right) = 1.61803\omega_c \\ \frac{3R}{C_1C_2R^2} + \frac{1}{C_2C_3R^2} = 1.61803\omega_c^2 \\ \frac{1}{C_1C_2C_3R^3} = \omega_c^3 \end{cases}$$

3 次のときと同様にして解くと

$$\begin{aligned} X &= 0.718057 \\ Y &= 0.281943 \\ Z &= 4.93946 \end{aligned}$$

$f_c = 1\text{kHz}$, $R = 10\text{k}\Omega$ とすると

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{1}{X\omega_c R} = \frac{1}{0.710347 \times 2\pi f_c R} = 0.224 \times 10^{-7} \\ &= 22.4\text{nF} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} C_2 &= \frac{1}{Y\omega_c R} = \frac{1}{0.0986685 \times 2\pi f_c R} = 1.613 \times 10^{-7} \\ &= 161\text{nF} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} C_3 &= \frac{1}{Z\omega_c R} = \frac{1}{14.2676 \times 2\pi f_c R} = 0.011 \times 10^{-7} \\ &= 1.1\text{nF} \end{aligned}$$

次は残りの 2 次の部分を設計する。

$$H(s) = \frac{1}{s^2 + 1.61803s + 1}$$

ここで $s = j \frac{\omega}{\omega_c}$ とおくと

$$H(j \frac{\omega}{\omega_c}) = \frac{\omega_c^2}{-\omega^2 + 1.61803j\omega\omega_c + \omega_c^2} \text{ となり}$$

$$\frac{2}{C_4 R} = 1.61803\omega_c$$

$$\frac{1}{C_4 C_5 R^2} = \omega_c^2$$

ゆえに

$$C_4 = \frac{2}{1.61803\omega_c R} \text{ になる。}$$

$$C_5 = \frac{1.61803}{2\omega_c R}$$

ここで $f_c = 1kHz, R = 10k\Omega$ とすると

$$C_4 = \frac{2}{1.61803 \cdot 2\pi f_c R} = \frac{1}{1.61803 \times \pi \times 10^7} = 0.257 \times 10^{-7}$$

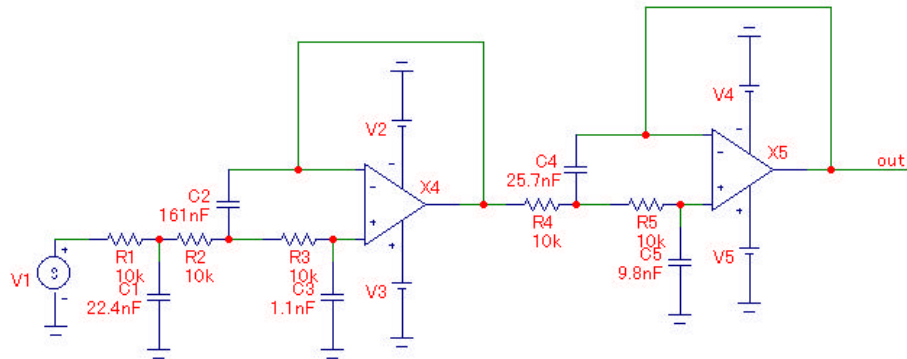
$$= 25.7nF$$

$$C_5 = \frac{1.61803}{2\omega_c R} \text{ より}$$

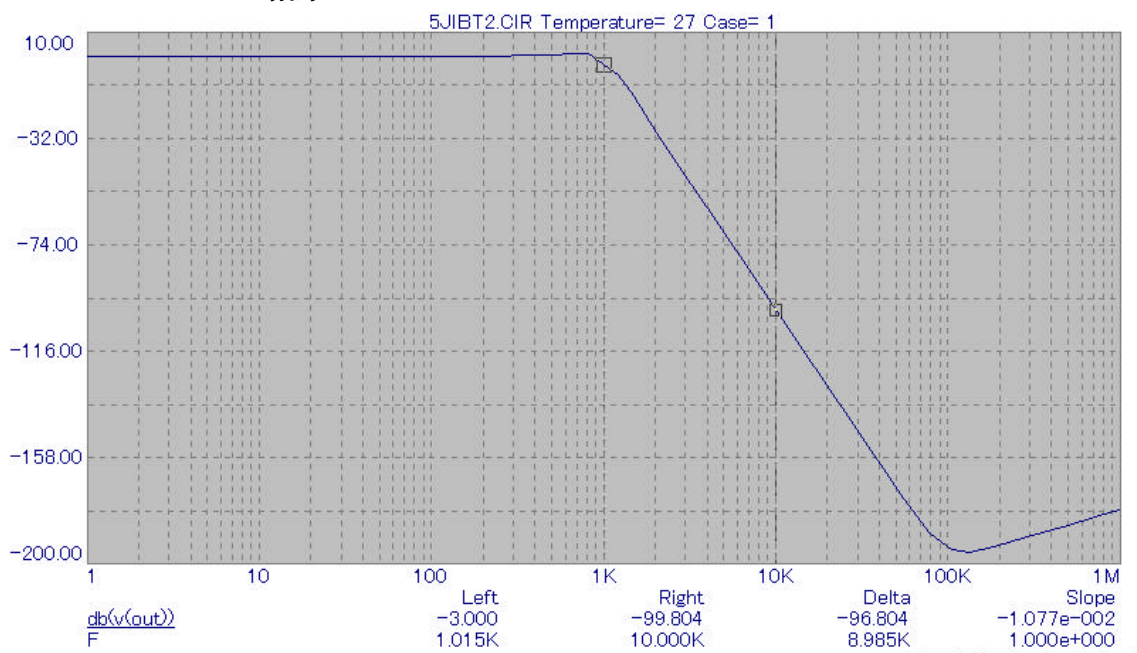
$$C_5 = \frac{1.61803}{2\pi f_c R} = \frac{1.61803}{4 \times \pi \times 10^7} = 0.098 \times 10^{-7}$$

$$= 9.8nF$$

設計した回路図は以下の図である。(次項参照)



シミュレーション結果は



遮断周波数 1.015kHz、 - 99.804dB/dec と理想に限りなく近いシミュレーション結果になった。

次に Q を使った 5 次のバターワースフィルタの設計は

$$Q_1 = 0.5, Q_2 = 0.681034, Q_3 = 1.618034$$

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R, f_c = 1\text{kHz} \text{ として}$$

1 段目は 1 次のパッシブ・フィルタなので

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_c R} = \frac{1}{2 \times \pi \times 10^7}$$
$$= 15.9nF$$

2 段目は

$$C_f = \frac{1}{2\pi f_c R} = \frac{1}{2 \times \pi \times 10^7} = 1.59 \times 10^{-8}$$

$$C_2 = 2 Q_2 C_f = 0.197 \times 10^{-7}$$
$$= 19.7nF$$

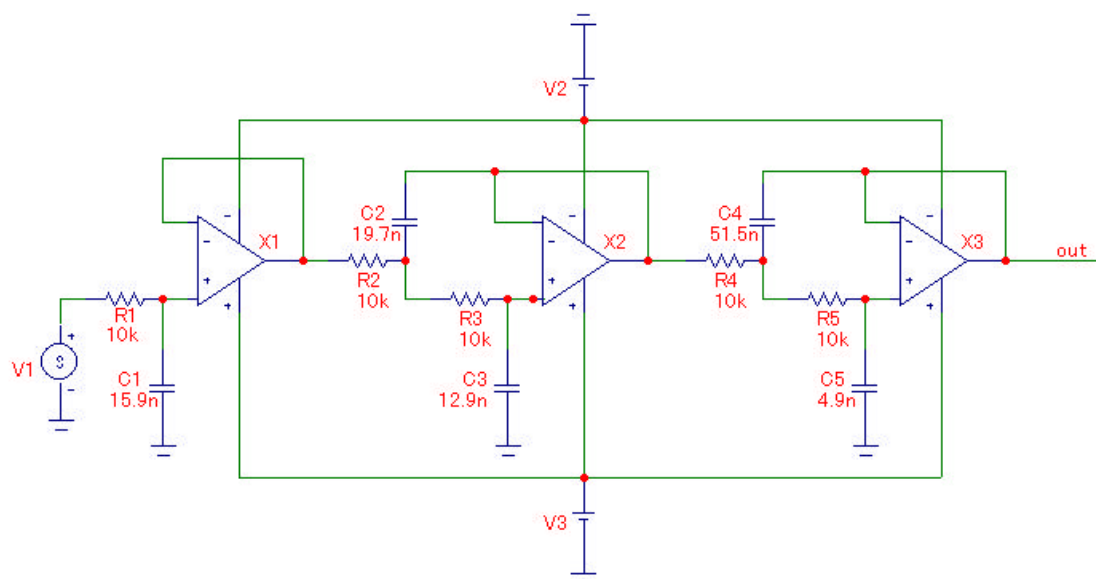
$$C_3 = \frac{C_f}{2Q_2} = 0.129 \times 10^{-7}$$
$$= 12.9nF$$

3 段目は

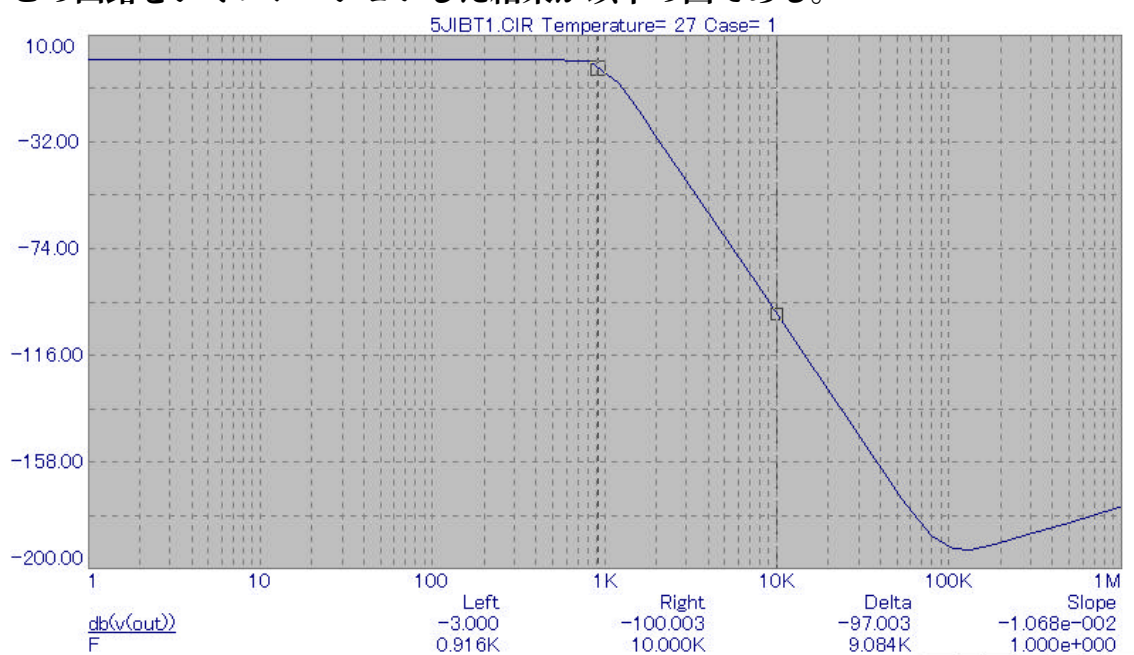
$$C_4 = 2 Q_3 C_f = 0.515 \times 10^{-7}$$
$$= 51.5nF$$

$$C_5 = \frac{C_f}{2Q_3} = 0.0492 \times 10^{-7}$$
$$= 4.9nF$$

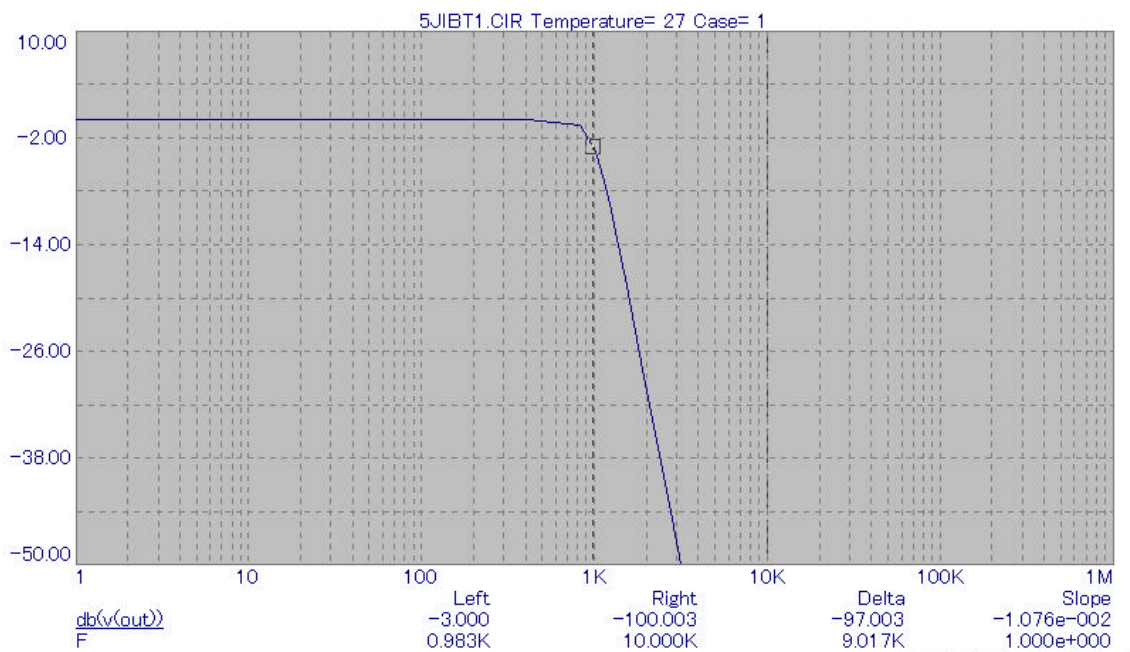
これをもとに以下のような回路図を作成した。(次項参照)



この回路をシミュレーションした結果が以下の図である。



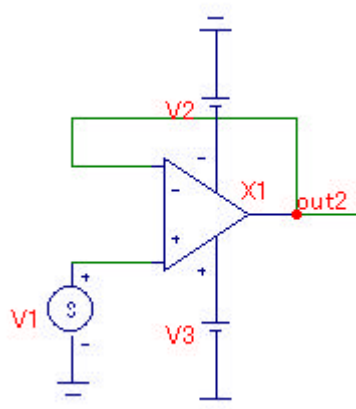
図を見ると遮断周波数が 916kHz と目的の 1kHz からの誤差が -8% 以上とだ
いぶ開きがあるが -100dB/dec とこちらの方はほぼ理想どおりの結果が得られ
た。しかし、4 次のフィルタのとき同様に Y 軸の範囲を変えてみると遮断周波
数が違う結果になった。シミュレーションの結果を以下に示す。(次項参照)



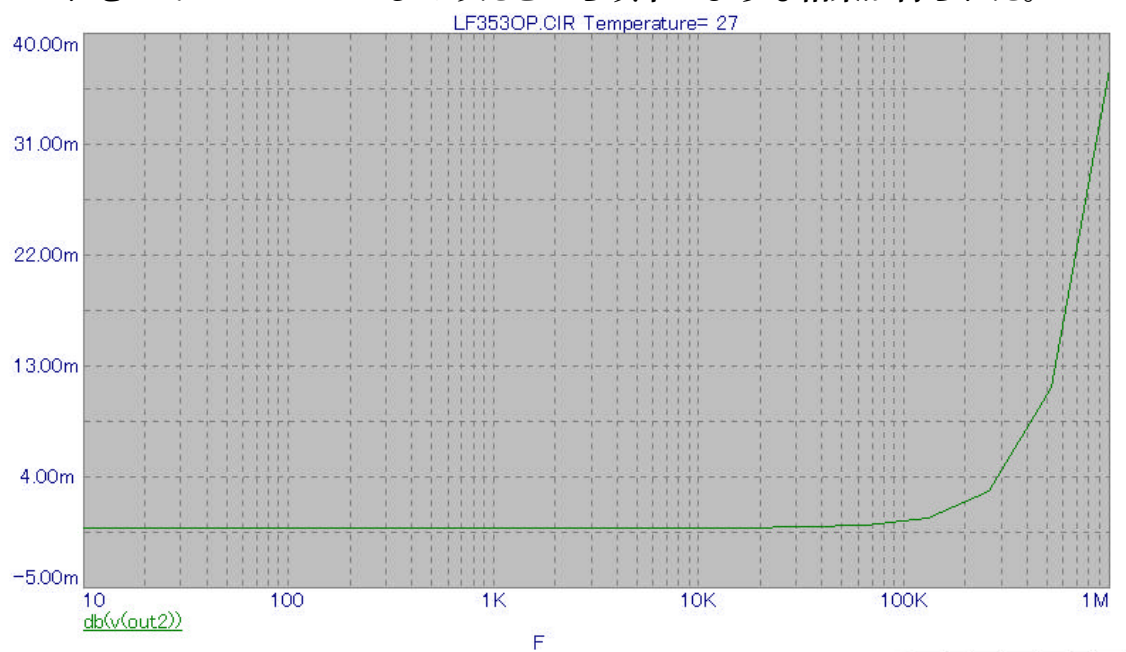
10kHz では同様の -100dB であるが遮断周波数が 983kHz と 1kHz にかなり近く -2% 程度の誤差で充分と言える結果が出た。

4-2-1 OP アンプの特性

1次から5次までの回路をシミュレーションしたが1次のパッシブ・フィルタ以外はどれも 100kHz 付近でディップが発生している。これはパッシブ・フィルタでは発生していないことからOP アンプが原因であると考えられる。今回の研究では安価であることと入手しやすいという理由からナショナルセミコンダクタ社のLF353というOP アンプを使用した。このLF353がほかの素子を繋ぐ、単体で今回のような正帰還に接続するとどのような動作をするか調べてみた。



これをシミュレーションしてみたところ以下のような結果が得られた。



やはり 100kHz 付近で特性が変化してしまっている。これが原因であると思われる。ただ LF353 の仕様書では利得帯域幅が 4MHz と書いてあるで、40kHz までのローパスフィルタは動作的に保証されているといえるので今回は 1kHz が遮断周波数として設定しているので動作上問題はないといえる。

第5章 回路の作成と評価

5-1 ローパスフィルタプリントパターンの作成

回路の作成としてシミュレーションでは5次の回路まででしたが作成するにあたり、4次以上は2次と3次の回路の結合なので3次までの回路を作成できれば、次数に関係なく回路を作成できると考え、1次、2次、3次のローパスフィルタを作ることにした。

作り方の流れとしては、

- ①MicroCap5を使って作った回路を元にPCBEで基板のプリント配線のパターンをつくる。
- ②それをプリンタでマスク用のフィルムにパターンを打ち出す。
- ③そのパターンを感光基板に焼き付ける。
- ④現像、エッチング。
- ⑤パターンにあわせて基板に素子を乗付けていく。

と、いう流れで作る。

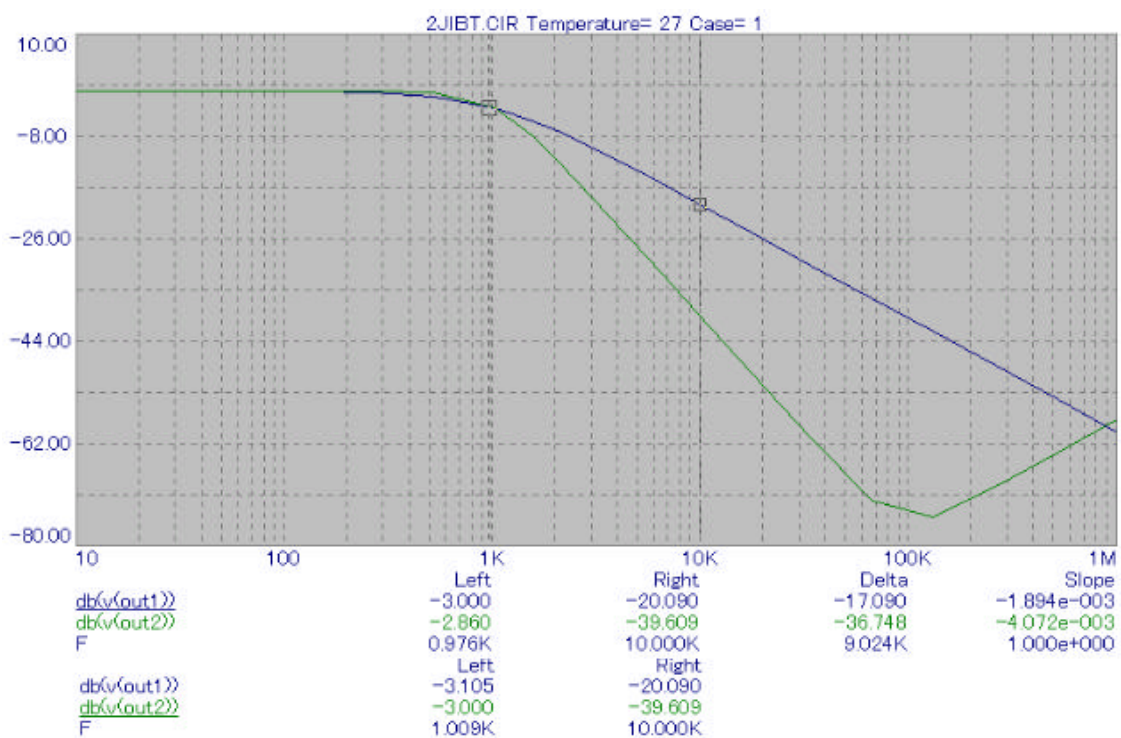
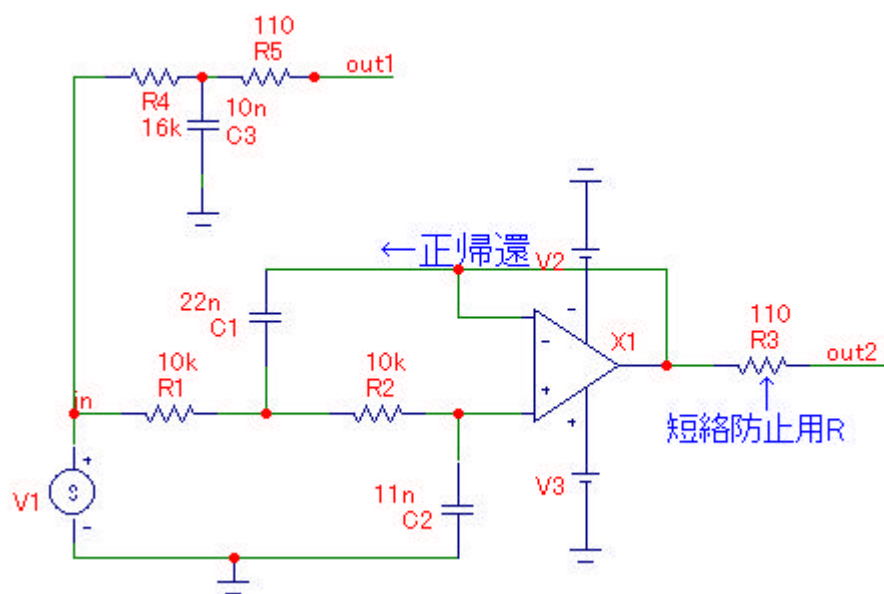
5-1-1 1次、2次のローパスフィルタのプリントパターン作成

4章で設計した回路を作ろうとしたところ、このままではコンデンサの値を実現するのに適当な容量のコンデンサがないので、コンデンサを中心に回路を作り直すことにした。コンデンサはE22系列を使用した。

1次のフィルタではコンデンサと抵抗の値を決める式としては $C = \frac{1}{2\pi f_c R}$ と

用いていたのでコンデンサを中心に $C = 10\text{nF}$ としたら $R = 15.9\text{k}\Omega$ になるので、もっとも近い値で $C = 10\text{nF}$, $R = 16\text{k}\Omega$ を使って作ることにした。

また、2次のフィルタでは $C_1 = 22\text{nF}$, $C_2 = 11\text{nF}$ とし、抵抗は10kのままで作ることとした。製作に取り掛かる前にMicroCap5を使って動作シミュレーションを行った。(次項参照)

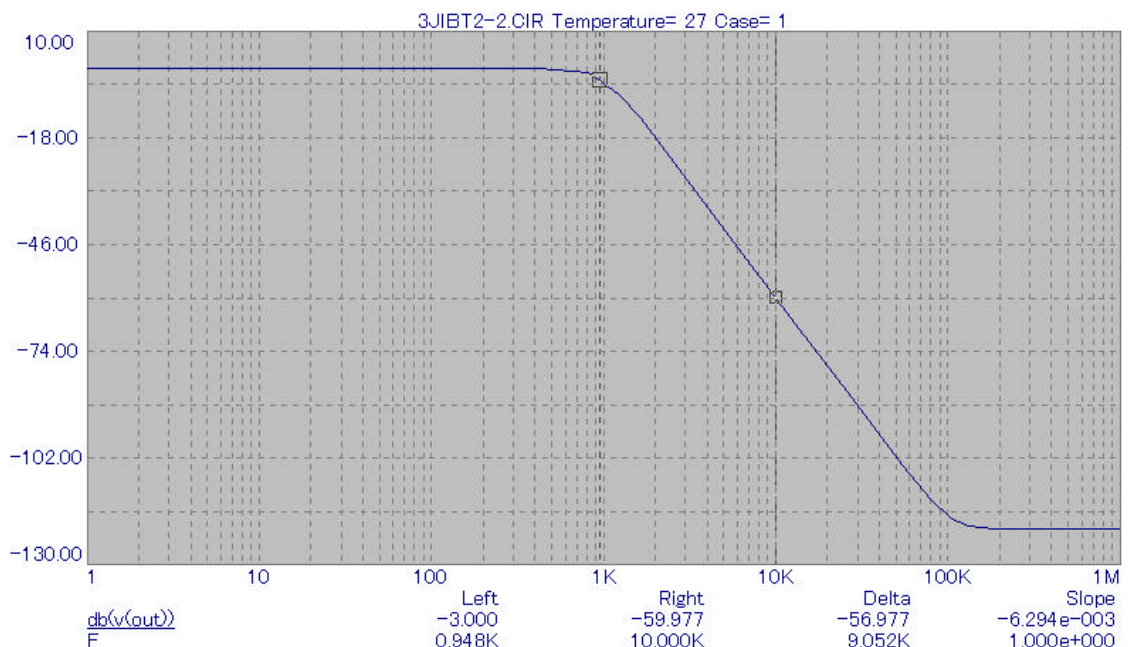
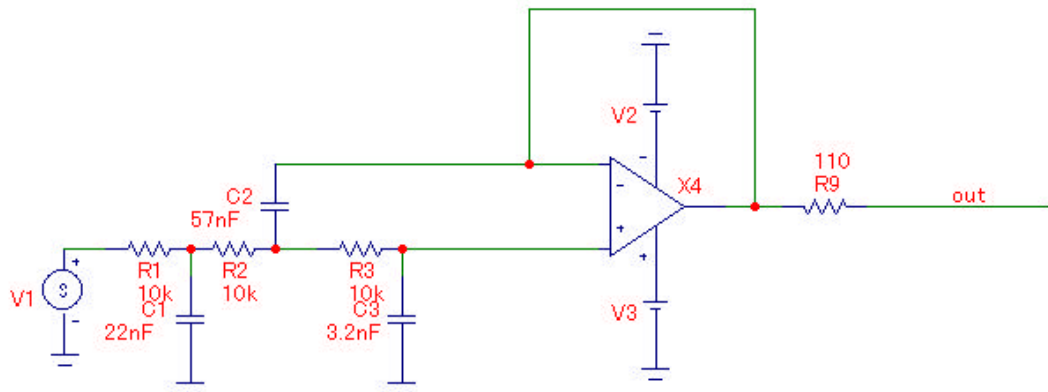


1 次のフィルタが遮断周波数 976Hz、ほぼ -20dB/dec 、2 次のフィルタが遮断周波数 1009Hz、ほぼ -40dB/dec なのでシミュレーション上は問題がないのがわかった。

5-1-2 3次のローパスフィルタのプリントパターンの作成

同様にして3次のフィルタもコンデンサをもとに抵抗の値を決める。

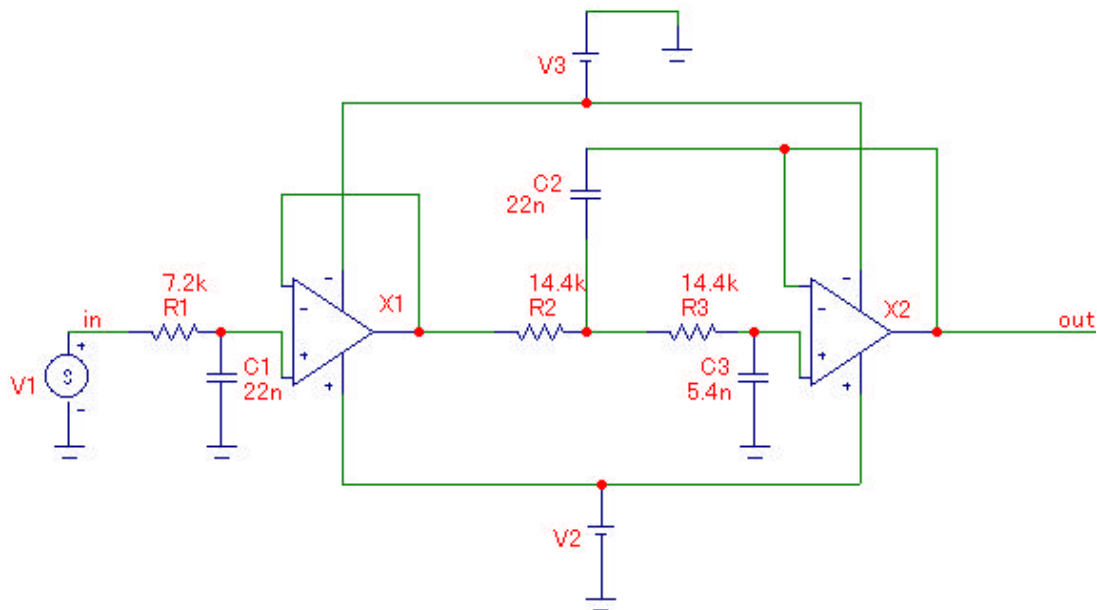
並列に繋がればかなり細かい値まで実現できるがなるべく少ないコンデンサで近い値になるようにコンデンサの値を決めた。Qを使わないで設計した場合は、 $C_1 = 22.4\text{nf}$, $C_2 = 56.5\text{nF}$, $C_3 = 3.2\text{nF}$ なので C_2 は 47nF と 10nF 、 C_3 は 2.2nF と 1nF を並列に繋ぐことにした。 R は $10\text{k}\Omega$ のままにする。



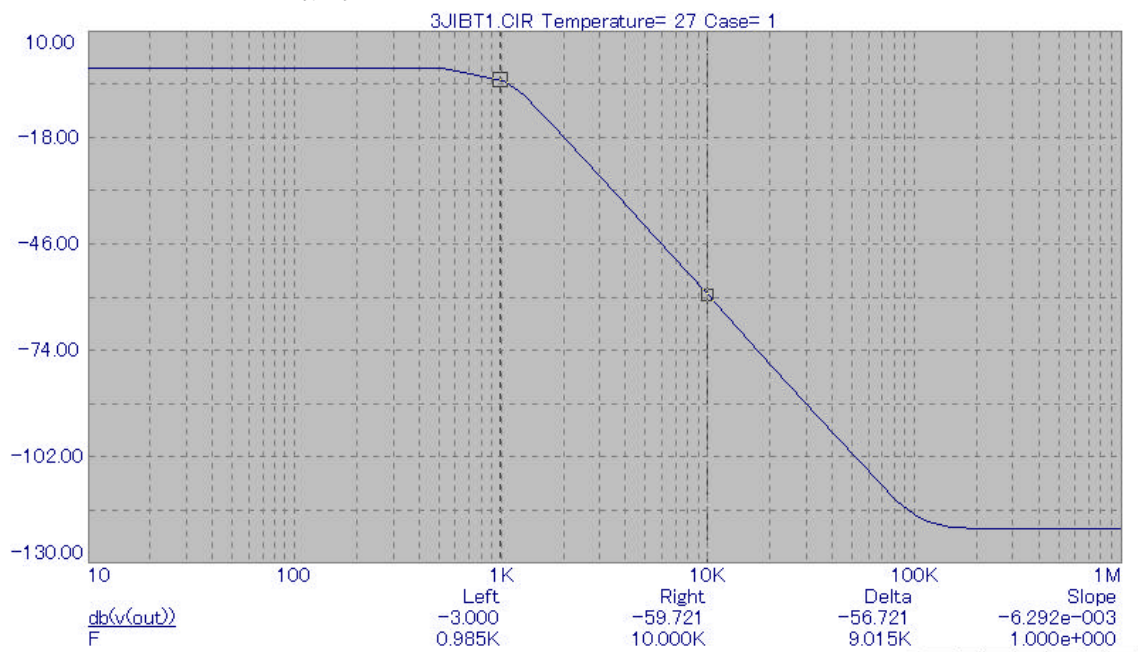
動作的には遮断周波数 948kHz と理想値より -5% 程度、 -60dB/dec もほぼ満たしている。

次に Q から求めたほうだが、 $C_2 : C_3 = 31.8 : 7.95 = 4 : 1$ なので C_1, C_2 を 22nF 、

C_3 は $1nF, 2.2nF, 2.2nF$ を使い $5.4nF$ とした。

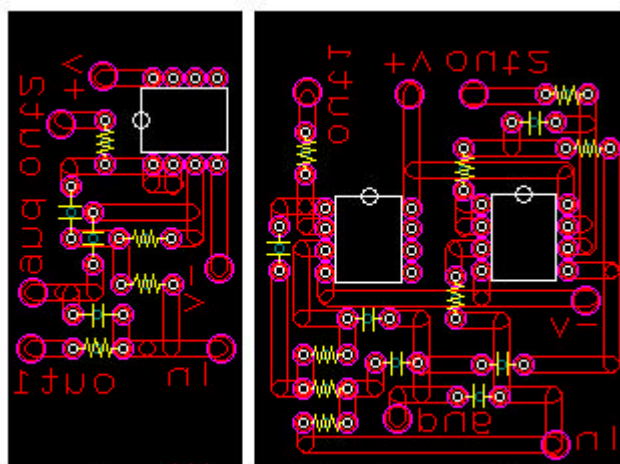


シミュレーション結果は



遮断周波数 985kHz、ほぼ $-60dB/dec$ とかなり理想値に近い値になった。

これが PCBE を使って作成したプリントパターン図である。

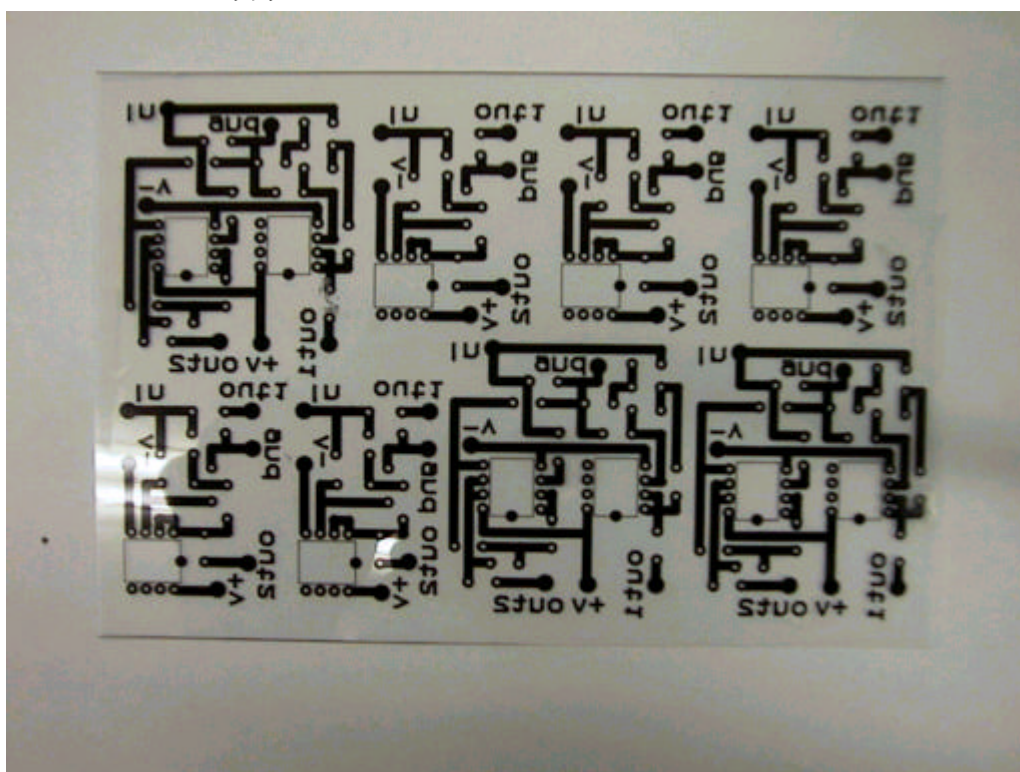


1次、2次

3次のプリントパターン

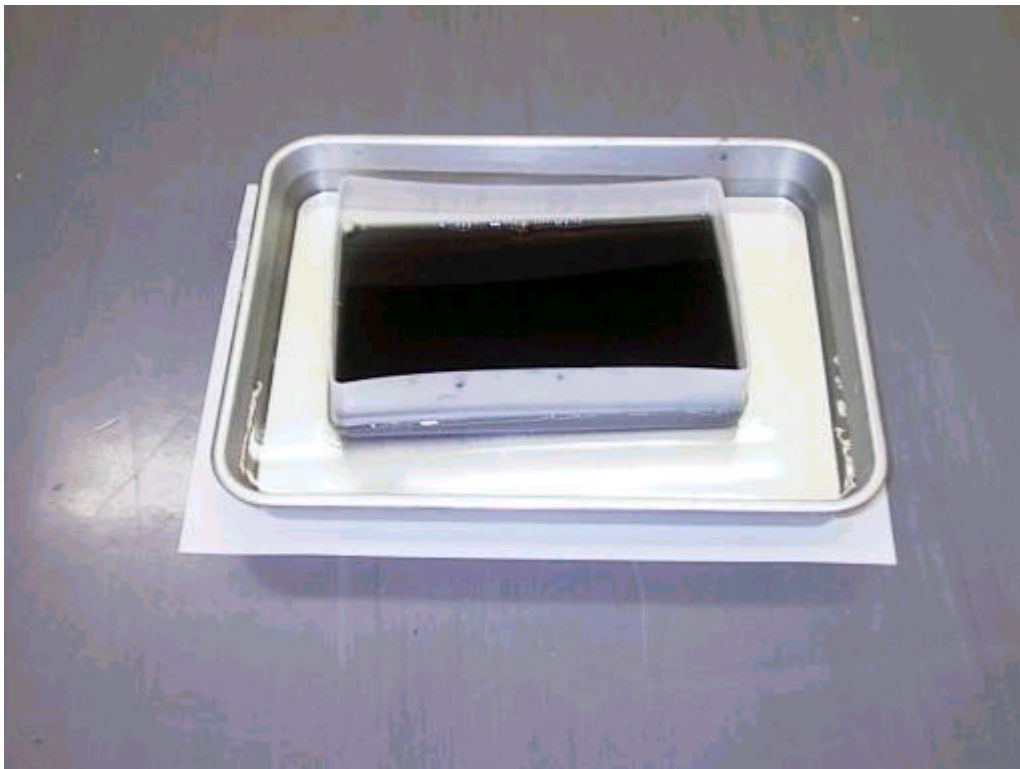
感光するときに失敗することもあるのでこれらをいくつか複写してフィルムに印刷した。

出来上がったフィルム

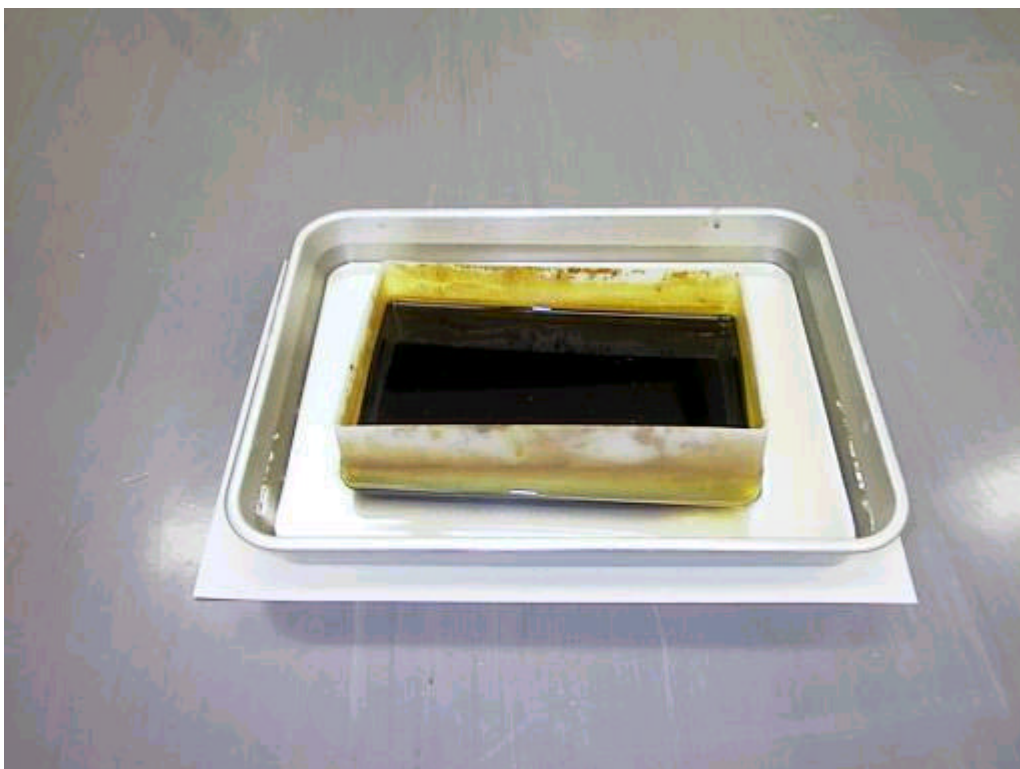


次に現像する。

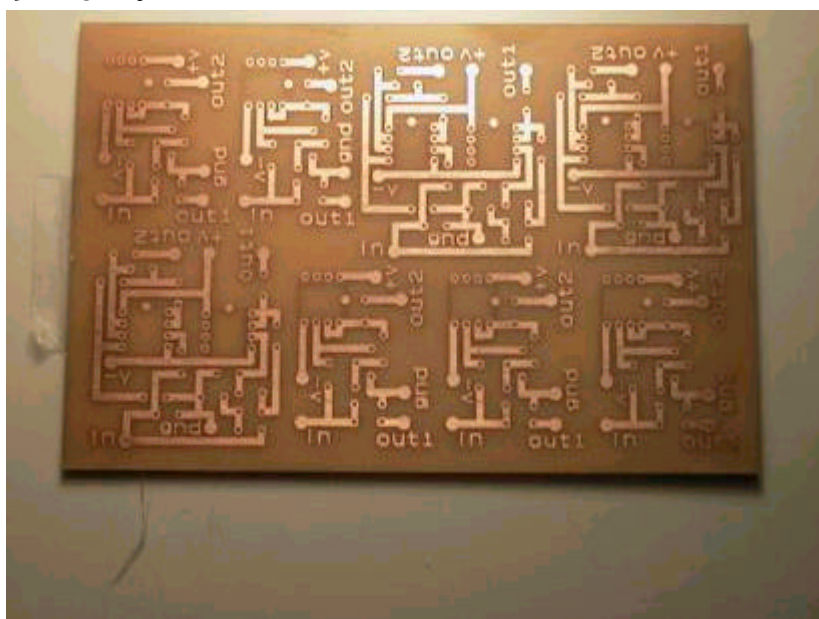
現像



エッチング

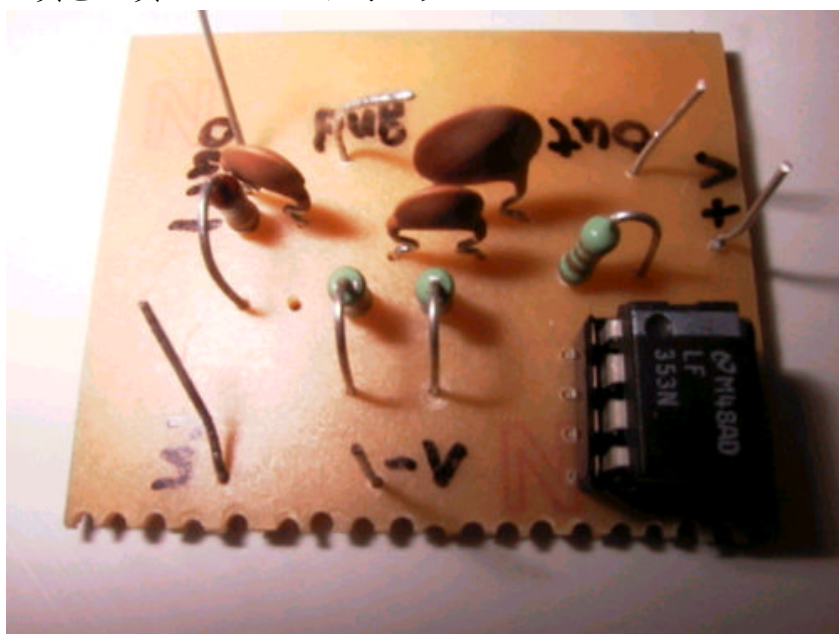


これらの作業で残ったプリントパターン上の感光剤をヤスリで削ると以下のようになる。

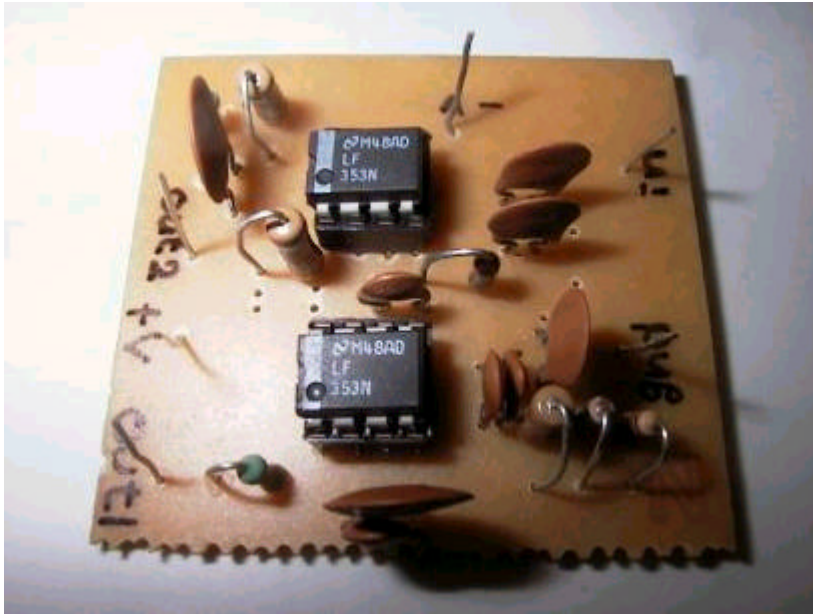


こうしてできたプリント配線が途中で断線していないかをテスターでひとつひとつ調べて断線していないものを切り取りその上に回路図どおりに素子に乗けていく。

1 次と 2 次のローパスフィルタ



3 次のローパスフィルタ



回路パターンを書くとき、コンデンサや抵抗を並列や直列に繋ぐことを考えていなかったなので多少無理のある形になってしまった。

5-2 回路の実測

以下の器材を用いて作成した回路の実測をした。

- ①KENWOOD 社製 FUNCTION GENERATOR (交流電圧源用)
- ②同社製 DISTORTION METER (利得測定用)
- ③同社製 REGULATED DC POWER SUPPLY ×2(OPアンプ直流電源用)

測定をするための初期値は1次から3次まですべて同じ条件で行った。

入力電圧1V、OPアンプ直流電圧+15V、-15V

150Hz付近で出力が入力電圧と同じである。

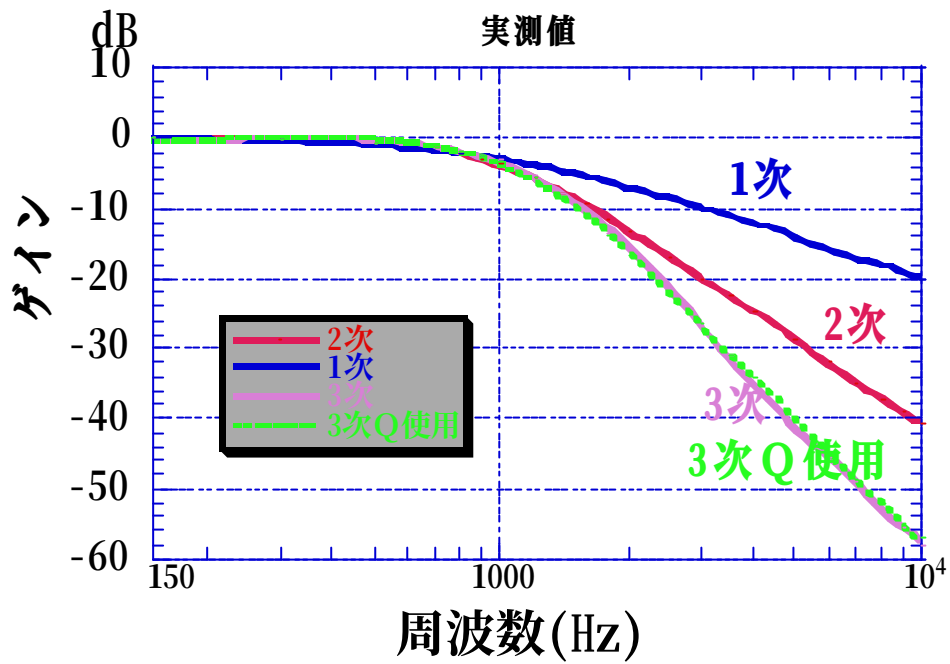
これらを確認した上で以下の観測をした。

	-3dB	-20dB	-40dB	-60dB	10kHz
1次	992Hz	10.07kHz	97.6kHz		-20dB
2次	920Hz	3.90kHz	9.66kHz		-40dB
3次①	977Hz	2.28kHz	4.87kHz	11.36kHz	-58dB
3次②	965Hz	2.29kHz	4.93kHz	11.42kHz	-58dB

シミュレーションでは100kHz付近でディップが発生していたが実測では発生しなかった。また、OPアンプも-3dBになるのは1.4MHzと200kHzほ

ど理論値よりも低かった。

実測した結果をグラフとして表すと



実測では目盛り読み取り誤差などがあるせいか、曲線が多少波打ったりしているが全体的にはだいたいシミュレーションどおりの結果になった。

6章 結果

シミュレーションと実測値の差

		1 次 -20dB/dec	2 次 -40dB/dec	3 次 -60dB/dec	3 次Q 使用 -60dB/dec
遮断周波数 (-3dB)	シミュレーション	976Hz	965Hz	948Hz	985Hz
	実測	992Hz	924Hz	990Hz	960Hz
/dec	シミュレーション	9.958kHz	10.228kHz	10.009kHz	10.176kHz
	実測	10.07kHz	9.66kHz	11.36kHz	11.42kHz

比較してみると抵抗やコンデンサの値は同じなのだがやはりシミュレーションと実測値では違いが出るようだ。しかし、3 次の 60dB 下がるところ以外はさほどの差にはならなかった。ただ 3 次の場合は -60dB と値がかなり小さいので多少の誤差は測定器の精度などの関係で現れてしまっていると考えられる。

全体的に見て次数 n が上がるにつれて -20dB/dec を満たしているのでバタースワース特性のローパスフィルタとしては実際に回路として有効性はあるといえる。

7 章 総括

実際に回路を作ったのは 3 次までではあったが、だいたい予定通りの動作をしてくれた。次数が奇数のフィルタを設計する場合、手間などを考えると正規化表があるならば 1 次と 2 次のフィルタを接続したほうがよいと考えられる。

低い周波数のうちはいいが、高い周波数帯まで使えるフィルタを設計する場合はよほど高性能な OP アンプを使うか OP アンプを使わないで設計する必要があると思われる。

今回は基礎的な回路を作成するだけだったので充分だったが複雑、巨大な回路を作成する場合、それなりの性能のソフトとハードが必要である。

今回の研究にでは自分の望みの遮断周波数から抵抗、コンデンサの値を決めて MicroCap5/CQ を使い回路のシミュレーションをし、PCBE で回路のパターンの作成と、簡単ではあるが一つの回路ができるまでの一連の流れを体験した。途中の計算式が違って思い通りにシミュレーションの結果がでなかったり、基板のプリントパターンを作る過程での失敗、計測時に原因不明と思われた誤動作、初めて触る計測機器の使用法など思っていた以上にすんなりとはいかなかった。しかし企業などでは個々の部門に分かれて全体に携わることはおそらくないであろうと思われるので今回の研究では大変貴重な体験ができた。

参考文献

- ①小高明夫・佐藤邦夫著 「改訂版」SPICE による電子回路の基礎（東海大学出版界）
- ②黒田徹著 はじめてのトランジスタ回路設計（CQ出版社）
- ③計測のためのフィルタ回路設計（CQ出版社）
- ④トランジスタ技術 SPECIAL No.44 特集 フィルタの設計
- ⑤トランジスタ技術 SPECIAL No.56 特集 電子回路シミュレーター活用マニュアル（CQ出版社）
- ⑥T・グレイ、J・グリーン著 榊原進訳 Mathematica ビギナーズガイド（アジソン ウェストレイ・トッパン）
- ⑦JOHN KEOWN 著 町好雄訳 SPICE による電子回路設計（東京電気大学出版局）

使用ソフト

- ①MicroCap5/CQ SpectrumSoftware 社
- ②PCBE 高戸谷隆 氏
- ③KaleidaGraph ヒューリンクス社
- ④Mathematica アジソン ウェスレイ・ジャパン社

謝辞

今回の研究と論文の作成にあたり、終始丁寧なご指導と、ご教示を承りました高知工科大学電子・システム工学科綿森道夫助教授に深い感謝の意を表します。

また本研究の遂行にあたり、適切なるご助言を賜った橘昌良助教授に深い感謝の意を表します。

高知工科大学電子・光システム工学科在学中にご指導を賜った原央学科長に心から感謝いたします。

最後に高知工科大学電子・光システム工学科在学中、本研究の実験遂行、各過程で終始ご厚意、ご協力を頂いた高知工科大学電子・光システム工学科、平木昭夫教授・河津哲教授・河東田隆教授・神戸宏教授・成沢忠教授・矢野政顕教授・畠中兼司教授・西本俊彦教授、野中弘二助教授・八田章光助教授・井上昌昭助教授・関口晃司助教授、笠原泰講師、武田光由実験講師、西田謙助手の方々に重ねて感謝の意を述べさせていただきます。

また、本研究を遂行するにあたり細部にわたり実験にご協力いただいた梅村佳克氏、嶋真秀氏、新田敏弘氏、長谷川和也氏に感謝いたします。