

平成 22 年度
卒業研究報告

研究題目

アクティブフィルタ回路の設計ツールの
開発

指導教員

由井 四海

著者

大島 一範

平成 22 年 3 月 10 日提出

独立行政法人国立高等専門学校機構

富山高等専門学校 専攻科 制御情報システム工学専攻

1	研究目的	2
2	研究内容	3
2.1	フィルタの設計法	3
2.1.1	影響パラメータ法	3
2.1.2	動作パラメータ法	3
2.1.3	アナログ信号処理とデジタル信号処理	3
2.2	アクティブフィルタ	4
2.3	フィルタの次数	6
2.4	回路の構成	7
2.4.1	Sallen-Key 式回路	7
2.4.2	マルチプルフィードバック式回路	10
2.4.3	ネガティブイミッタンス式回路	10
2.4.4	ステートバリアブル式回路	11
2.5	フィルタの特性による分類	11
2.5.1	バターワース特性	12
2.5.2	チェビシェフ特性	12
2.5.3	ベッセル特性	12
2.6	回路の安定条件と極	13
2.7	カットオフ周波数の定義	14
2.8	設計ツール	14
3	実験結果	16
3.1	実行画面	16
3.2	振幅・位相特性と極の配置	17
3.3	シミュレーションによる振幅特性とアナログ回路による振幅特性の比較	19
4	まとめと考察	22
5	謝辞	24
6	参考文献	25

研究目的

今日の信号処理では、音声などのアナログ信号を変換し、コンピュータ処理するまでの全ての一貫した作業をデジタル信号として取り扱うことが主流になってきている。

AD 変換回路の入力部においてはフィルタ回路が不可欠であるが、デジタル回路の設計者は必ずしもフィルタ回路に精通しているとは限らない。このため、フィルタの専門家でなくても希望の条件のみを与えるだけで必要な素子定数を算出できる設計ツールが多く開発されている。しかし、これらの設計ツールでは希望のカットオフ周波数などから素子定数を決定するものの、ユーザー側の状況(保有する抵抗やコンデンサの種類、数など)は一切考慮されないため、開発ツールで算出された定数の素子を所有していないような場合は新たに入手する必要がある。そのためには、ユーザーが保有する素子の定数や数を把握した上で、希望するカットオフ周波数にあった最適な素子の組み合わせや、振幅・位相特性が得られる設計ツールが求められる。

本研究では希望するカットオフ周波数の上限・下限周波数と保有する素子の組み合わせを入力することで、その素子の組み合わせの中から最適な定数を選択するフィルタ回路の設計ツールの開発を目的とした。

1. 研究内容

2.1 フィルタの設計法

フィルタの設計法は、大きく分けると影響パラメータ法と動作パラメータ法に分けられる。

2.1.1 影響パラメータ法

基本になる回路を決めておき、インピーダンスが等しいものをカスケードに接続し、所定の特性を得る設計法であり、基本回路の特性は比較的容易に得られる。しかし、カット&トライが必要である。

2.1.2 動作パラメータ法

フィルタを実際に使用する状態の特性を与え、これに近似した関数を求め、ここから回路を直接合成する方法なので、使用部品も少なくすむ。回路素子の算出には、複雑な計算を必要とする。この動作パラメータ法を用いたフィルタのうち一般的なものは、近似関数あるいは発明者名前をとって、バターワースフィルタ、チェビチェフフィルタなどと呼ばれている。

2.1.3 アナログ信号処理とデジタル信号処理

アナログ信号処理では抵抗やコンデンサなどのアナログ素子を使用するため、温度変化や時間変化などの外部環境の影響を受けてしまうが、デジタル信号処理ではアナログ素子を使用しないので外乱の影響を受けない。しかし、アナログ信号処理で扱う光や音などは連続値をとるものなので、ファジィ制御が可能となる。それに対してデジタル信号処理では、自然界の信号を離散値であるデジタル信号に変換するため、どうしても有効桁を設け、必要最低限の情報に切り捨ててしまうため、位相や振幅の周波数特性では滑らかさに欠ける

特性となる。また、デジタル信号処理で、リアルタイムな処理を行う場合、1つの入力サンプルに対する処理が、次のサンプルに入力されるまでに完了していなければならない、扱える信号の帯域が制限されてしまう。

2.2 アクティブフィルタ

抵抗、コイル、コンデンサなどの受動素子で構成されるパッシブフィルタに対して、OPアンプなどの能動素子と、受動素子を組み合わせたフィルタがアクティブフィルタである。パッシブフィルタでは、低周波数を扱う場合コイルは大型なものになるが、抵抗とコンデンサ、増幅器で構成するアクティブフィルタでは小型な構成が可能になる。OPアンプと、C、Rで構成されるCR型のもの、Rをスイッチト・キャパシタ回路で置き換えたスイッチト・キャパシタ・フィルタ、デジタルフィルタに分類され、アクティブフィルタの設計は動作パラメータ法が用いられる。LCシミュレーション型は、いったんLCフィルタとして、素子の値を算出しなければならないが、増幅器型の場合は、伝達関数の根さえわかれば、フィルタを設計することが可能である。

図 2.1 にフィルタの分類図を示す。本研究では、小型で低価格であり設計が容易な、CR素子とOPアンプを使用したアクティブフィルタの設計ツールを開発した。

図 2.2 は回路方式、フィルタの種類、フィルタ特性、フィルタ次数におけるアクティブフィルタの分類図である。図 2.2 に示すように回路方式、フィルタ種類、フィルタ特性により組み合わせが無数に存在するため全ての組み合わせに対応した設計ツールを作成するのは大変困難である。そのため本研究では、アクティブフィルタで一般的に使用され、ローパスフィルタ、ハイパスフィルタへの変換が素子の交換だけでよく、設計が容易な Sallen-Key 式の回路を用いた。信号を処理する際、必要な信号成分のみを通過させ、それ以外の周波数での信号は阻止するものが理想的なローパスフィルタであるが、実際は抵抗やコンデンサなどの素子を用いた回路では有理関数の形をした伝達関数しか実現できず、理想とする

フィルタ特性に近似する方法をとるため、通過域から阻止域の間に、遷移域が生じてしまう。しかし、フィルタの次数を増やすことによって、遷移域での振幅の減衰傾度を急峻にし、理想的なローパスフィルタに近づけることができる。だが、実際は次数を高くしすぎると、使う素子の数も増え回路も複雑になり、希望するフィルタ特性を得るための素子の選定も難しくなる。逆に次数が低すぎる場合、回路構成は簡単になるが、減衰傾度が小さくなるため広い周波数範囲に渡って必要のない信号成分を通過することになる。そのため、本研究ではフィルタ設計ツールの使用者が最適な次数を選択できるように、2次から4次までのローパスフィルタの設計ツールを開発した。

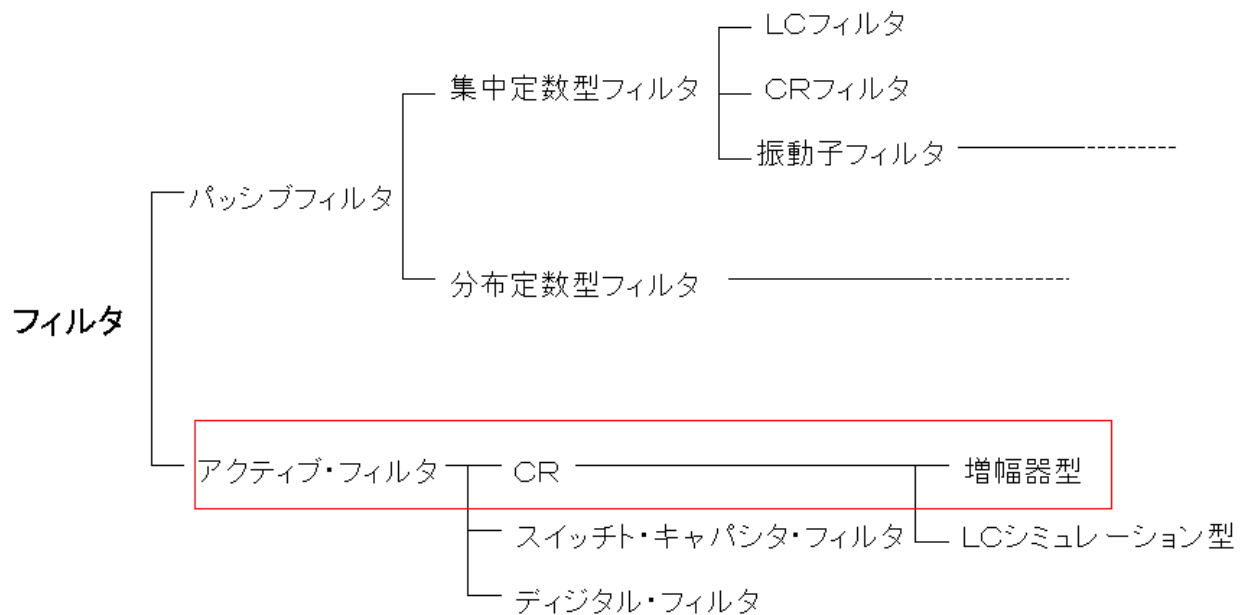


図 2.1 フィルタの分類

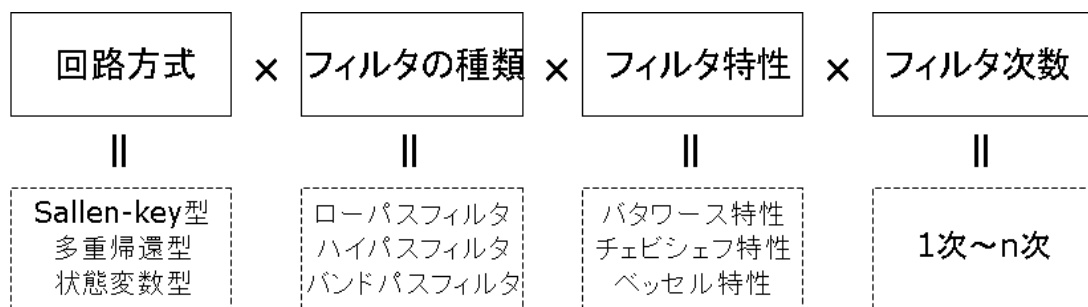


図 2.2 アクティブフィルタの種類

2.3 理想的なローパスフィルタ

ローパスフィルタでも遮断周波数付近の切れ味が急峻なものもあれば、ゆるやかなものもある。フィルタの切れ味、つまり遮断特性は、フィルタの段数と各段の定数の選び方で決まる。アクティブフィルタの場合、OP アンプが何段増幅しているというよりは、増幅段は一つでも、そこに時定数要素がいくつかあるかで区別し、1組なら1次、8つなら8次と呼ぶ。次数をあげることによってフィルタの振幅特性における減衰域での減衰傾度が急峻になることである。減衰傾度が急峻になると理想的なローパスフィルタの振幅特性に近づく。しかし、次数を上げると回路を構成する素子の数も増えるため、使用用途にあったフィルタ特性を得るための素子の選定も難しくなり、波形の応答速度も遅くなる。理想的なステップ応答を想定した場合、波形を入力した瞬間から振幅は1となるが、実際のフィルタに波形を入力すると必ず遅れが生じる。この時間の遅れは次数が上がるにつれて大きくなる。

2.4 回路の構成

各種のフィルタ特性を作り出すために、OPアンプによるフィードバック増幅器が用いられる。以下に代表的な回路構成を示す。

2.4.1 Sallen-Key 式回路

非反転増幅器、またはボルテージフォロワを使うのが特徴で、CR素子を使用すると、ローパス、ハイパスなど任意の特性を得ることができる。非反転増幅器を用いるものを電圧制御電圧原型と呼び、ボルテージフォロワを使用するものを電圧ソース式とし、この二つの回路方式を共に Sallen-Key 式と呼ぶ。非反転増幅器を用いた Sallen-Key 式の 2 次ローパスフィルタを図 2.3 に、伝達関数を式(2.1)に示す。ここで、 K は $1+R_4/R_3$ で非反転アンプのゲインであり、 R は抵抗素子の値、 C はコンデンサ素子の値、 s は正弦波角周波数 rad/s に虚数単位 j を掛けたものである。フィルタの遮断性をはかる値を Q とすると、 K と Q の関係は図 2.4 のようになり、 Q の値が大きくなるほどフィルタの遮断性は急峻となる。回路に用いる素子の値の誤差が 1% でも、 Q が 4 以上の場合ゲインは急激に大きくなる。そのため、非反転増幅器を用いた Sallen-Key 式のローパスフィルタを回路に使用する場合、 K を決定する抵抗 R_3 、 R_4 には高精度のものを使用する必要がある。

本研究では高精度の素子値を必要としない、ボルテージフォロワを用いた 2 次から 4 次までの Sallen-Key 式のローパスフィルタの設計ツールを開発した。1 次から 4 次までのローパスフィルタ回路をそれぞれ図 2.5、2.6、2.7、2.8 に示す。また、伝達関数の式はそれぞれ式(2.2)、(2.3)、(2.4)、(2.5)に示す。3 次回路は 1 次回路と 2 次回路を接続したものであり、4 次回路は 2 つの 2 次回路を接続したものである。3 次の伝達関数は 1 次と 2 次の伝達関数の積であり、4 次の伝達関数は 2 つの 2 次回路の伝達関数の積となる。

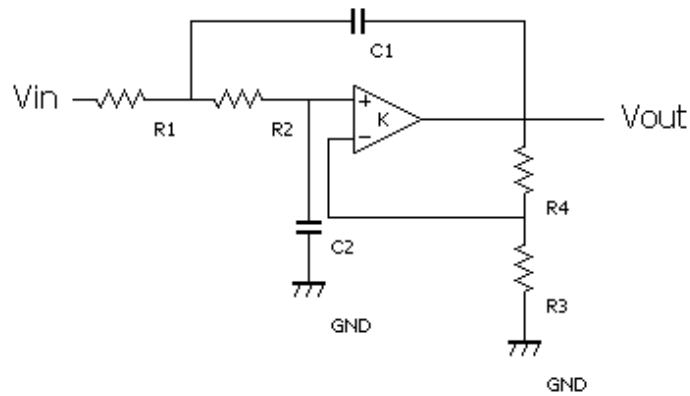


図 2.3 非反転増幅器を用いた 2 次ローパスフィルタ回路

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2} \frac{1}{s^2 + \left(\frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_1 C_1} + (1-K) \frac{1}{R_2 C_2} \right) s + \frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2}} \quad (2.1)$$

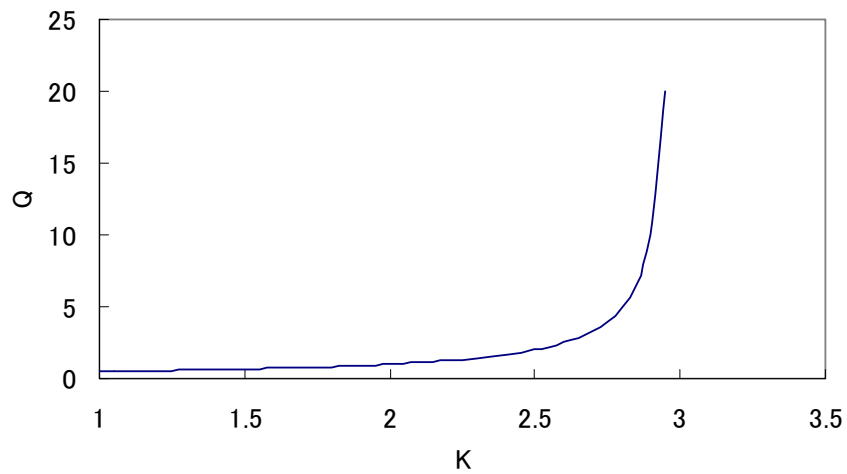


図 2.4 K と Q の関係

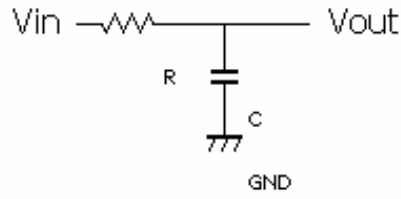


図 2.5 1次ローパスフィルタ回路

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{1}{s + \frac{1}{RC}} \quad (2.2)$$

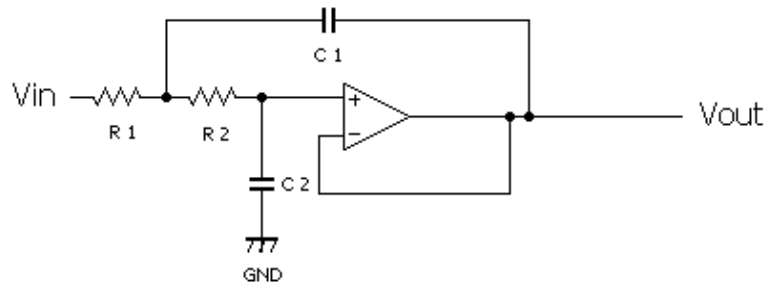


図 2.6 ボルテージフォロワを用いた2次ローパスフィルタ回路

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{1}{s^2 + \left(\frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_1 C_1}\right)s + \frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2}} \quad (2.3)$$

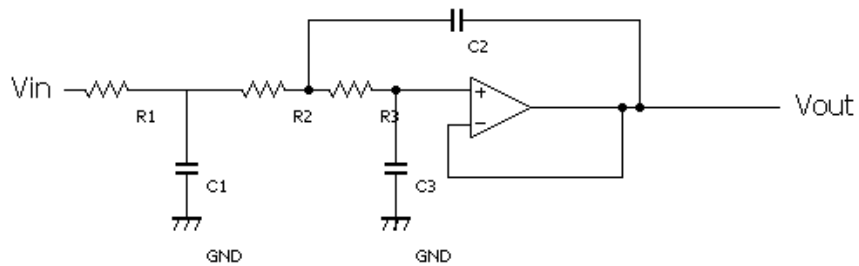


図 2.7 ボルテージフォロワを用いた3次ローパスフィルタ回路

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{1}{s + \frac{1}{R_1 C_1}} \cdot \frac{1}{s^2 + \left(\frac{1}{R_3 C_2} + \frac{1}{R_2 C_2}\right)s + \frac{1}{R_2 C_2 R_3 C_3}} \quad (2.4)$$

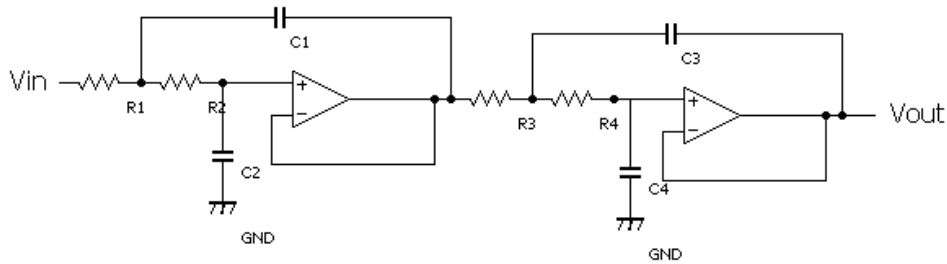


図 2.8 ボルテージフォロワを用いた 4 次ローパスフィルタ回路

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{1}{s^2 + \left(\frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_1 C_1}\right)s + \frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2}} \cdot \frac{1}{s^2 + \left(\frac{1}{R_4 C_3} + \frac{1}{R_3 C_3}\right)s + \frac{1}{R_3 C_3 R_4 C_4}} \quad (2.5)$$

2.4.2 マルチプルフィードバック式回路

多重帰還型とも呼ばれ、OP アンプ 1 個を反転増幅器として使ったアクティブフィルタの中では最もポピュラーな構成の一つであり、素子定数の選び方だけでローパス、バンドパス、ハイパスを容易に作り分けることが出来る。信号の位相を反転させるため、フィルタ自体の位相シフトに 180° の位相シフトを加える必要がある。Sallen-Key 式回路と比べると、部品定数の最大値と最小値との比が大きくなる。

2.4.3 ネガティブイミッタンス式回路

NIC を使ったアクティブフィルタで、INIC と呼ばれることもある。この構成は CR の特性の変化がフィルタの特性に与える影響をほかの構成よりも少なくできる特徴がある反面、

出力インピーダンスが高くなる欠点がある。したがって何段も接続する場合は、間にバッファを必要とする。

2.4.4 ステートバリアブル式回路

OP アンプで個別に微分器、積分器を作り、それをサムアンプ(加算器)で合成して、必要なフィルタの特性を作る方式で、OPアンプを多く必要とするのが特徴である。

2.5 フィルタの特性による分類

理想的なローパスフィルタはカットオフ周波数を境にして通過域はゲイン=1、減衰域はゲイン=0という特性を持っている。図 2.9 に理想的なローパスフィルタの振幅特性を示す。しかし、実際のフィルタは通過域から減衰域へ滑らかな曲線で遷移する。フィルタの設計は、この実際の特性をできるだけ理想に近づけることを目的に行われる。理想的な特性は以下の4点である。

- ① 通過域のゲインはできるだけ一定
- ② 境界付近での傾斜はなるべく急峻
- ③ 減衰域のゲインはなるべく小さく、さらに入出力間の波形ひずみを小さくする
- ④ 位相特性はなるべく平坦

しかし、これらの条件は互いに相反する性質をもっており、すべての条件をもったフィルタを設計することは出来ない。そのため、各種のフィルタ特性が考案されており、目的に応じて使い分けることになる。

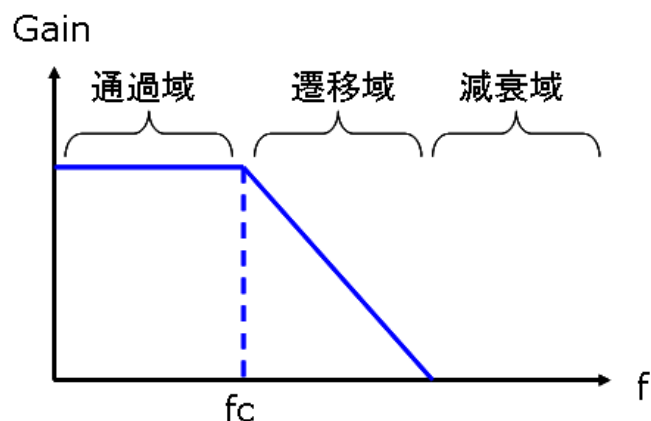


図 2.9 理想的なローパスフィルタの振幅特性

2.5.1 バタワース特性

最大平坦特性ともよばれており、通過域は平坦で、 n はフィルタの次数とすると減衰域は $6n\text{dB/oct}$ の特性となる。フィルタのなかでも最も一般的な特性で、この特性は各段のカットオフ周波数の比が 1 という特徴がある。2次、3次と積み重ねていくと遮断周波数より上での切れ味が良くなる。

2.5.2 チェビシェフ特性

通過域でリップルを持たせることにより、減衰特性を急峻にすることができ、このリップルを等リップルにした特性をチェビシェフ特性と言う。多少のうねりが出て、出来るだけバンド幅を広くとりたい時などに用いる。過度応答は大きなリングングが観測される。

2.5.3 ベッセル特性

位相特性に着目した特性で、通過域において周波数に対して位相が直線的に変化する。これは、遅延特性($d\theta/d\omega$: 位相を角周波数で微分した量が遅延量を表す)が平坦になっていることを表している。パルス伝送や波形情報などが必要な場合に用いられる(入力にパルス

もしくは正弦波のバースト波形を加え、その出力を観察すると特徴が観測される)、振幅特性はかなり緩やかなものとなる。ベッセルフィルタは高音域と低音域などの分離を行うクロスオーバーによく使われる。アナログのベッセルフィルタは通過帯域ではほぼ一定のグループ遅延を示すので、通過帯域の信号の波形をそのまま保つことができる。

2.6 回路の安定条件と極

ローパスフィルタの伝達関数を

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0} \quad (2.6)$$

とすると、 a, b は定数で、 s は複素周波数であり

$$s = \sigma + j\omega \quad (2.7)$$

とあらわされる。この伝達関数が ∞ となる点を極と呼ぶ。よって、極は式(2.6)の分母の方程式を0とおいたときの根である。極の数は伝達関数の分母の方程式の s の項の最大数と同じとなるため、フィルタの次数と極の数は一致する。回路が安定であるためには時間の経過と共に振幅が減少する必要がある、これは伝達関数の極が s 平面の左半面になければならず、つまり、 σ が0より小さい範囲にないといけない。また、極の配置から、使用した素子値による伝達関数がどのようなフィルタ特性を持っているかを判断することができる。安定条件を満たしていないフィルタを使用した場合、時間の経過と共に振幅が増大していき、正しい特性が得られず回路の故障の原因ともなる。そのため、フィルタを設計する際は安定条件を満たすような素子の組み合わせを選定する必要がある。図2.10に2次から4次までのアクティブフィルタでは良く使用される、バターワース、チェビシェフ、ベッセル特性の極の配置を示す。バターワース特性の極は、 s 平面上のカットオフ周波数で正規化された単位円上にあり、各極間の角度は等しく等距離に存在する。チェビシェフ特性の極は、バターワースの極を実軸方向に圧縮、虚軸方向に伸張した楕円上に存在し、ベッセル特性の極は、バターワース特性の極よりも、虚軸となす角度が大きい特徴がある。

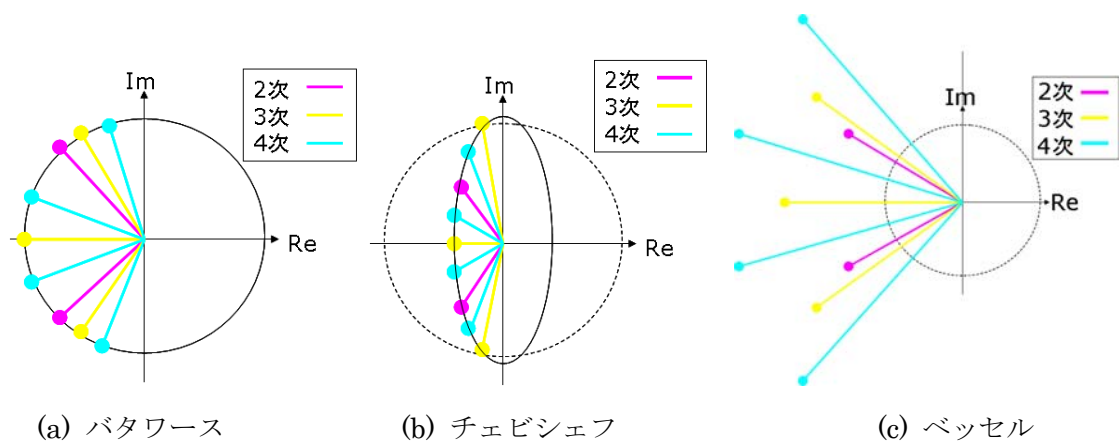


図 2.10 各フィルタ特性の極の配置

2.7 カットオフ周波数の定義

一般的にカットオフ周波数はフィルタに応じていろいろな定義がある。本研究では、横軸を周波数、縦軸を位相とした時の、位相の値が半分となる周波数とした。1 次のローパスフィルタ回路の場合は位相の変化する範囲が 90° であり、変化する範囲の半分にあたる 45° の時の周波数がカットオフ周波数で、これは通過域から約 -3dB 下がったときの周波数になる。同様に 2 次の位相の変化する範囲が 180° なので位相の半分は 90° 、3 次の場合変化する範囲が 270° なので位相の半分は 135° 、4 次の場合変化する範囲が 360° なので位相の半分は 180° となり、そのときの周波数をカットオフ周波数とした。

2.8 設計ツール

開発したフィルタ設計ツールは、フィルタの使用者が保有している抵抗とコンデンサの値、数量と、目標とするカットオフ周波数の下限周波数と上限周波数を入力することで、フィルタの安定条件を満たしカットオフ周波数が下限周波数と上限周波数内に納まる素子の組み合わせと、その組み合わせによるカットオフ周波数、及び振幅・位相特性を自動で算出する。

算出手順として、まず入力された抵抗とコンデンサの全ての組み合わせを、Sallen-Key 式のローパスフィルタ回路の伝達関数に代入し、その各組み合わせにおける振幅・位相特性をグラフ化

する。さらに、入力した下限・上限の周波数に納まる素子の組み合わせの中でも、伝達関数の分母の方程式を s について求めたとき、複素数であらわされる解の実部の値が負となり、フィルタの安定条件を満たした素子の組み合わせのみを同様にグラフ化する。組み合わせが複数ある場合でも振幅・位相特性を複数表示させることで減衰傾度を確認できるようにした。また、組み合わせにおける極を表示させることで、極の位置からどのようなフィルタ特性を持つか確認できるようにした。これらの流れをフローチャートにまとめたものを図 2.11 に示す。

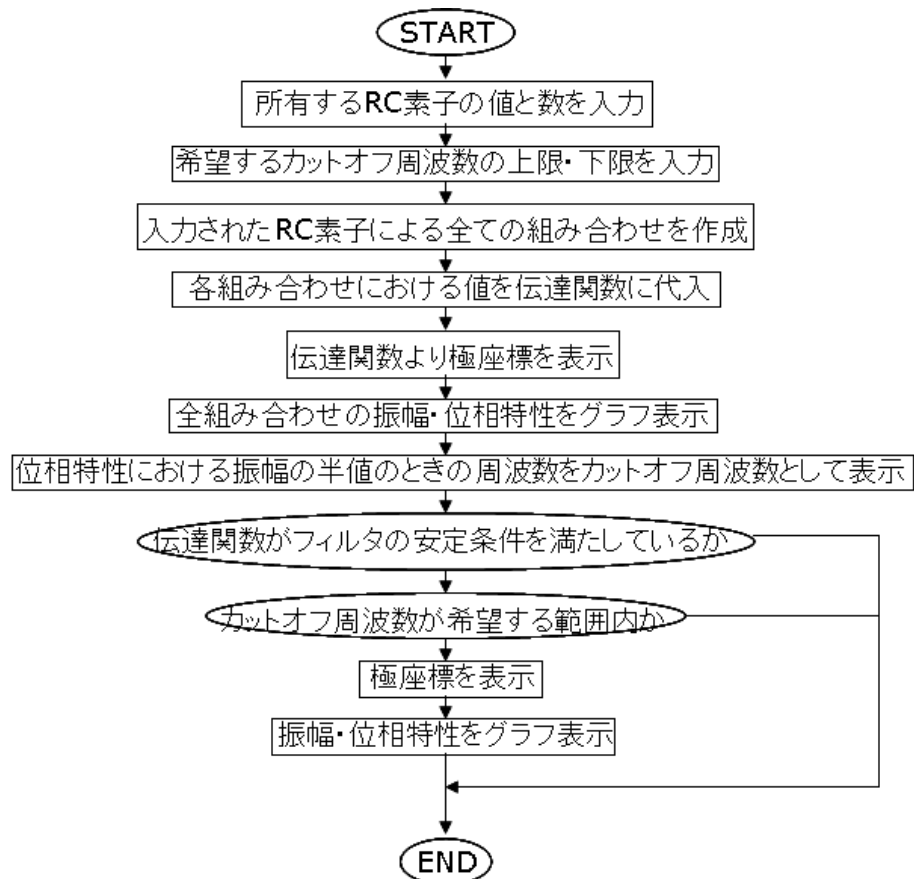


図 2.11 作成した設計ツールのフローチャート

2. 実験結果

3.1 実行画面

図 3.1 に開発した設計ツールの入力画面を示す。グラフの横軸に相当する開始周波数と終了周波数、目標とするカットオフ周波数の下限・上限の周波数、所持している抵抗 R とコンデンサ C の値を入力する。入力後プログラムを実行することで、入力された各素子の総当りの組み合わせが表示され、その組み合わせにおけるカットオフ周波数の値が表示される。出力されたカットオフ周波数が事前に入力してあるカットオフ周波数の下限・上限範囲であり、安定条件を満たしていれば真偽の値が 1 となり、そうでなければ 0 となる。

全ての素子の組み合わせにおける振幅・位相特性をグラフに表示させ、真偽の値が 1 の組み合わせにおける振幅・位相特性のみをグラフ化する。また、真偽の値が 1 のときの配列番号を表示させることで、全通りの組み合わせが千桁を越すような場合でも、条件を満たした組み合わせを容易に特定できるようにした。設計ツールのプログラムには LabVIEW8.0 を使用した。

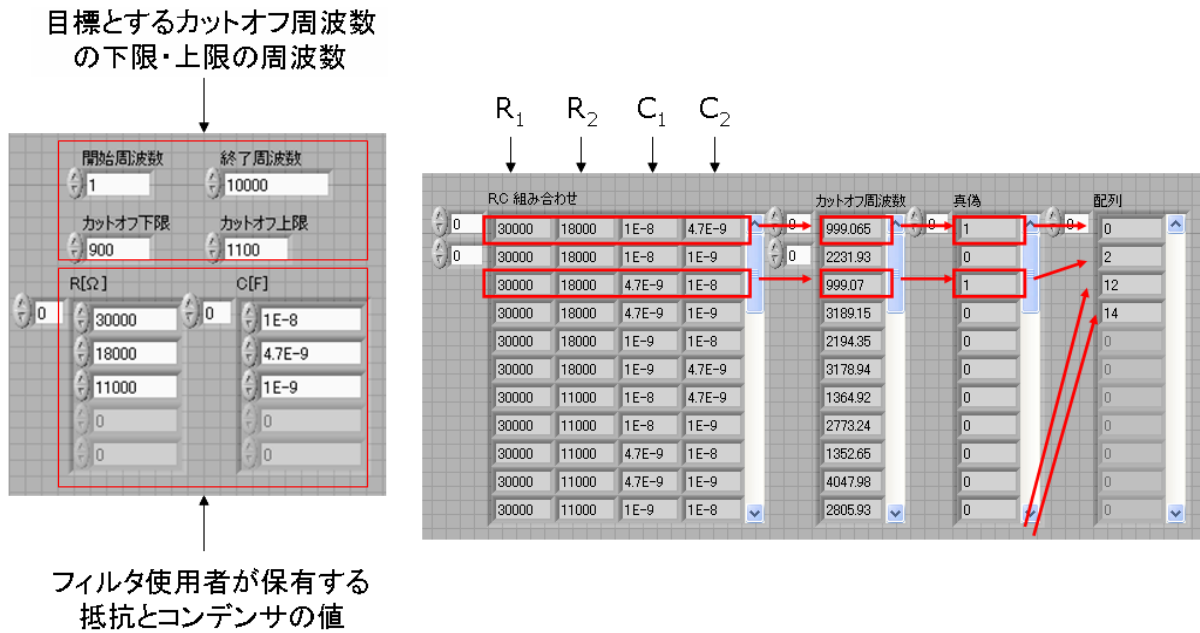
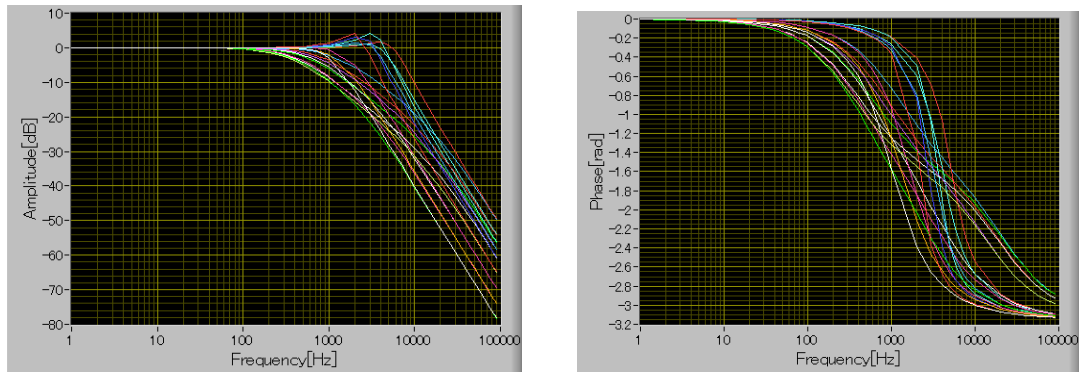


図 3.1 設計ツール入力画面

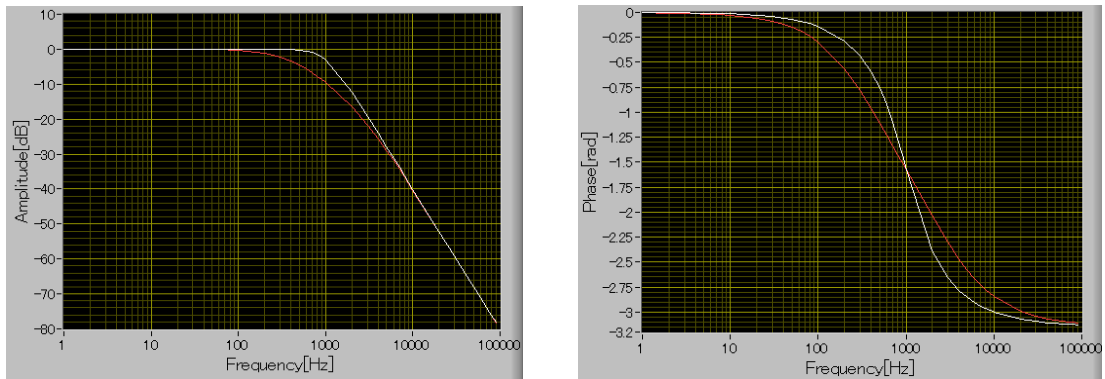
3.2 振幅・位相特性と極の配置

図 3.2 に開発した設計ツールを使って計算した 2 次ローパスフィルタの振幅・位相特性を示す。(a)は抵抗 3 種類(30,18,11kΩ)、コンデンサ 3 種類(0.01,0.0047,0.001 μF)を使った全ての組み合わせの振幅・位相特性であり、(b)はカットオフ周波数が上限・下限周波数に納まり、フィルタの安定条件を満たした素子の組み合わせをグラフにしたものである。カットオフ周波数の上限・下限の周波数はそれぞれ 1100Hz,900Hz とした。2 次ローパスフィルタでは RC の対が 2 つあるため、入力した抵抗、コンデンサのそれぞれ 3 種類から 2 種類ずつを引き出した組み合わせは全部で 36 通りある。そのうち、フィルタの安定条件を満たし、カットオフ周波数が上限・下限周波数に納まる組み合わせは 4 種類($R_1=30k\Omega, R_2=18k\Omega, C_1=0.01\mu F, C_2=0.0047\mu F$ 、 $R_1=30k\Omega, R_2=18k\Omega, C_1=0.0047\mu F, C_2=0.01\mu F$ 、 $R_1=18k\Omega, R_2=30k\Omega, C_1=0.01\mu F, C_2=0.0047\mu F$ 、 $R_1=18k\Omega, R_2=30k\Omega, C_1=0.0047\mu F, C_2=0.01\mu F$)であることが確認できた。また、図 3.3 に抵抗 3 種類(30,18,11kΩ)、コンデンサ 3 種類(0.01,0.0047,0.001 μF)の全ての組み合わせにおける極の位置を示す。2 次のローパスフィルタでは極が 2 つ存在するため、それぞれを極 1 と極 2 としてプロットした。同様に、複素

数表記にすることで極がどの座標位置に存在するかをより明確にした。

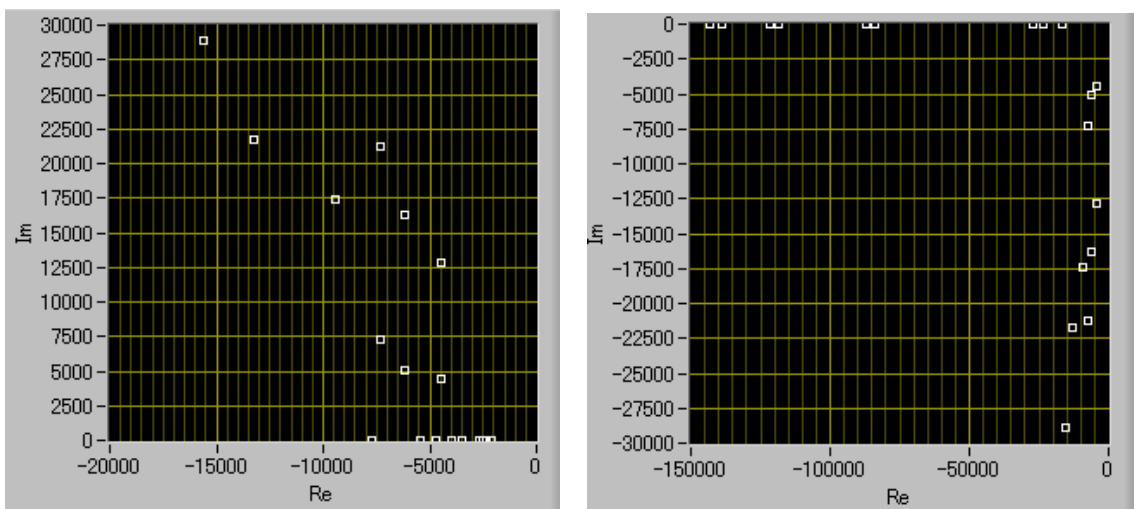


(a) 全ての組み合わせの振幅・位相特性



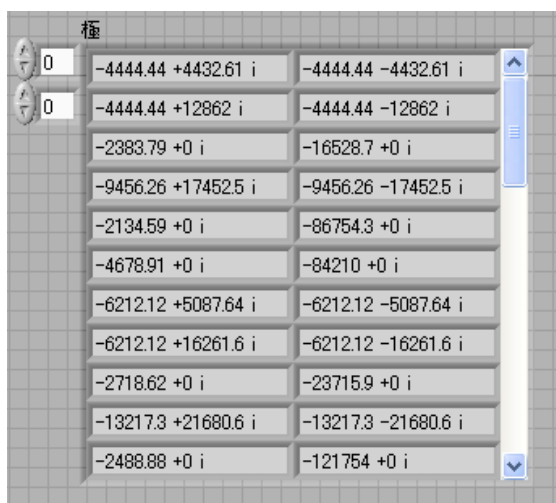
(b) 条件を満たした振幅・位相特性

図 3.2 2次ローパスフィルタの振幅・位相特性



(a) 極 1 の位置

(b) 極 2 の位置



(c) 複素数表記による極

図 3.3 極座標

3.3 シミュレーションによる振幅特性とアナログ回路による振幅特性の比較

2 次の Sallen-Key 型のローパスフィルタ回路を作成し、設計ツールでシミュレーションした 2 次の Sallen-Key 型のローパスフィルタ回路との比較を行った。抵抗 ($R_1=30\text{k}\Omega, R_2=18\text{k}\Omega$)、コンデンサ ($C_1=0.01\mu\text{F}, C_2=0.0047\mu\text{F}$)、カットオフ周波数の幅が 900Hz から 1100Hz 時の 2 次ローパスフィルタによる実測・理論値の振幅特性と極座標を図 4.1 に示す。カットオフ周波数は 999Hz であり、グラフより減衰傾度は約 -40dB/dec と確認できた。理論値と実測値ではほぼ同一な特性結果が得られた。回路は図 2.4 を使用した。尚、2 つの極をそれぞれ p_1, p_2 とすると $p_1=-4444.44-j4432.61$ 、 $p_2=-4444.44-j4432.61$ となった。通過域から阻止域にかけ平坦という特徴を持ち、各極間の角度が等しいことから、この素子の組み合わせにおけるフィルタの回路特性はバターワース特性であることがわかった。

同様にカットオフ周波数の幅 900Hz から 1100Hz とし、3 次のそれぞれの素子の値は抵抗 (11,110,33k Ω)、コンデンサ (0.015,0.0068,0.001 μF)、4 次のそれぞれの素子の値は抵抗 (39,39,39,39k Ω)、コンデンサ (0.0044,0.0038,0.01,0.0016 μF) を使用し Sallen-Key 型のローパスフィルタ回路を作成して、設計ツールとの比較を行った。以下の図 4.2、4.3 に 3 次、4 次における振

幅特性と極座標を示す。3次、4次回路も2次回路と同様に、複素共役となる極の、角度がそれぞれで等しいため、バタワース特性であることがわかる。

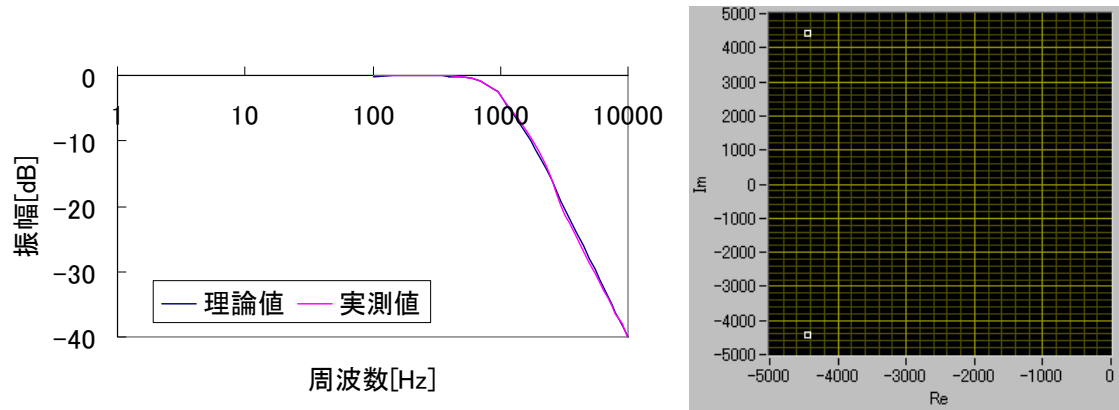


図 4.1 2次ローパスフィルタの振幅特性と極座標

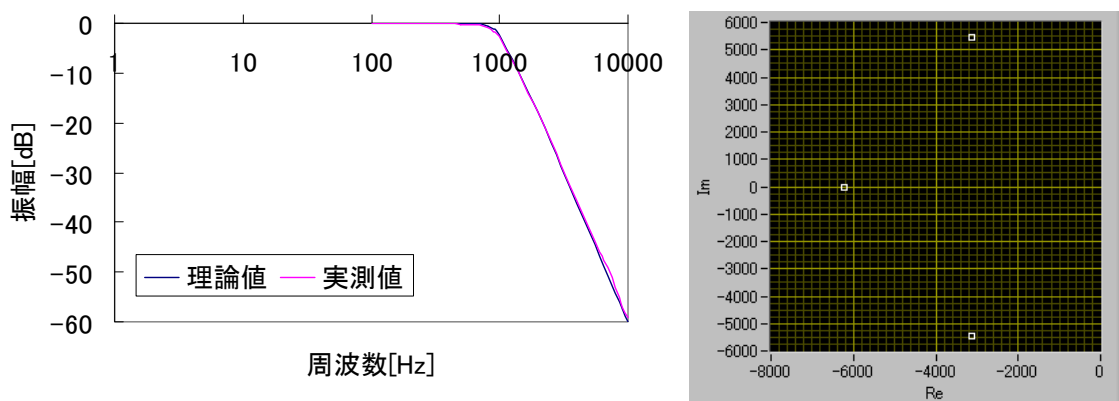


図 4.2 3次ローパスフィルタ振幅特性と極座標

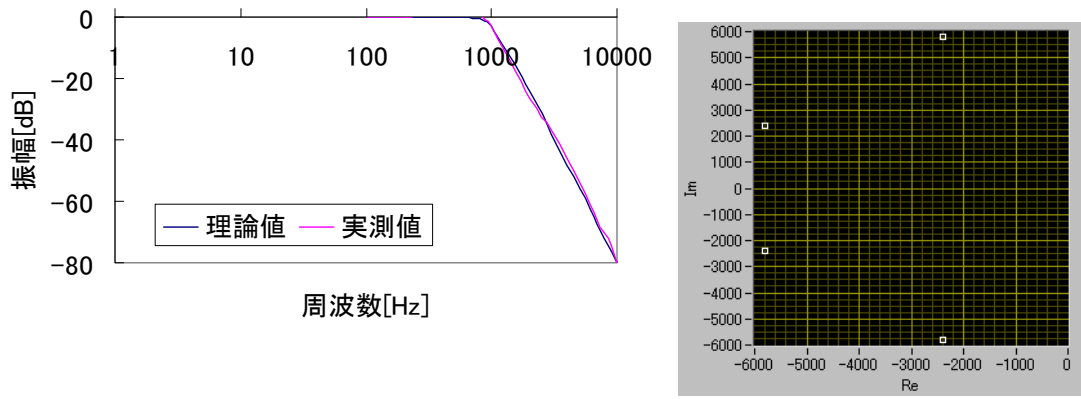


図 4.3 4次ローパスフィルタ振幅特性と極座標

3. まとめと考察

希望するカットオフ周波数の上限・下限周波数と保有する素子の組み合わせを入力することで、その素子の組み合わせの中から最適な定数を選択する、2次から4次までのSallen-Key型のローパス回路の設計ツールを開発し、実際に回路を組み、ツールが示す特性が正しいことを確認した。また、極の位置から振幅・位相特性がどの回路方式を持つか判別できるようにした。

抵抗 ($R_1=30\text{k}\Omega, R_2=18\text{k}\Omega$)、コンデンサ ($C_1=0.01\mu\text{F}, C_2=0.0047\mu\text{F}$) を使用した 2 次のローパスフィルタではカットオフ周波数は 999Hz で、 $-4444.44-j4432.61$ と $-4444.44-j4432.61$ に極があることが確認できたが、この極を角周波数表示から周波数表示にするとそれぞれの極座標は $-707.36+j705.47$ と $-707.36-j705.47$ となる。この 2 つの極の絶対値をとると、ともに 999.02 となりカットオフ周波数を 1 とした単位円上に等間隔で極が存在するバタワース特性の特徴を持っているため、この素子の組み合わせにおける回路方式はバタワース特性ということがわかった。同様に、今回実験した素子の組み合わせによる 3 次、4 次のローパスフィルタも、極はカットオフ周波数を 1 とした単位円上に等間隔で存在することがわかった。各ローパスフィルタの減衰傾度に注目してみると、2 次では約 -40dB/dec 、3 次では約 -60dB/dec 、4 次では約 -80dB/dec であることが確認できた。この特徴は、通過域が平坦で、次数を n とすると減衰傾度が $-20n\text{dB/dec}$ となるバタワース特性であることがわかり、極の位置、減衰傾度の 2 点からも、今回使用した素子の組み合わせでは同じフィルタ特性をもつことが判断できる。また、開発した 2 次ローパスフィルタの設計ツールで、抵抗 3 種類 ($30, 18, 11\text{k}\Omega$)、コンデンサ 3 種類 ($0.01, 0.0047, 0.001\mu\text{F}$)、カットオフ周波数の幅が 900Hz から 1100Hz で設定した場合、条件をみたした素子の組み合わせは 4 種類であることが確認できた。このうちの、 $R_1=30\text{k}\Omega, R_2=18\text{k}\Omega, C_1=0.01\mu\text{F}, C_2=0.0047\mu\text{F}$ と $R_1=18\text{k}\Omega, R_2=30\text{k}\Omega, C_1=0.01\mu\text{F}, C_2=0.0047\mu\text{F}$ の 2 つの組み合わせでは、ともに $-4444.44+j4432.61$ と $-4444.44-j4432.61$ に極が存在し、振幅・位相特性も同じ結果になった。同様に $R_1=30\text{k}\Omega, R_2=18\text{k}\Omega, C_1=0.0047\mu\text{F}, C_2=0.01\mu\text{F}$ と $R_1=18\text{k}\Omega, R_2=30\text{k}\Omega, C_1=0.0047\mu\text{F}, C_2=0.01\mu\text{F}$ の組み合わせでも $-2383.79+j0$ と

-16528.7+j0 に極が存在し同じ特性が得られ、4 つの組み合わせがあるなか、図 3.2.(b)に示すように 2 つの特性に分類できた。実際のローパスフィルタを理想的なローパスフィルタに近づけるためには、振幅特性は、通過域のゲインの平坦部分が長く、減衰傾度が急峻であることが挙げられるため、分類された 2 つの組み合わせを比較してみると、ゲインの平坦部分が長く、より減衰傾度が急峻である、極が-4444.44+j4432.61 と-4444.44-j4432.61 に存在する素子の組み合わせがローパスフィルタとして優れていることが推測される。

今後の課題として、Sallen-Key 型は C,R の配置を変えることでローパスとハイパスを切り替えることができるため、ハイパスも対応した設計ツールの製作が挙げられる。

5. 謝辞

本論文の作成にあたり、終始適切な助言を賜り、また丁寧に指導して下さいました由井四海准教授に尽きせぬ深謝の念を捧げます。

また、何とかにご協力頂きました同研究室の田村学生に感謝の意を表します。

・ 参考文献

- [1] 池田哲夫 : トランジスタ技術 SPECIAL No.44, CQ 出版, 1994
- [2] 遠坂俊昭 : 計測のためのフィルタ回路設計, CQ 出版, 1998
- [3] 岡村廸夫 : 定本 OP アンプ回路の設計, CQ 出版, 1990
- [4] Hank Zumbahlen : OP アンプによるフィルタ回路の設計, CQ 出版, 2005