

第 5 章

フィルタ特性の変換

Hank Zumbahlen / 訳：國頭延行

今までは、ローパス特性をもったフィルタの構成について検討してきました。この章ではローパス・プロトタイプ特性を他の特性、すなわちハイパス、バンドパス、バンドリジエクト（ノッチ）、オールパスに変換する方法を紹介します。

5-1 ローパスからハイパスへの変換

ローパス・プロトタイプ・フィルタからハイパス・フィルタへの変換は、ローパス・プロトタイプの伝達関数の s を $1/s$ に変換することで行えます。パッシブ・フィルタの回路上、この操作によってコンデンサはコイルに変換され、その値は $1/C$ となります。また、コイルはコンデンサに変換され、その値は $1/L$ となります。アクティブ・フィルタの場合は、抵抗はコンデンサに変換され、その値は $1/R$ になり、コンデンサは抵抗に変換され、その値は $1/C$ となります。この値の変換は、周波数特性を決定している抵抗のみに適用され、ゲインを決めている抵抗には適用されないことに注意してください。

この方法を他の観点から確認するには、この変換方法を s 平面上で検討することです。ローパス・プロトタイプがもつ複素数形式のポール・ペアは、実数部 α と虚数部 β から構成されています。正規化されたハイパス・フィルタのポールは、以下の式で与えられます。

$$\alpha_{HP} = \frac{\alpha}{\alpha^2 + \beta^2} \dots\dots\dots (6-43)$$

および、

$$\beta_{HP} = \frac{\beta}{\alpha^2 + \beta^2} \dots\dots\dots (6-44)$$

単純なポール α_0 は、以下のように変換されます。

$$\alpha_{\omega,HP} = \frac{1}{\alpha_0} \dots\dots\dots (6-45)$$

ローパス・フィルタのゼロ $\omega_{Z,LP}$ は、以下のように変換されます。

$$\omega_{Z,HP} = \frac{1}{\omega_{Z,LP}} \dots\dots\dots (6-46)$$

さらに、ポールの数と同数のゼロが、 s 平面上の原点に加えられます。

正規化されたローパス・プロトタイプのパールとゼロは、ハイパス・フィルタのそれに変換されます。それらは、ローパス・フィルタで行ったのと同様に、周波数とインピーダンスに関して「逆正規化」されます。

例として、3 ポールの 1 dB リプルのチェビシェフ・ローパス・フィルタをハイパス・フィルタに変換してみましょう。

前の章で紹介した設計表 (表 4-7, p.73) から以下の値が得られます。

$$\alpha_{LP1} = 0.2257$$

$$\beta_{LP1} = 0.8822$$

$$\alpha_{LP2} = 0.4513$$

これらはそれぞれ、式 (6-43)、式 (6-44)、式 (6-45) を使って、以下の値に変換されます。

$$\alpha_{HP1} = 0.2722$$

$$\beta_{HP1} = 1.0639$$

$$\alpha_{HP2} = 2.2158$$

変換された値から、ハイパス・フィルタの以下の値を得ます。

$$f_{01} = 1.0982$$

$$\alpha = 0.4958$$

$$Q = 2.0173$$

$$f_{02} = 2.2158$$

この変換方法を実際の回路に当てはめる例については、第6章で紹介します。

ハイパス・フィルタの周波数特性は、ローパス・フィルタの周波数特性を左右逆にした特性といえます。ローパス・フィルタが直流付近で平坦な応答特性をもっているかわりに、ハイパス・フィルタは、直流から $n \times 20$ dB/decade (n はポールの数) の傾きをもって上昇するような周波数応答特性を示します。このような特性を示すのは、 s 平面の原点にゼロをもつからです。また、 $n \times 20$ dB/decade の傾きをもって上昇していく特性が変化するコーナ周波数では、 s 平面上でポールが加わっています。そのため、コーナ周波数より

上の周波数では平坦な特性が実現されます。

5-2 ローパスからバンドパスへの変換

バンドパス・フィルタへの変換は、ハイパス・フィルタへの変換よりも多少複雑になります。バンドパス・フィルタは、通過域が広帯域のものと狭帯域のものに分けられます。それは、ポールの位置がどの程度離れているかによって決まります。もし、バンドパス・フィルタの二つのコーナ周波数（低い周波数側で減衰がスタートする周波数と高い周波数側で減衰がスタートする周波数の二つ）が、大きく（2オクターブ以上）離れている場合、そのフィルタは広帯域フィルタとして扱われ、ローパスとハイパスの両方のセクションに分けて設計し、それらを直列に接続することで設計が可能です。この仮定が成り立てば、ポールは大きくかけ離れた所に存在することになり、それぞれのポールの影響による、ローパス・フィルタとハイパス・フィルタの相互の影響は最小になります。この状況は、二つのコーナ周波数の差が2オクターブ以内の狭帯域のバンドパス・フィルタには適応することはできません。ここでは、この狭帯域フィルタの設計に関して説明することとします。

ローパス・フィルタからハイパス・フィルタへの変換の過程は、ローパス・プロトタイプ の α と β で構成される複素ポールから計算をスタートします。このポール・ペアは、複素共役の関係にあることが知られています。複素共役であるということは、直流 (0 Hz) に対して対称であることを示しています。バンドパス・フィルタの場合における、ローパスからハイパスへの変換過程は、ローパス・プロトタイプの直流周辺の応答特性の反転像を、新たに決められたバンドパス・フィルタの中心周波数 f_0 付近の応答に置き換える作業といえます。

このことから、バンドパス・フィルタへの変換が終了した時点で、ポールとゼロの数は2倍になることがわかります。ローパス・フィルタの場合、 s 平面上の実軸より下に存在するポールとゼロは無視されます。そのため、 n 次のローパス・プロトタイプは、フィルタの次数はバンドパス・フィルタへの変換によって $2n$ になるにもかかわらず、 n 次のフィルタに変換されます。 n 次のバンドパス・フィルタは、 n 個のセクション（フィルタを構成する最小単位をセクションと呼ぶ）で構成され、ローパス・プロトタイプのセクション数の2倍になります。

Q_{BP} の値は、以下の式で決定されます。

$$Q_{BP} = \frac{f_0}{BW} \dots\dots\dots (6-47)$$

ここで、 BW はバンドパス・フィルタのゲインが同じレベルになる周波数帯域で、一般的

には-3 dBとなる周波数幅を指します。

ローパス特性のポールを同等のバンドパス特性のポールに変換するアルゴリズムは、ゲッフェ (Geffe) によって決められました [参考文献 (16) を参照のこと]。

ローパス・プロトタイプのパールが次式で与えられるとき、

$$-\alpha \pm j\beta \quad \cdots \cdots \cdots (6-48)$$

それらと f_0 と Q_{BP} の値を使った以下の計算を行うことによって、 f_H (バンドパス・フィルタの高いほうのコーナ周波数) と f_L (バンドパス・フィルタの低いほうのコーナ周波数) におけるそれぞれの Q と、 f_H と f_L の周波数の値を求めることができます。

$$C = \alpha^2 + \beta^2 \quad \cdots \cdots \cdots (6-49)$$

$$D = \frac{2\alpha}{Q_{BP}} \quad \cdots \cdots \cdots (6-50)$$

$$E = \frac{C}{Q_{BP}^2} + 4 \quad \cdots \cdots \cdots (6-51)$$

$$G = \sqrt{E^2 - 4D^2} \quad \cdots \cdots \cdots (6-52)$$

$$Q = \sqrt{\frac{E+G}{2D^2}} \quad \cdots \cdots \cdots (6-53)$$

ここでは、それぞれのセクションでの Q の値は同じになります。

ポール周波数は、以下の式で計算されます。

$$M = \frac{\alpha Q}{Q_{BP}} \quad \cdots \cdots \cdots (6-54)$$

$$W = M + \sqrt{M^2 - 1} \quad \cdots \cdots \cdots (6-55)$$

$$f_{BP1} = \frac{f_0}{W} \quad \cdots \cdots \cdots (6-56)$$

$$f_{BP2} = Wf_0 \quad \cdots \cdots \cdots (6-57)$$

それぞれのポール・ペアは、 s 平面上の原点にある二つのゼロに変換されます。

正規化されたローパス・フィルタの振幅 α_0 をもつポールは、以下のようにバンドパ

ス・セクションに変換されます。

$$Q = \frac{Q_{BP}}{\alpha_0} \dots\dots\dots (6-58)$$

また、そのポールの周波数は f_0 となります。

それぞれのシングル・ポールの変換は、s平面上の原点にゼロとして変換されます。

楕円関数のローパス・フィルタの場合は、ポールのほかにゼロももっています。ローパス・プロトタイプからの変換は、当然ながらゼロもポールと同様に変換しなければなりません。ローパス特性におけるゼロを $\pm j\omega_z$ と与えた場合、バンドパス特性のゼロは、以下の式によって得られます。

$$M = \frac{\alpha Q}{Q_{BP}} \dots\dots\dots (6-59)$$

$$W = M + \sqrt{M^2 - 1} \dots\dots\dots (6-60)$$

$$f_{BP1} = \frac{f_0}{W} \dots\dots\dots (6-61)$$

$$f_{BP2} = Wf_0 \dots\dots\dots (6-62)$$

バンドパス・フィルタのゲインは、 f_0 ではなく、 f_{BP} でピークをもつため、全体のフィルタの周波数特性を正規化するためには、振幅を決める関数の調整が必要となります。バンドパス・フィルタを構成するそれぞれのフィルタ（ローパス・フィルタとハイパス・フィルタ）のゲイン（利得）は以下の式で与えられます。

$$A_R = A_0 \sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{f_0}{f_{BP}} - \frac{f_{BP}}{f_0} \right)^2} \dots\dots\dots (6-63)$$

A_0 ：フィルタの中心周波数におけるゲイン

A_R ：共振点におけるフィルタのゲイン

f_0 ：フィルタの中心周波数

f_{BP} ：フィルタのセクションにおける共振周波数

再度、3ポールで1dBのリプルをもつチェビシェフ特性を例にとります。設計表の値は、以下のように与えられています。

$$\alpha_{LP1} = 0.2257$$

$$\beta_{LP1} = 0.8822$$

$$\alpha_{LP2} = 0.4513$$

中心周波数が1 Hzで、-3 dBのバンド幅を任意に与えて、たとえば0.5 Hzとすると、

$$Q_{BP} = 2$$

となります。

ポール・ペアに関して計算を行うと、中間の結果は以下のようになります。

$$C = 0.829217$$

$$D = 0.2257$$

$$E = 4.207034$$

$$G = 4.183019$$

$$M = 1.024105$$

$$W = 1.244990$$

最終的な計算結果は、以下のとおりです。

$$f_{BP1} = 0.803219$$

$$f_{BP2} = 1.2144990$$

$$Q_{BP1} = Q_{BP2} = 9.074920$$

さらにシングル・ポールに関しては、以下の答えが得られます。

$$f_{BP3} = 1$$

$$Q_{BP3} = 4.431642$$

具体的な計算例に関しては、第6章で紹介します。

5-3 ローパスからバンドリジェクト(ノッチ)への変換

バンドパス・フィルタの場合と同様に、バンドリジェクト・フィルタの場合も、ポールが2オクターブ以上離れているかどうかによって、周波数特性が広帯域になるか狭帯域になるかが決まります。混乱を避けるために以下では、プロトタイプから変換したいフィルタが広帯域の場合を「バンドリジェクト・フィルタ」、狭帯域の場合を「ノッチ・フィルタ」と定義することにします。

ノッチ・フィルタを構成する一つの方法は、まずバンドパス・フィルタを作り、そのバンドパスの出力を、OPアンプなどを使った回路の入力端子に接続して差し引くという方法をとります。これを「1-BPノッチ・フィルタ」と称します*9。もう一つの方法は、ローパス・フィルタとハイパス・フィルタを組み合わせてのことです。これは特に広帯域のバンドリジェクト・フィルタの場合によく使われます。この場合、ローパス・フィルタのセ

*9：【訳注】詳しくは第6章に解説がある。

クションとハイパス・フィルタのセクションを並列に接続し、ローパス特性とハイパス特性の差分を出力します。

バンドパス・フィルタへの直接変換では、ローパス・プロトタイプの0 Hzにおける応答が、バンドパス・フィルタの f_0 の応答に変換されます。ノッチ・フィルタへの変換の場合、ローパス・プロトタイプの0 Hzにおける応答が、周波数応答ゼロに変換され、その応答ゼロとなる周波数が、ノッチ・フィルタの中心周波数 f_0 へと変換されます。

さらに一般的な方法は、伝達関数のポールを変換する方法です。ノッチ・フィルタへの変換では、s平面上に二つの複素数のポール・ペアが得られ、ローパス・プロトタイプのポール・ペアが、2次のゼロとしてs平面上の虚軸上に現れます。

まず、 Q_{BR} が次式で与えられます。

$$Q_{BR} = \frac{f_0}{BW} \quad \dots\dots\dots (6-64)$$

BW ：フィルタの応答が-3 dBになる周波数帯域

ローパス・プロトタイプのポール位置は次式で与えられます。

$$-\alpha \pm j\beta \quad \dots\dots\dots (6-65)$$

そして、 f_0 と Q_{BR} の値を以下の式を用いて計算することで、ノッチ・フィルタの Q と周波数、 f_H と f_L のペアが得られます。

$$C = \alpha^2 + \beta^2 \quad \dots\dots\dots (6-66)$$

$$D = \frac{\alpha}{Q_{BR}C} \quad \dots\dots\dots (6-67)$$

$$E = \frac{\beta}{Q_{BR}C} \quad \dots\dots\dots (6-68)$$

$$F = E^2 - D^2 + 4 \quad \dots\dots\dots (6-69)$$

$$G = \sqrt{\frac{F}{2} + \sqrt{\left(\frac{F^2}{4}\right)}} + D^2 \times E^2 \quad \dots\dots\dots (6-70)$$

$$H = \frac{DE}{G} \quad \dots\dots\dots (6-71)$$

$$K = \frac{1}{2} \sqrt{(D+H)^2 + (E+G)^2} \quad \dots\dots\dots (6-72)$$

$$Q = \frac{K}{D+H} \quad \dots\dots\dots (6-73)$$

ポールの周波数は、以下の式で与えられます。

$$f_{BR1} = \frac{f_0}{K} \quad \dots\dots\dots (6-74)$$

$$f_{BR2} = K f_0 \quad \dots\dots\dots (6-75)$$

$$f_z = f_0 \quad \dots\dots\dots (6-76)$$

$$f_0 = \sqrt{f_{BR1} f_{BR2}} \quad \dots\dots\dots (6-77)$$

ここで、 f_0 はノッチ（周波数応答が理論上ゼロになる）周波数で、 f_{BR1} と f_{BR2} の幾何学的な平均値となります。

s 平面上の実数のポール α_0 は、ノッチ・フィルタを構成するフィルタ・セクションに変換され、その Q の値は式 (6-78) で与えられます。

$$Q = Q_{BR} \alpha_0 \quad \dots\dots\dots (6-78)$$

ここで、周波数 $f_{BR} = f_0$ となります。つまり、 f_0 において周波数特性がゼロになります。一例として、商用電源の周波数（ハム）を低レベル・センサを用いた回路に影響を与えないように取り除きたいとしましょう。この場合、ノッチ・フィルタは使われている商用電源周波数に合わせて設計することになります。

B の周波数バンド幅において、 A dB の減衰量が必要であると仮定します。このときに必要な Q の値は、以下の式で決まります。

$$Q = \frac{\omega_0}{\beta \sqrt{10^{0.1A} - 1}} \quad \dots\dots\dots (6-79)$$

ここでも、三つのポールをもつチェビシェフ特性を例として使うと、

$$\alpha_{LP1} = 0.2257$$

$$\beta_{LP1} = 0.8822$$

$$\alpha_{LP2} = 0.4513$$

ノッチ・フィルタの中心周波数を 1 Hz とし、その周波数を中心とした - 3 dB の周波数帯域を 0.1 Hz とすると、 Q の値は、

$$Q_{BR} = 10$$

となります。

ポール・ペアに関して、式 (6-66) から式 (6-73) までは実行して中間値を得ると、以下のようになります。

$$C = 0.829217$$

$$D = 0.027218$$

$$E = 0.106389$$

$$F = 4.010758$$

$$G = 2.002651$$

$$H = 0.001446$$

$$K = 1.054618$$

そして、最終的な値は、つぎのようになります。

$$f_{BR1} = 0.948211$$

$$f_{BR2} = 1.054618$$

$$Q_{BR1} = Q_{BR2} = 36.7919$$

シングル・ポールに関しては、

$$f_{BP3} = 1$$

$$Q_{BP3} = 4.5130$$

となります。

これらの具体的な設計例は、第 6 章で紹介します。

5-4 ローパスからオールパスへの変換

ローパス・プロトタイプからオールパス・フィルタへの変換は、 s 平面上の左側に存在するローパス・プロトタイプのポールに相当するゼロを、 s 平面の右側に加えることによって行われます。

しかしながら一般には、オールパス・フィルタの設計はこの方法を使いません。オールパス・フィルタを設計する際のおもな目的は、ほかのフィルタの遅延時間を均等にすることだからです。通信においては直交変調や類似の変調方式を用いることが多く、それらの変調方式では、信号の振幅のみならず位相も同時に変調を加えることも行うため、位相(群遅延)の等価(イコライジング)は非常に重要になるからです。

オールパス・フィルタは、ある量の遅延量を加え、振幅特性を変化させずにシステム全体の遅延量のみを平坦にします。多くの場合、このようなイコライザは単独に設計することはできません。そのかわりに、振幅特性をもつフィルタを設計して、その遅延量を計算したり実測したりして遅延に関する均等化を行うための方法を決めます。そのためには、グラフを用いて決める方法やコンピュータを用いて決定する方法があります。

振幅の均等化を行うための各フィルタのセクションは、ローパス・プロトタイプの2倍の遅延量もちます。これは、与えられたゼロの相互作用によってもたらされます。どの程度のセクションがフィルタに必要なのかという大まかな値は、以下の式によって与えられます。

$$n = 2 \Delta_{BW} \Delta_T + 1$$

n はセクションの数で、 Δ_{BW} は、オールパス・フィルタのバンド幅、 Δ_T はバンド幅 Δ_{BW} 全体に必要な遅延量の歪みを秒の単位で表した値です。

第 6 章

各種フィルタの設計方法

Hank Zumbahlen / 訳：國頭延行，額田忠之

第5章までの解説で，設計するフィルタのタイプを決めることができるようになりました。本章では，設計することに決めたタイプのフィルタを，どのようにして実現するかについて述べることにします。つまり，目的とするフィルタを実現するために，どのような回路構成を選択するかを決めることです。フィルタ回路の実現のためには，二つのステップを踏む必要があります。そのステップとは，まず第一に，どのタイプのフィルタを設計するか，つまりフィルタの伝達関数を決めます。続いて第二に，その伝達関数を実際の回路で実現するための回路構成と定数を決めるわけです。

一般的に言って，フィルタは， s 平面上の実軸上にある一つのポール (pole；極) で構成されるセクションと， s 平面の複素平面上にある二つの複素ポール・ペアで構成されるセクションとを組み合わせで作ります*10。3個以上のポールをもつセクションを組み合わせでフィルタを実現する場合，それらのセクション間の相互作用が顕著になり，フィルタを構成する部品 (OP アンプ，抵抗，コンデンサなど) の安定度や精度によって，実現されたフィルタの特性にばらつきを生じやすくなります。

さまざまなセクションの相互作用を分離するために，バッファ・アンプを使うことを推奨します。加えて，それぞれのフィルタ・セクションは，低いインピーダンスをもつ信号源でドライブすることも推奨します。どのような信号源インピーダンスも，各フィルタ・セクションの入力部に直列に接続されることに注意してください。

この章では，フィルタ設計式において以下の凡例を使うことにします。

H ：パス・バンドまたは共振点における回路のゲイン

f_0 ：カットオフまたは共振周波数。単位はヘルツ (Hz)

ω_0 ：カットオフまたは共振周波数。単位はラジアン/秒 (rad/sec)

*10：【訳注】この組み合わせで3次のフィルタが実現できる。

Q ：回路のクオリティ・ファクタ．回路のピーキングの度合いを表す

α ： $1/Q$ ．ダンピング・ファクタ

上記の凡例で注意してほしいのは α です．この章では，ダンピング・ファクタを表す文字として使用しています．そのため， s 平面上のポールの位置を示す式に登場する $\alpha \pm j\beta$ の α とは，文字は同じでも意味が違うことに注意してください．

また，この章における Q は「回路の」クオリティ・ファクタを表しており，「素子の」クオリティ・ファクタ Q とは違うことに注意してください．「回路のクオリティ・ファクタ」は，回路の周波数特性のピーキング量を決定します．これは， s 平面上における原点から，複素表現されたポール位置までの角度の関数となります．「素子のクオリティ・ファクタ」も Q で表しますが，この場合は損失のない理想リアクタンスに対して，その素子の損失の総量がどの程度あるかを示す値となります．これらの損失とは，素子の寄生的な要素，たとえばコンデンサであれば漏れ抵抗，等価直列抵抗（ESR）といった要素，コイルであれば直列抵抗や寄生容量といった要素です．

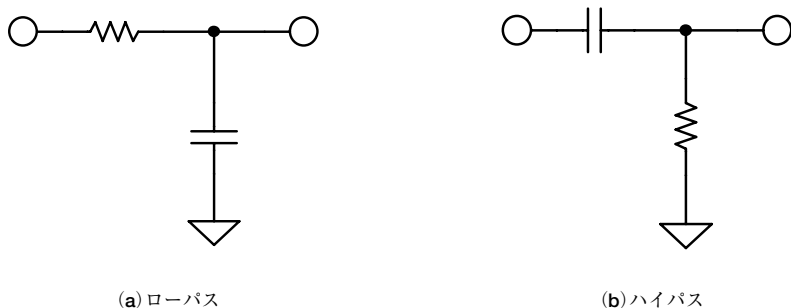
6-1 フィルタを実現するための構成要素

●抵抗とコンデンサの組み合わせで実現するシングル・ポール・セクション

最も単純なフィルタは，受動素子である抵抗とコンデンサ（以下 RC と呼ぶ）のみで構成されています．シングル・ポール構成になり，この場合，ローパス・フィルタまたはハイパス・フィルタになります．奇数次のフィルタでは，このシングル・ポール・セクションをもっているはずですが．

ローパス・フィルタの RC セクションを図6-1 (a) に示します．ここでは，負荷インピーダンスは非常に大きい（10倍以上）と仮定しているので，この回路では負荷の影響はな

〈図6-1〉シングル・ポール・セクション



いものと見なせます。負荷が接続される場合、図 6-1 においてグラウンドに接続されている素子 [(a) の場合はコンデンサ、(b) の場合は抵抗] に並列に接続されます。負荷を直接に接続できない場合、このセクションは OP アンプでバッファされます。

ローパス・フィルタの構成は、抵抗とコンデンサの位置を入れ替えることで、ハイパス・フィルタにすることができます。ハイパス・フィルタの基本的な回路構成を図 6-1 (b) に示します。この場合も、負荷インピーダンスは非常に高いものと仮定しています。

このシングル・ポールは、アンプ回路の中に組み込むこともできます。図 6-2 (a) は、増幅回路のフィードバック・ループにコンデンサを使った回路の例です。この回路は、周波数が上昇するにしたがってフィードバック・ループの実効的なインピーダンスが減少します。つまり、増幅回路のゲインは周波数の上昇とともに減っていきます。したがって、図 6-2 (a) の回路はローパス・フィルタとなるわけです。

図 6-2 (b) は、コンデンサが入力抵抗に直列に接続されています。この構成では、信号の直流成分はブロックされて通過できません。入力される信号の周波数が直流から上昇していくと、コンデンサのインピーダンスは減少し、このように形成されている増幅回路のゲインは上昇します。つまりハイパス・フィルタとなるわけです。

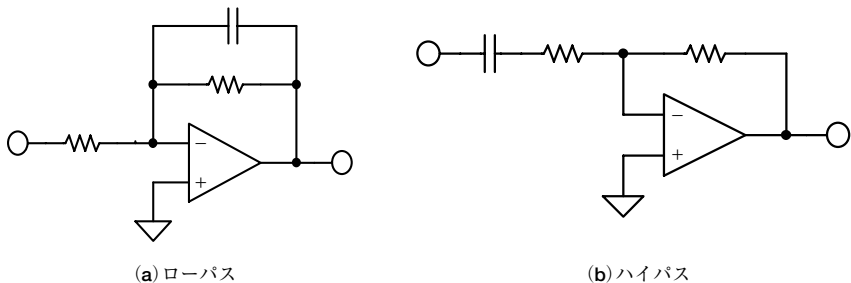
シングル・ポールのフィルタ・セクションを設計するために必要な計算式を、章末の図 6-29 (p.115) にまとめて示します。

●コイルとコンデンサで構成するパッシブ・セクション

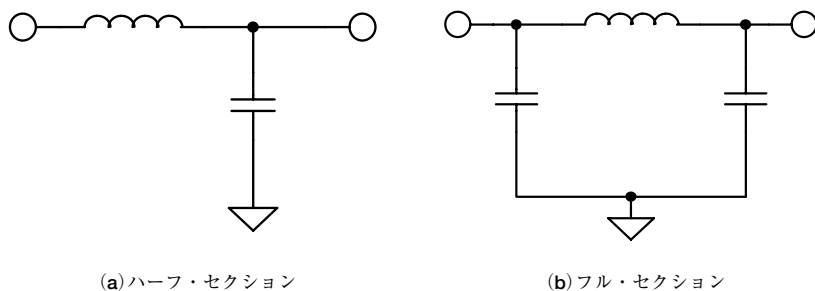
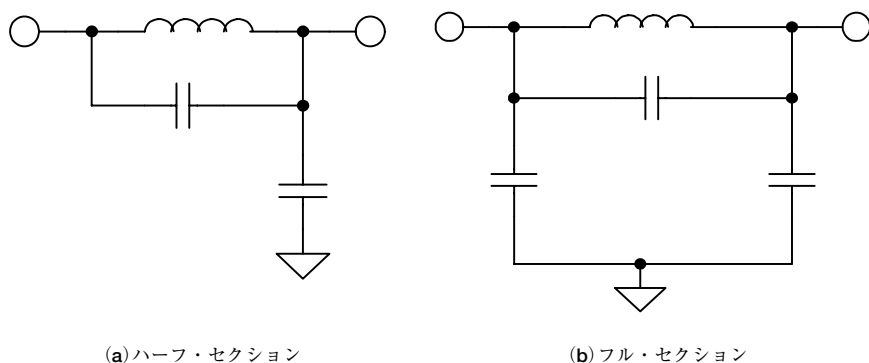
厳密には OP アンプを使用する回路ではないのですが、パッシブ・フィルタは多くのアクティブ・フィルタの基本的な回路方式をなすものなので、内容の完全性を保つためここで述べておきます。

アクティブ・フィルタでは、受動素子で構成されるパッシブ・フィルタが個々のサブセ

〈図 6-2〉シングル・ポールのアクティブ・フィルタ回路の構成



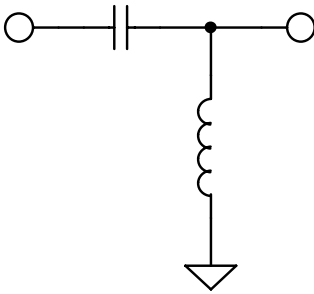
〈図 6-3〉パッシブ・フィルタ (ローパス・フィルタの場合)

〈図 6-4〉パッシブ・フィルタ (誘導 m 型ローパス・フィルタの場合)

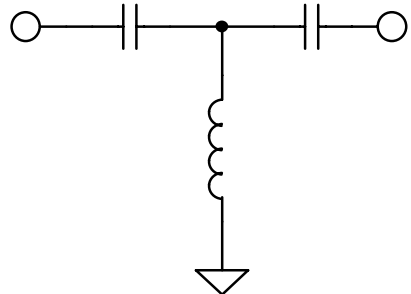
クション (回路の一部) として機能します。図 6-3 に、ローパス・フィルタを構成するセクション群を示します。同図 (b) に示すフル・セクションは、基本的な 2 ポール・セクションを構成します (2 次のフィルタとして機能する)。奇数次のフィルタでは同図 (a) に示すハーフ・セクションを利用し、この部分はシングル・ポール特性をもっています (1 次のフィルタとして機能する)。図 6-4 に示されているのは、誘導 m 型セクション (m derived sections) と呼ばれるフィルタ・セクションで、伝達関数にトランスミッション・ゼロを必要とする場合に使います。

ローパス・フィルタの回路構成は、簡単にハイパス・フィルタの回路構成に変換することができます。図 6-5 と図 6-6 を参照してください。その方法は、ローパス・フィルタ構成におけるコンデンサをコイルに変えて、それぞれの値の逆数を代入します。すなわち、

〈図 6-5〉パッシブ・フィルタ (ハイパス・フィルタの場合)

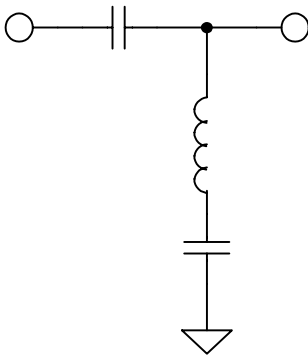


(a) ハーフ・セクション

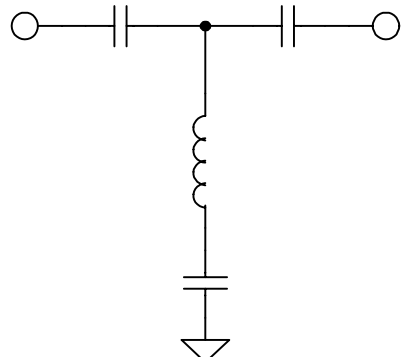


(b) フル・セクション

〈図 6-6〉パッシブ・フィルタ (誘導 m 型ハイパス・フィルタの場合)



(a) ハーフ・セクション



(b) フル・セクション

$$L_{HP} = \frac{1}{C_{LP}} \dots\dots\dots (6-80)$$

$$C_{HP} = \frac{1}{L_{LP}} \dots\dots\dots (6-81)$$

ローパス・フィルタからハイパス・フィルタへの変換を行った場合、トランスミッショ

ン・ゼロは、やはり逆数をとることになります。

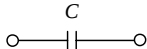
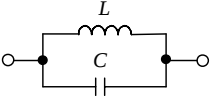
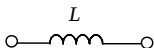
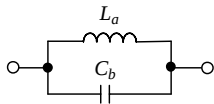
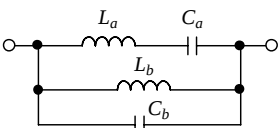
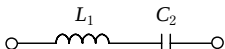
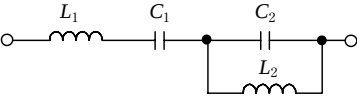
$$\omega_{Z,HP} = \frac{1}{\omega_{Z,LP}} \dots\dots\dots (6-82)$$

ローパス・プロトタイプからバンドパスあるいはバンドリジェクトへの変換は、表 6-1 を使って行います。

パッシブ・フィルタを動作させるためには、信号源インピーダンスと負荷インピーダンスを決めなければなりません。複数次のパッシブ・フィルタを作る場合に問題になるのは、フィルタを構成する各セクションの入力インピーダンスが、その前のフィルタ・セクションの負荷になることです。つまり、各フィルタ・セクションが相互に作用するため設計が非常に複雑になります。したがって、パッシブ・フィルタを設計する場合は、フィルタのタイプと次数によって、それぞれの素子の値を正規化した一覧表を使うことが一般的です。たとえば、参考文献(2)のウイリアムスの本にはそのような正規化表が掲載されています。

【國頭訳】

〈表 6-1〉ローパスからバンドパス、ハイパスからバンドリジェクトへの変換

ローパス構成要素	バンドパスでの構成	素子の値
		$C = \frac{1}{\omega_0^2 L}$
		$L = \frac{1}{\omega_0^2 C}$
		$C_a = \frac{1}{\omega_0^2 L_a}$
		$L_b = \frac{1}{\omega_0^2 C_b}$
		$C_1 = \frac{1}{\omega_0^2 L_1}$
		$L_2 = \frac{1}{\omega_0^2 C_2}$
ハイパス構成要素	バンドリジェクトでの構成	素子の値

●積分回路

フィードバック回路に周波数依存性のインピーダンスを導入すると、逆周波数応答特性が得られます。例をあげると、コンデンサは周波数が高くなるとインピーダンスが減少する周波数依存性をもっているため、OPアンプのフィードバック回路に入れると、図 6-7 のように積分回路を形成することができます。

積分回路は、DC 領域では高いゲインをもっています（つまり、OP アンプのオープンループ・ゲイン）。積分回路は、カットオフ周波数が 0 Hz のローパス・フィルタであると考えられることもできます。

●汎用インピーダンス変換器 (GIC)

図 6-8 に GIC (General Impedance Converter ; 汎用インピーダンス変換器) のブロック図を示します。この回路のインピーダンスは次のようになります。

$$Z = \frac{Z_1 Z_3 Z_5}{Z_2 Z_4} \dots\dots\dots (6-83)$$

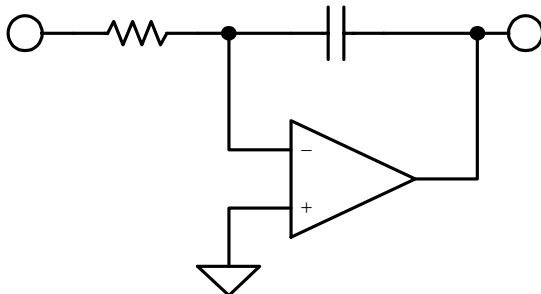
適切な箇所を一つまたは二つのコンデンサで置き換えると（他の箇所は抵抗器とする）、いくつかのインピーダンスを合成することができます [参考文献 (25) 参照]。

この回路構成には、回路の下端をグラウンドに接続する必要があるという制約があります。

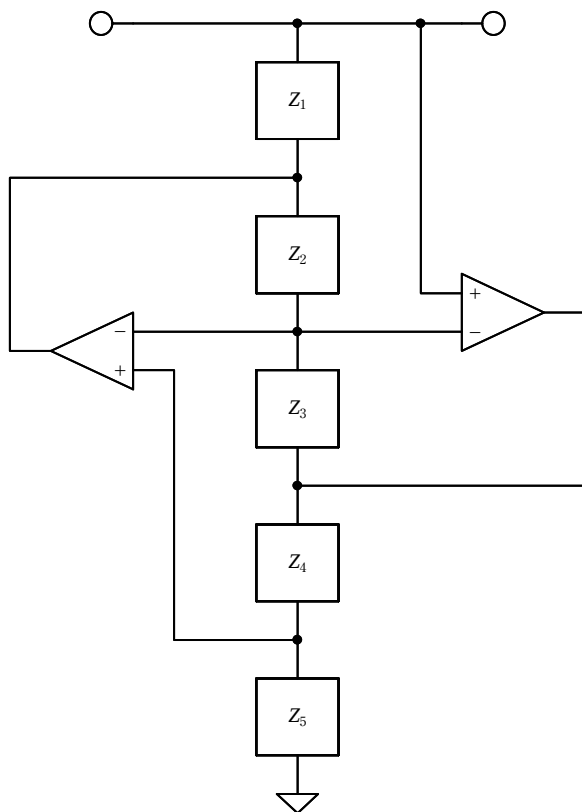
●アクティブ・インダクタ

汎用インピーダンス変換器 (GIC) において、 Z_4 としてコンデンサを使用し、 Z_1 、 Z_2 、 Z_3 、 Z_5 として抵抗器を使用するとインピーダンスは次のようになります。

〈図 6-7〉積分回路



〈図 6-8〉GiC (汎用インピーダンス変換器) の構成



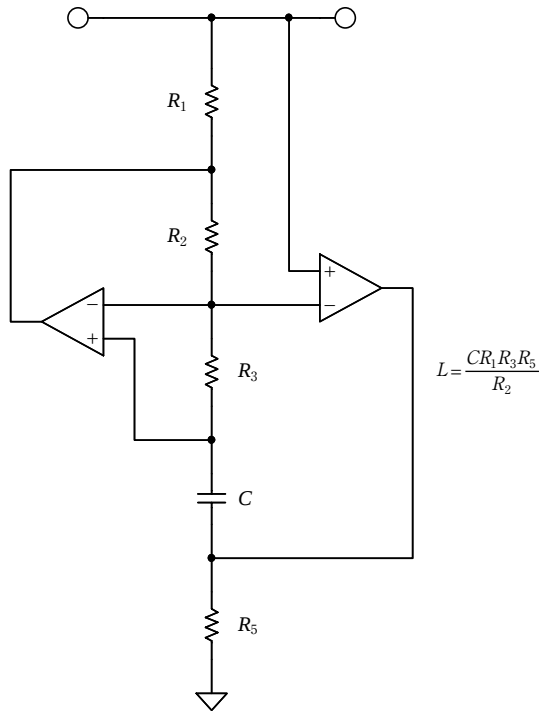
$$Z_{11} = \frac{sCR_1R_3R_5}{R_2} \dots\dots\dots (6-84)$$

式を見ればわかるように、このインピーダンスはインダクタであり、その値は次のようになります。

$$L = \frac{CR_1R_3R_5}{R_2} \dots\dots\dots (6-85)$$

これはインダクタをシミュレーションする場合の一つの方法であり、回路を図 6-9 に示します。

〈図 6-9〉アクティブ・インダクタの回路



●周波数依存型負性抵抗 (FDNR)

GIC の素子 Z_1 , Z_3 , または Z_5 のうちの二つをコンデンサと置き換えると, FDNR (Frequency Dependent Negative Resistor ; 周波数依存型負性抵抗) として知られている回路構成ができあがります. この回路のインピーダンスは次のようになります.

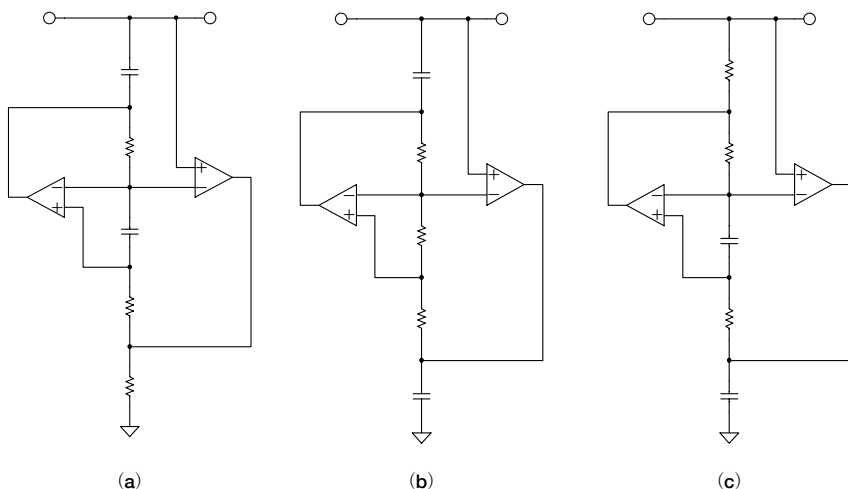
$$Z_{11} = \frac{sC^2R_2R_4}{R_5} \dots\dots\dots (6-86)$$

このインピーダンスは D エLEMENT と呼ばれており, 値は次のようになります.

$$D = C^2R_4 \dots\dots\dots (6-87)$$

なお, この式では, $C_1 = C_2$, $R_2 = R_5$ であると仮定しています.

〈図 6-10〉周波数依存型負性抵抗の回路構成



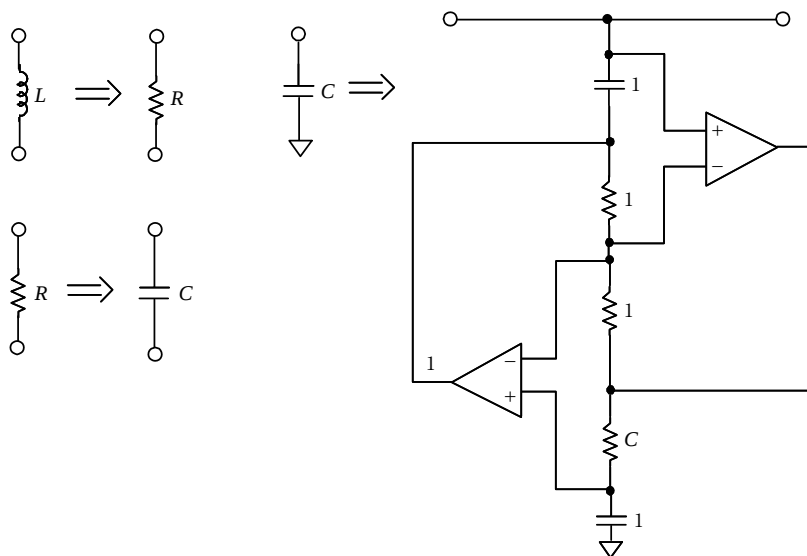
構成可能な3種類のFDNRの回路を図6-10に示します。これら三つの構成には理論的な差異はないので、どの構成を使用してもかまいません。しかし実際には、いくつかの相違点があります。(a)の構成が好まれることがあります。OPアンプのバイアス電流のリターン・パスをもっているのはこの構成だけだからです。

FDNR フィルタの場合には、設計の基礎として受動素子によるフィルタの実現方法が用いられます[参考文献(24) 参照]。つぎに、受動素子によるフィルタの場合と同様に、FDNR フィルタは周波数とインピーダンスに関して非正規化する必要があります。通常、この操作は $1/s$ 変換するまえに行われます。まず、受動フィルタのプロトタイプを非正規化し、次にその素子を $1/s$ で変換します。このことは、インピーダンスが sL に等しいインダクタが、インピーダンス L の抵抗に変換されることを意味しています。抵抗値 R の抵抗は、インピーダンス R/s のコンデンサになります。インピーダンス $1/sC$ のコンデンサは、周波数依存型負性抵抗 D に変換され、そのインピーダンスは $1/s^2C$ となります。FDNRによる D エレメントの実装方法を含め、 $1/s$ 変換の方法を図6-11に示します。この変換方法をローパス、ハイパス、バンドパス、ノッチ・フィルタにそれぞれ適用できますが、FDNR回路はシャント・アームにあることが必要です。

FDNR フィルタの実例は次章に示してあります。

FDNR フィルタがもつ利点は、ノイズや歪みが混入する可能性のある信号の直接経路にOPアンプが存在しないことです。また、FDNR フィルタは素子値の変動にあまり敏感

〈図 6-11〉1/s 変換

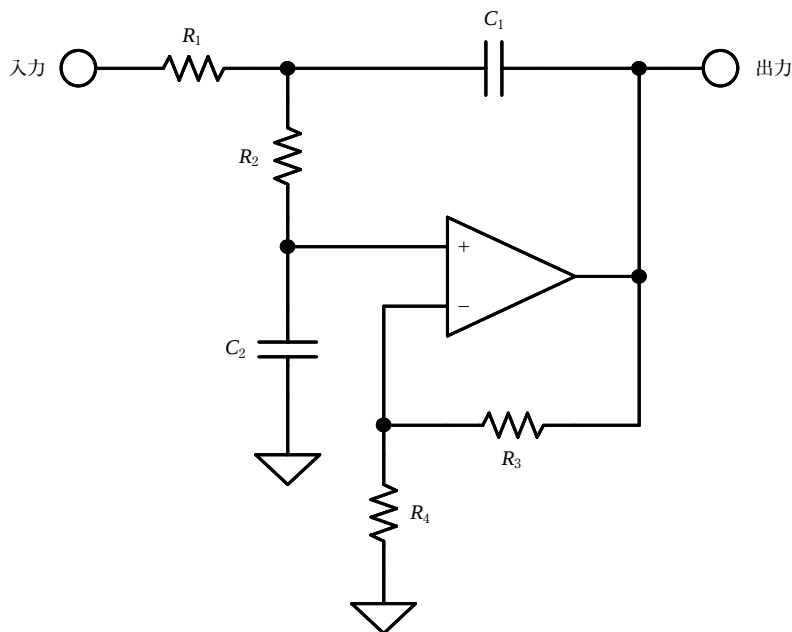


ではありません。こうした利点があるため、必要な部品点数が増えても FDNR フィルタを採用する価値はあります。

6-2 サレン・キー回路

サレン・キー (Sallen-Key) 回路は、電圧制御型電圧源 (Voltage Control Voltage Source ; VCVS) としても知られています。この回路は、MIT リンカーン研究所の R. P. Sallen と E. L. Key によって 1955 年に初めて紹介されたものです [参考文献 (14) 参照]。アクティブ・フィルタとしては最も広く使用されており、回路を図 6-12 に示します。この回路に人気がある理由の一つは、フィルタの特性が OP アンプの性能に左右されることがほとんどないということです。これは、積分回路の場合とは異なり OP アンプが増幅器の構成を取っており、そのため必要な OP アンプのゲイン帯域幅に関する要求が最小にできるからです。このことは、使用する OP アンプが決められているとすると、他の回路構成を採用した場合よりも、より周波数の高いフィルタを実現できることを意味しています。積分回路として構成した場合のように、利得帯域幅積によりフィルタの性能が制限を受けることがないからです。フィルタを通過する信号の位相は維持されます (非反転増幅回路として動作)。

〈図 6-12〉サレン・キー型ローパス・フィルタの回路構成



この回路構成のもうひとつの利点は、抵抗値の最大と最小の比、およびコンデンサ容量値の最大と最小の比（素子値の幅）が小さいため、大量生産に向いていることがあげられます。周波数と Q はある程度無関係ですが、これらはゲイン・パラメータに非常に敏感です。サレン・キー回路は、特に Q が高いセクションでは、 Q は素子定数に非常に敏感です。サレン・キー型ローパス・フィルタの設計式を図 6-30 (p.116) に示します。

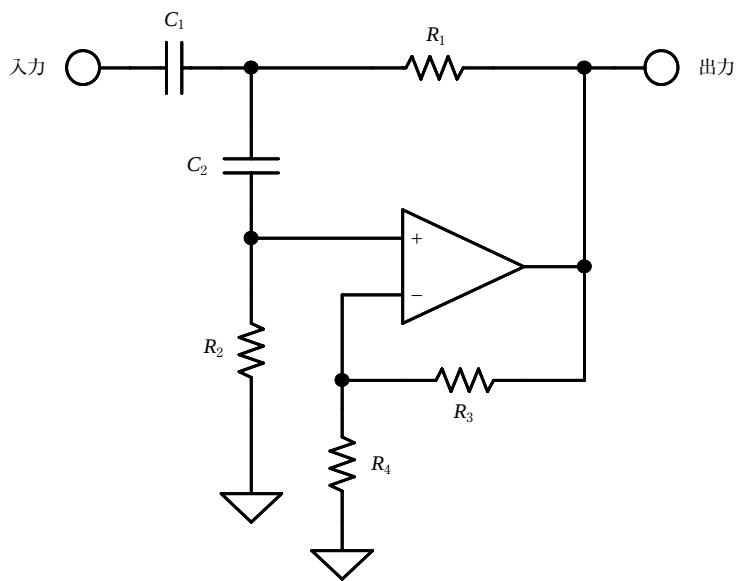
サレン・キー型ローパス・フィルタには特別な場合があります。ゲインを 2 に設定したときには、コンデンサの値と抵抗の値が同じになるのです。

サレン・キー型フィルタは幅広く使われていますが、部品の定数値が f_0 と Q に及ぼす相互作用があるため、フィルタを容易に最適化できないという重大な欠点があります。

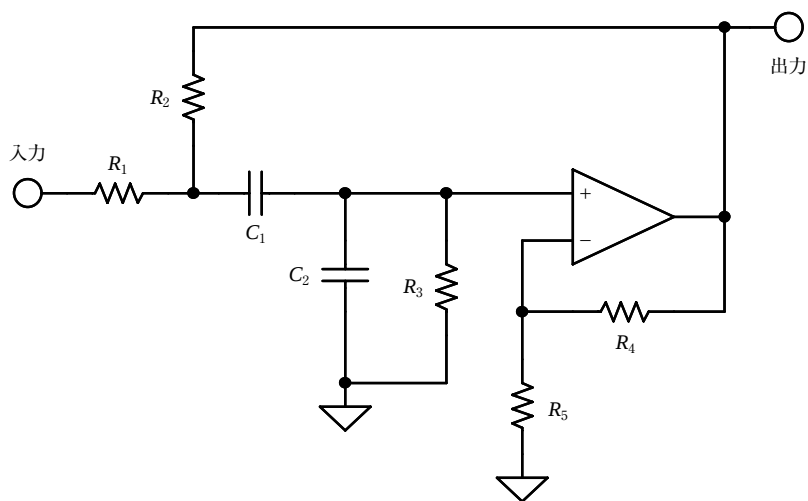
周波数を決定する回路のコンデンサと抵抗（アンプのゲイン調整用抵抗器ではない）を入れ換えることで、ローパス・フィルタをハイパス・フィルタに変換できます。回路を図 6-13 に示します。前述したローパス・フィルタに関するフィルタの感度についての問題は、ハイパス・フィルタにも適用されます。サレン・キー型ハイパス・フィルタの設計式を図 6-31 (p.117) に示します。

サレン・キー型フィルタは図 6-14 のようにバンドパス・フィルタとして使用できます

〈図 6-13〉サレン・キー型ハイパス・フィルタの回路構成



〈図 6-14〉サレン・キー型バンドパス・フィルタの回路構成



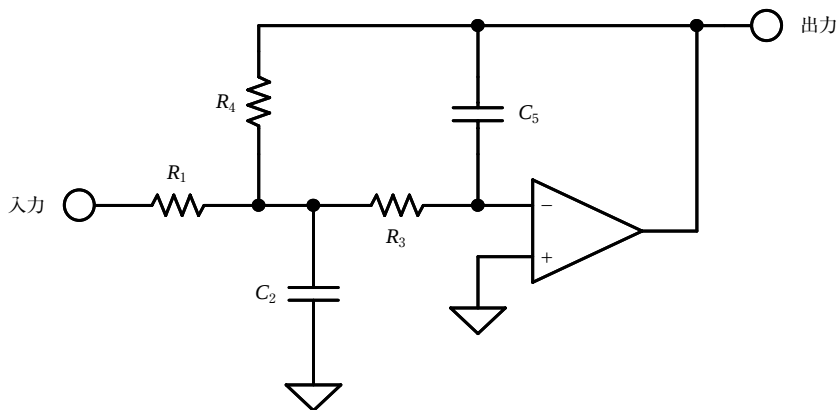
が、この場合には制約事項があります。 Q の値がフィルタのゲインを決定するので、ローパス・フィルタやハイパス・フィルタのときのように、ゲインを独立に設定することはできません。 サレン・キー型バンドパス・フィルタの設計式を図 6-32 (p.118) に示します。

サレン・キー型のノッチ・フィルタも構成できますが、これには好ましくない特性が多数あります。 共振周波数、つまりノッチ周波数は部品同士の相互作用を受けるため簡単には調節することができません。 バンドパス・フィルタの場合と同様に、このセクションのゲインは他の設計パラメータにより固定され、特にコンデンサの定数値は広範囲となります。 そのため、ここでは取り上げません。 バンドパス・フィルタとしては、別の簡単な回路が使用できます。

6-3 多重帰還型フィルタ

多重帰還型フィルタ (multiple feedback filter) では、図 6-15 に示すように OP アンプを積分回路として使用します。 したがって、アンプの伝達関数パラメータへの依存性は、サレン・キー構成の場合より大きくなります。 OP アンプのオープンループ・ゲインには制限があるため、高い周波数で動作する Q の高い回路を作ることは困難です。 経験的にわかっていることは、OP アンプのオープンループ・ゲインは、カットオフ周波数での振幅応答より最低でも 20 dB (10 倍) 以上である必要があります。 これには、フィルタの Q によって生じるピーキングも含まれます。 Q によるピーキングのため、振幅 A_0 は次のよ

〈図 6-15〉多重帰還型ローパス・フィルタの回路構成



うになります。

$$A_0 = HQ \cdots \cdots (6-89)$$

H ：回路のゲイン

多重帰還型フィルタは信号の位相を反転させます。このことは、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ことを意味しています。

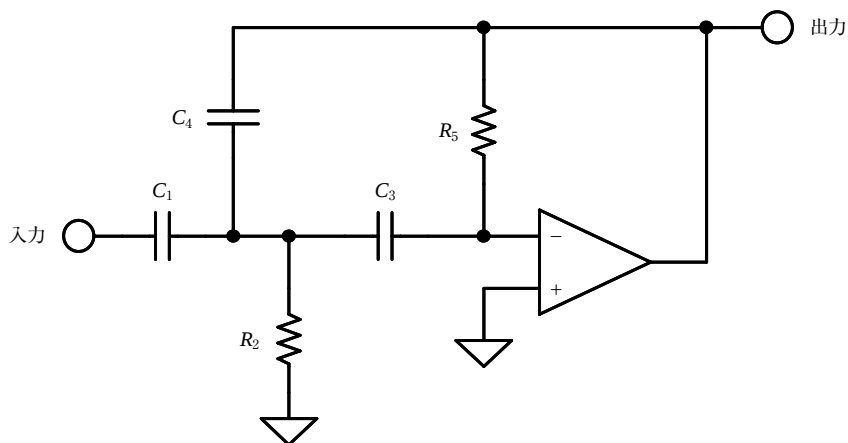
サレン・キー型の場合と比較すると、多重帰還型フィルタでは部品定数の最大値と最小値との比は大きくなります。多重帰還型ローパス・フィルタの設計式を図 6-33 (p.119) に示します。

多重帰還型ローパス・フィルタに関する注意事項は、図 6-16 に示すハイパス・フィルタにも適用されます。ローパス・フィルタをハイパス・フィルタに変換するために、ここでも抵抗とコンデンサを入れ換えていることに注意してください。多重帰還型ハイパス・フィルタの設計式を図 6-34 (p.120) に示します。

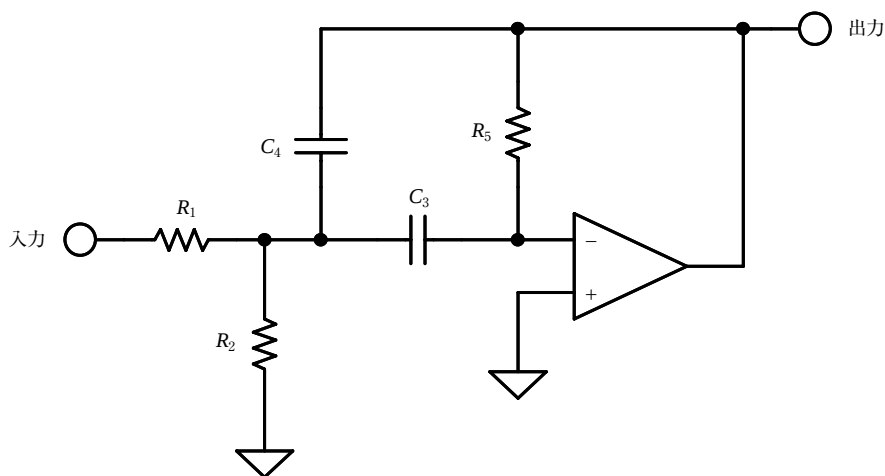
図 6-17 の多重帰還型バンドパス・フィルタの設計式を、図 6-35 (p.121) に示します。この回路は、 Q が低い (20 以下) 応用では広く使用されています。 R_2 を可変抵抗器にすることによって、共振周波数 f_0 のチューニングが可能です。 Q の値も R_5 により調節できますが、同時に f_0 の値も変化します。

f_0 のチューニングは、フィルタへの入力をオシロスコープの垂直軸に接続し、水平軸でフィルタの出力を観測することにより行えます。オシロスコープの表示はリサージュ波形

〈図 6-16〉多重帰還型ハイパス・フィルタの回路構成



〈図 6-17〉多重帰還型バンドパス・フィルタの回路構成



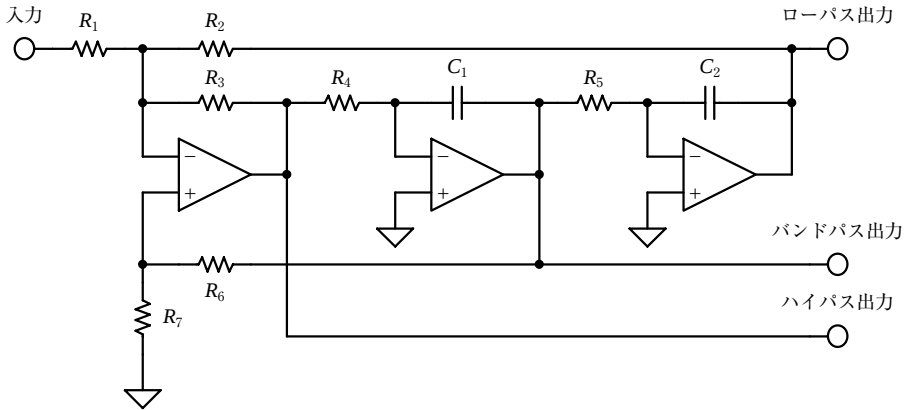
になります。この波形は楕円形であり、位相シフトが 180° であるため共振時には波形はつぶれて直線になります。出力を最大にすることも調整可能ですが、これは共振時にも生じますし、あまり正確ではないのが普通です。特に、ピークが顕著ではなく、 Q の値が小さい場合に言えることです。

6-4 状態変数型フィルタ

状態変数型フィルタ（ステート・バリエブル型フィルタ state variable filter）の回路構成を図 6-18 に示します [参考文献 (11) 参照]。また、設計式を図 6-36 (p.122) に示します。この構成を使用すると、回路の部品点数は増えますが、非常に精密な動作を実現することができます。三つの主要なパラメータ（ゲイン、 Q 、 ω_0 ）は個々に調節でき、ローパス、ハイパス、バンドパス・フィルタの出力が同時に得られます。ローパス・フィルタとハイパス・フィルタの出力の位相は反転していますが、バンドパス・フィルタでは同相であることに注意してください。このフィルタの各出力のゲインは、個別に変化させることもできます。

ローパス・セクションとハイパス・セクションの出力の和をとるアンプを追加すると、ノッチ機能を実現することもできます。加算されるセクションの比を変えることにより、ローパス・ノッチ、標準ノッチ、ハイパス・ノッチを実現することができます。標準ノッチは、追加した OP アンプ・セクションの入力とバンドパス・フィルタの出力との差をと

〈図 6-18〉状態変数型フィルタの回路構成



ることによっても実現できます。入力とバンドパス・フィルタとの差をとることにより、アンプ4個の構成でオールパス・フィルタを構成することもできます。この場合には、バンドパス・ゲインは2に設定する必要があります。

状態変数型フィルタのパラメータはすべて個別に設定できるので、部品の定数値の差を最少限にすることができます。また、温度変化および部品の誤差による変動を最小限にすることもできます。積分回路で使われるOPアンプには、多重帰還型フィルタの項で述べたのと同様に、OPアンプのゲインと帯域幅積に関する制約事項があります。

状態変数型フィルタの共振周波数のチューニングは、 R_4 と R_5 を変化させて行います。両者をチューニングする必要はありませんが、広い範囲で変化させたいのであれば、一般的には両者をチューニングするほうが好ましいでしょう。 R_1 を一定の値に保ち、 R_2 をチューニングしてローパス・フィルタのゲインを設定し、 R_3 をチューニングすることによりハイパス・フィルタのゲインを設定します。バンドパス・フィルタのゲインと Q は、 R_6 と R_7 の比により設定されます。

状態変数型フィルタのパラメータは独立しており、チューニングが可能なので、周波数、 Q 、 ω_0 を電子的に制御することが容易にできます。この制御は、アナログ乗算器、乗算型D-Aコンバータ(Multiplying Digital to Analog Converter; MDAC)、またはデジタル・ポテンショメータにより実現できます。積分回路のセクションにアナログ乗算器またはMDACを追加し、抵抗器を駆動する電圧を分割することによって、実効的に時定数を増加させることができます。また、積分回路のコンデンサへの充電電流は実効的に抵抗

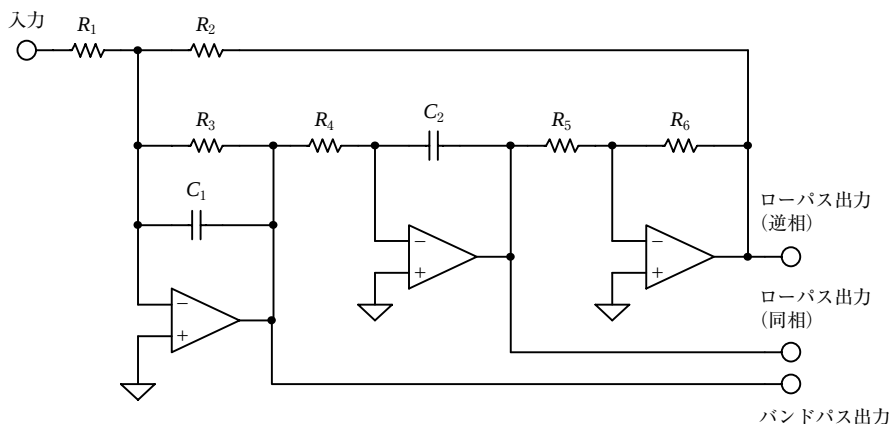
を増加させることになり、時定数が増加します。Qとゲインは、それぞれのフィードバック経路の比を変えることによって変えることができます。デジタル・ポテンショメータを使用すると、抵抗値を直接的に変えられるので、これらをより直接的に行うことができます。このようにして構成した電子的に可変が可能なフィルタは、計測回路や制御回路でよく使用されます。実際の回路例は第8章で示しています。

6-5 バイクワッド・フィルタ

状態変数型フィルタの親戚にあたるのがバイクワッド・フィルタ (biquad filter, あるいは biquadratic filter) です。回路構成を図6-19に示します。この回路の名称は、1968年にJ. Towによって使われ[参考文献(11)], 後にL. C. Thomasによっても1971年に使われています[参考文献(12)]。この名称は、伝達関数の分子と分母が2次関数であるということに由来しています。そのため、伝達関数は4次関数になります。この回路は、状態変数型フィルタの回路を少し変更したものです。大きな違いは、ハイパス・フィルタ出力がないことです。バンドパス・フィルタ出力の位相は反転しています。ローパス・フィルタ出力が二つありますが、そのうちの一つは同相であり、もう一つは逆相です。アンプを追加して4個にすると、ハイパス、ノッチ(ローパス、標準、ハイパス)、オールパス・フィルタを実現することができます。バイクワッド・フィルタの設計式を図6-37(p.125)に示します。

図6-37からわかるように、バイクワッド・フィルタをオール・パス型にする場合、

〈図6-19〉バイクワッド・フィルタの回路構成



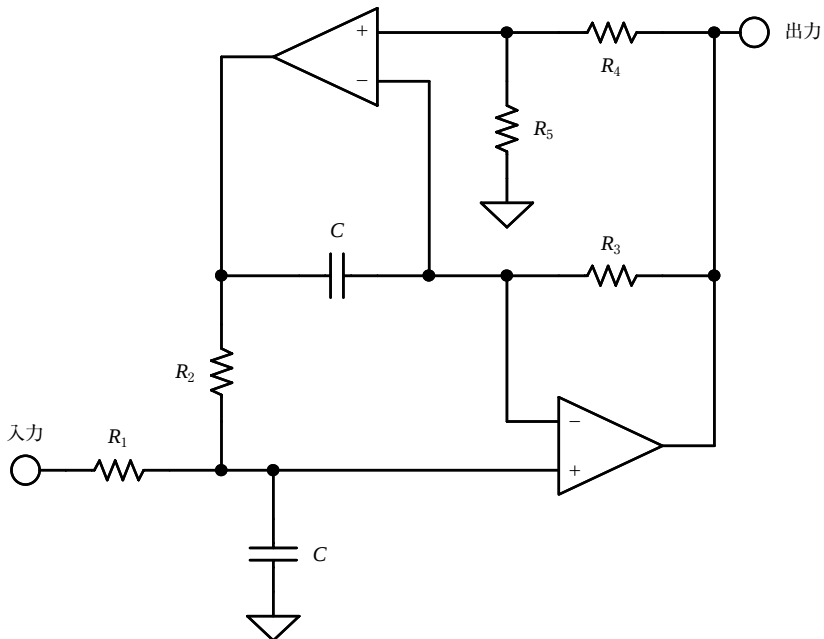
$R_8 = R_9/2$ ，および $R_7 = R_9$ とします．このことは，伝達関数の項を正しくするために必要です．ハイパス出力を得るには，入力とバンドパス出力，および2番目のローパス出力を加算します．この場合の制約条件は， $R_1 = R_2 = R_3$ ，および $R_7 = R_8 = R_9$ であることです．

状態変数型フィルタの場合と同様に，バイクウッド・フィルタもチューニングが可能です．抵抗 R_3 の値を調整すると， Q の値を制御できます． R_4 を調整すると，共振周波数を設定できます．また， R_1 によりゲインが調整できます．通常は周波数を調整し，そのあとに Q とゲインを調整します．このような方法でパラメータの値を設定すると，部品同士の値による相互作用の影響を最小限にすることができます．

6-6 デュアルアンプ・バンドパス・フィルタ (DABP)

デュアルアンプ・バンドパス・フィルタ (Dual Amplifier Bandpass filter ; DABP) は，高い Q と高い周波数が要求される設計で有効です．この回路が部品の値により受ける影響度は小さく，部品定数の差も大きくありません．この回路がもつ有用な性質は， Q と共

〈図 6-20〉デュアルアンプ・バンドパス・フィルタの回路構成



振周波数を別々に調節できることです。

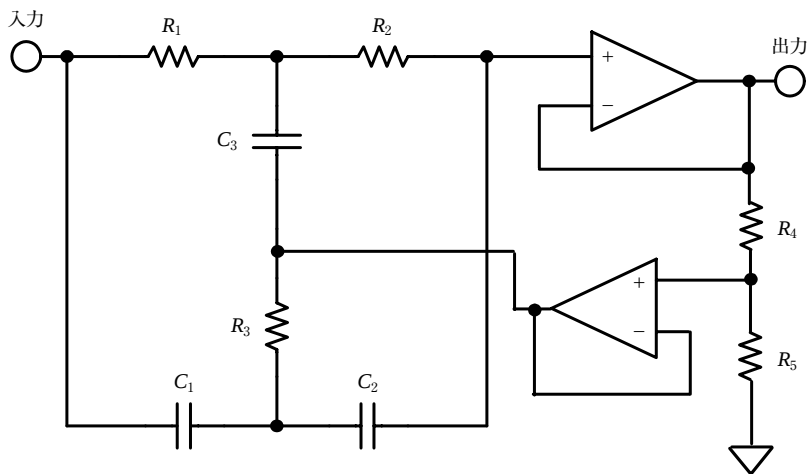
回路構成を図6-20に示します。共振周波数は R_2 により調整できます。 R_1 は Q の調整用です。この回路構成ではデュアル型のOPアンプを使用すると有効です。二つのOPアンプの特性が一致していれば、 Q がOPアンプのパラメータから受ける影響度を低くすることができます。

このDABPの共振時のゲインは2です。ゲインを小さくする必要がある場合には、抵抗 R_1 を分割して分圧器を構成します。このことは、図6-38 (p.127) に示すDABPの設計式にも補足として示してあります。

6-7 ツインT型ノッチ・フィルタ

ツインT回路は、汎用ノッチ回路として広く使用されています。回路構成を図6-21に示します。ツインT回路を受動素子だけで構成すると（フィードバックがない構成）、 Q の値が0.25に固定されてしまうという大きな欠点があります。この問題は、基準ノードに対して正帰還をかけることによって解決できます。フィードバックされる信号の大きさは R_4 と R_5 の比で設定されますが、これにより回路の Q の値が決まり、したがってノッチの深さが決まります。ノッチの深さを最大にするためには、抵抗 R_4 と R_5 、および下側のOPアンプを取り除けばよいのです。この場合、 C_3 と R_3 を結ぶ箇所は直接出力に接続されます。

〈図6-21〉ツインT型ノッチ・フィルタの回路構成



調整は容易にはできません。標準的な誤差 1 % の部品を使用した場合、期待できるノッチ量は 60 dB がせいぜいであり、通常は 40 ~ 50 dB です。

このツイン T 型ノッチ・フィルタの設計式を図 6-39 (p.128) に示します。

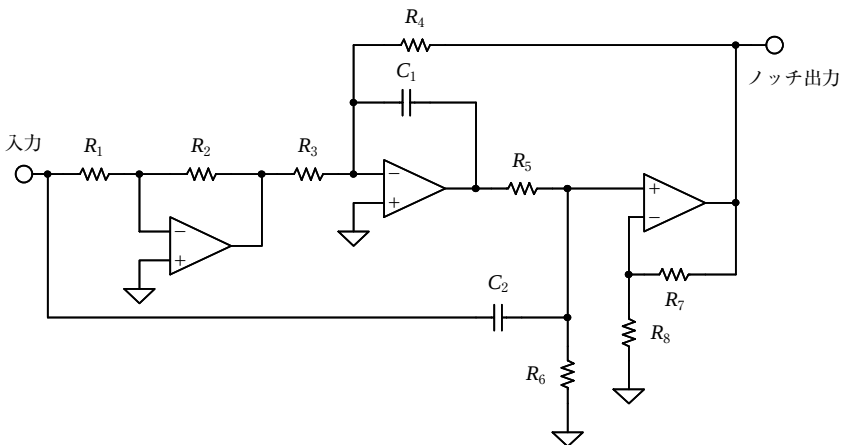
6-8 バインター・ノッチ・フィルタ

バインター (Bainter) 回路は単純なノッチ・フィルタです [参考文献 (21) 参照]。図 6-22 に示すように、バインター回路は二つのフィードバック・ループをもつ単純な回路から構成されます。興味深いことに他の回路構成とは異なり、ノッチの Q は部品定数のマッチングに依存するのではなく、アンプのゲインによってのみ左右されます。したがって、ノッチの深さは温度、経年変化、およびその他の環境要素によって変動することはありません。ノッチ周波数は変動しますが、ノッチの深さは変化しません。

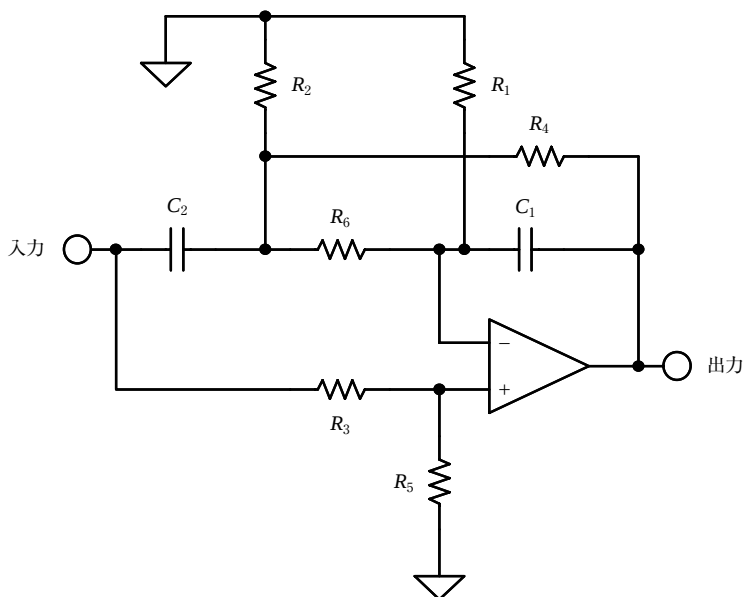
OP アンプのオープンループ・ゲインが 10^4 であれば、 Q_Z は 200 以上になります。直交的に調整を行えば、部品間の相互作用を最低限度に抑えることができます。 R_6 により Q の調整を行い、 R_1 により ω_Z の調整を行います。 R_3 の値を変化させて ω_0 と ω_Z の比を設定すれば、ローパス・ノッチ ($R_4 > R_3$)、標準ノッチ ($R_4 = R_3$)、ハイパス・ノッチ ($R_4 < R_3$) を構成することができます。

図 6-40 (p.129) にバインター・ノッチ・フィルタ回路の設計式を示します。

〈図 6-22〉バインター・ノッチ・フィルタの回路構成



〈図 6-23〉ボクター・ローパス・ノッチ・フィルタの回路構成



6-9 ボクター・ノッチ・フィルタ

ボクター (Bodtor) 回路は少し複雑ですが、使用する OP アンプは 1 個だけです [参考文献 (22), (23) 参照]。部品点数が多いため、部品選択の際の自由度は広がります。この回路の部品による影響度は低く、各種パラメータをかなり独立に決めることができます。

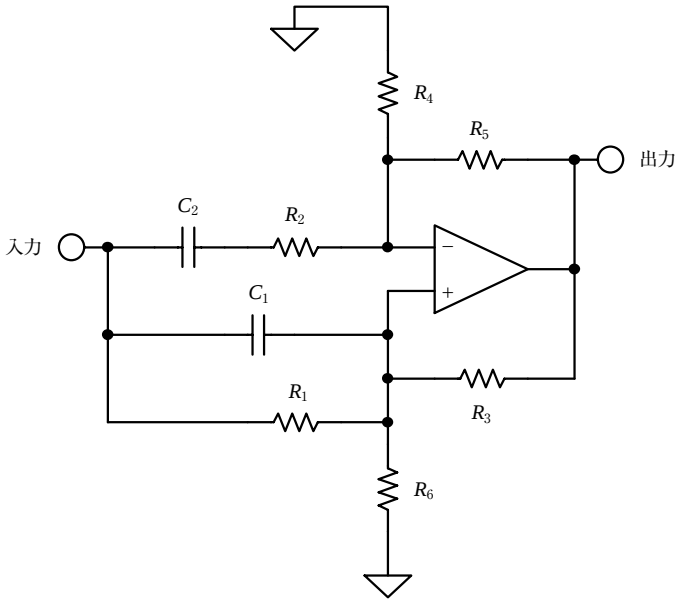
ボクター・ノッチには、図 6-23 に示すローパス・ノッチと図 6-24 に示すハイパス・ノッチの二つの形態があります。ローパス・ノッチを調節する場合には、次のような順序で行うと良い結果が得られます。① R_4 により ω_0 を調節する。② R_2 により Q_0 を調節する。③ R_3 により Q_Z を調節する。④最後に、 R_1 により ω_Z を調節する。

部品の値を実現可能なものにするためには、次式のような変数 k_1 を定義する必要があります。

$$\frac{\omega_0^2}{\omega_Z^2} < k_1 < 1 \quad \dots\dots\dots (6-90)$$

ローパス・ノッチの場合の設計式を図 6-41 (p.130) に、ハイパス・ノッチの場合の設計

〈図 6-24〉ボクター・ハイパス・ノッチ・フィルタの回路構成



式を図 6-42 (p.131) に示します。

ハイパス・ノッチの場合には、回路のゲインが十分であり、次の式が満足されることが必要です。

$$Q < \frac{1}{1 - \frac{\omega_z^2}{\omega_0^2}} \dots\dots\dots (6-91)$$

しかし、一つのアンプと二つのコンデンサだけでハイパス・ノッチを実現できます。この場合、二つのコンデンサの値は同じになります。ポール周波数 ω_0 とゼロ周波数 ω_z はアンプのゲインとは完全に独立しています。抵抗値を上手に選択すれば、5 %誤差のコンデンサを使うこともできます。

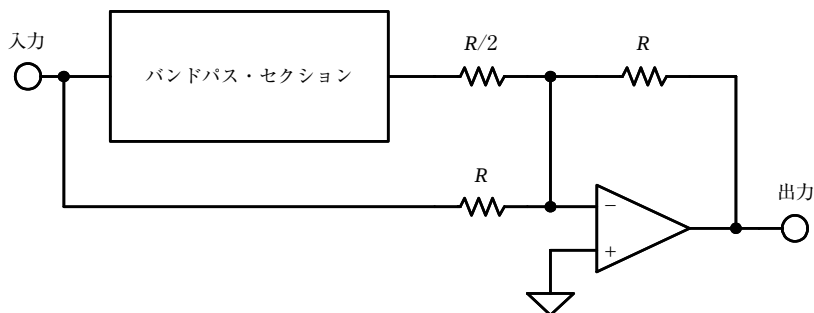
6-10 1ーバンドパス型ノッチ・フィルタ

状態変数型フィルタとバイクワッド・フィルタの項で述べたように、ノッチ・フィルタ

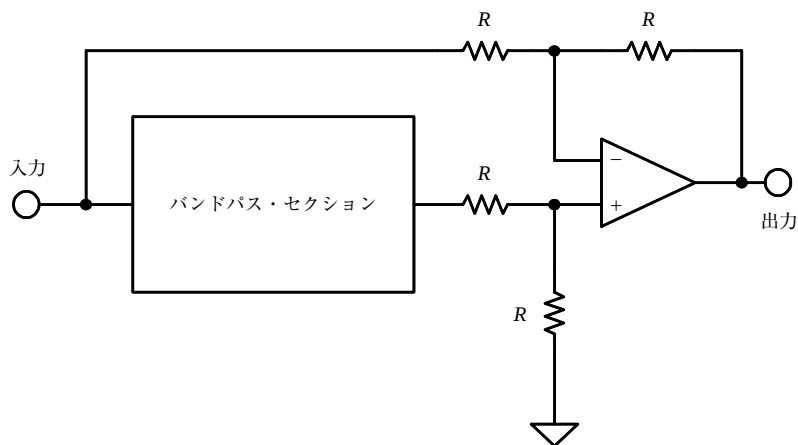
は「1 - BP」の形で構成することができます。バンドパス・セクションとしては、前述した全極型バンドパス構成だけでなく、その他のバンドパス・セクションを使用できます。必要なのは入力からバンドパス出力を差し引くことであって、加算することではないので、**図 6-25**ではバンドパス・セクションは反転型（多重帰還型など）であり、**図 6-26**では非反転型（サレン・キー回路など）となっています。

抵抗値を決定する際には、バンドパス・セクションのゲインも考慮する必要があることに注意してください。バンドパス・セクションのゲインが1であれば、抵抗値は同じ値になります。

〈図 6-25〉反転型バンドパス構成による 1 - BP フィルタの回路構成



〈図 6-26〉非反転型バンドパス構成による 1 - BP フィルタの回路構成



6-11 オールパス・フィルタ

● 1次オールパス・フィルタ

1次オールパス・フィルタの一般形式を図6-27に示します。同図(a)の単純なRCハイパス・フィルタの場合には、回路には位相シフトがあり、0 Hzでは -180° 、高い周波数では 0° となります。 $\omega = 1/RC$ である場合には -90° になります。抵抗を可変抵抗器にすれば、特定の周波数における遅延を調節することができます。

同図(b)のように機能をローパスに変更しても、フィルタはやはり1次オールパス・フィルタであり遅延式も維持されますが、信号の特性は反転し0 Hzでは 0° 、高い周波数では -180° となります。

1次オールパス・フィルタの計算式を図6-43 (p.133) に示します。

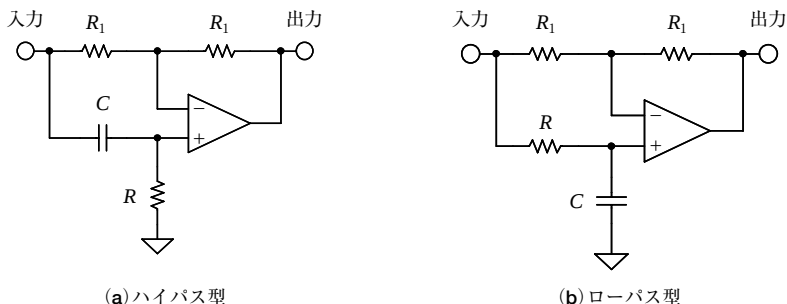
● 2次オールパス・フィルタ

図6-28に示す2次オールパス・フィルタは、デリアニス (Delyiannis) によってはじめで論じられました [参考文献 (17) 参照]。この回路がもつ主要な魅力は、OP アンプを一つだけしか必要としないことです。オールパス・フィルタは、1 - 2BP の形でも実現できることを思い出してください。

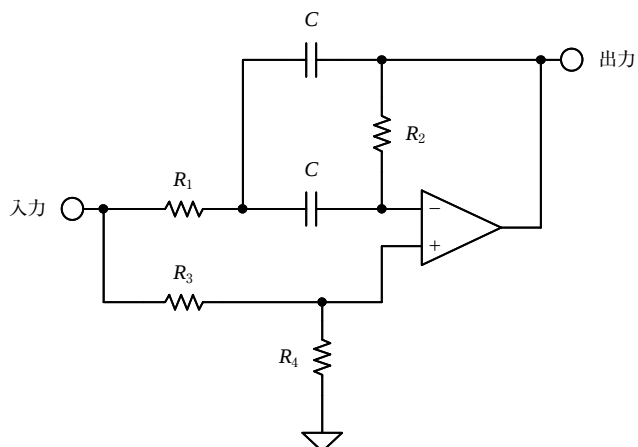
これまで解説してきたポールによる実現方法をすべて使用できますが、バンドパス・セクションが位相を反転するかどうかについて注意する必要があります。バンドパス・セクションのゲインは2にする必要があることにも注意します。この目的のためには、DABP 構成が特に有効です。DABP 構成のゲインは2に固定されているからです。

図6-44 (p.134) に、2次オールパス・フィルタの計算式を示します。

〈図6-27〉1次オールパス・フィルタの回路構成



〈図 6-28〉2 次オールパス・フィルタの回路構成



*

*

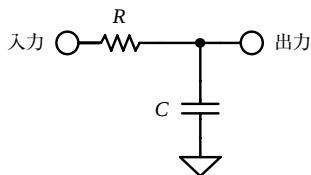
以下，図 6-29 ～ 図 6-44 に各種アクティブ・フィルタ設計のための計算式を示します．計算には， H ， $\omega_0 (2\pi f_0)$ ， Q ，および $\alpha (1/Q)$ の値が必要ですが，これらは第 4 章の設計表から取って与えます．

【額田訳】

〈図 6-29〉シングル・ポール・フィルタの設計式

シングル・ポール

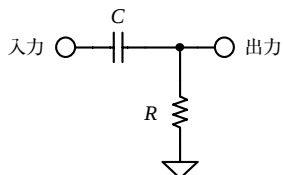
ローパス



$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{1}{sCR + 1}$$

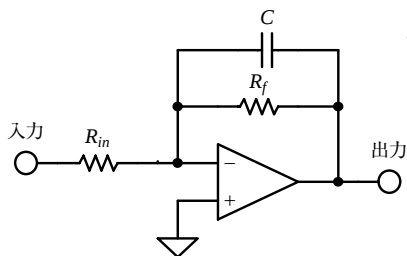
$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

ハイパス



$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{sCR}{sCR + 1}$$

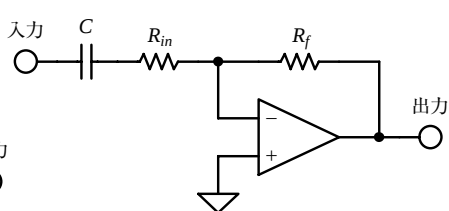
$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$



$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{R_f}{R_{in}} \frac{1}{sCR_2 + 1}$$

$$H_0 = -\frac{R_f}{R_{in}}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_f C}$$



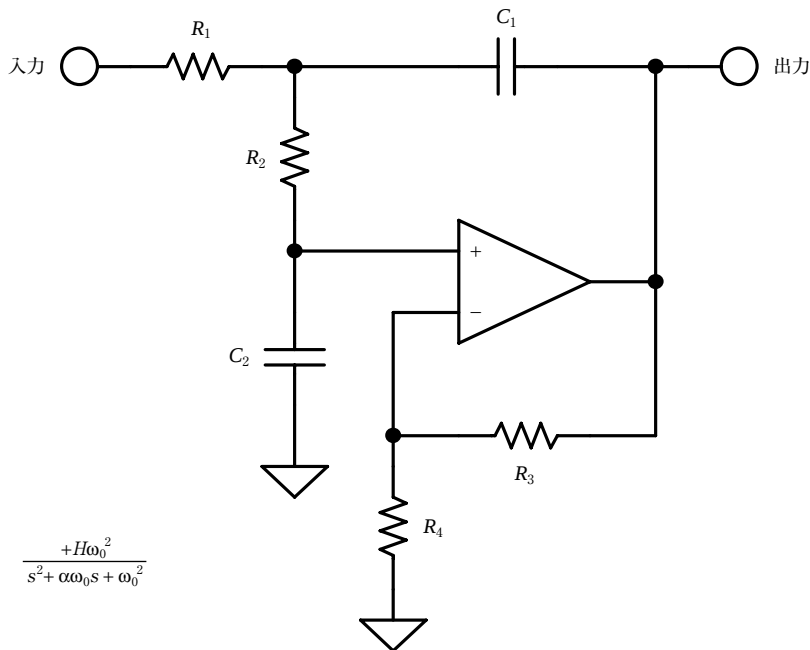
$$\frac{V_O}{V_{IN}} = -\frac{R_f}{R_{in}} \frac{sCR_1}{sCR_1 + 1}$$

$$H_0 = -\frac{R_f}{R_{in}}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_{in} C}$$

〈図 6-30〉サレン・キー型ローパス・フィルタの設計式

サレン・キー (ローパス)



$$\frac{+H\omega_0^2}{s^2 + \alpha\omega_0 s + \omega_0^2}$$

$$\frac{V_0}{V_{IN}} = \frac{H \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}{s^2 + s \left[\frac{C_2}{R_1} + \frac{C_2}{R_2} + (1-H) \frac{C_1}{R_2} \right] + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

まず,

 C_1 と R_3 を選択する

次に, 下記を計算する

$$k = 2\pi f_0 C_1$$

$$R_4 = \frac{R_3}{(H-1)}$$

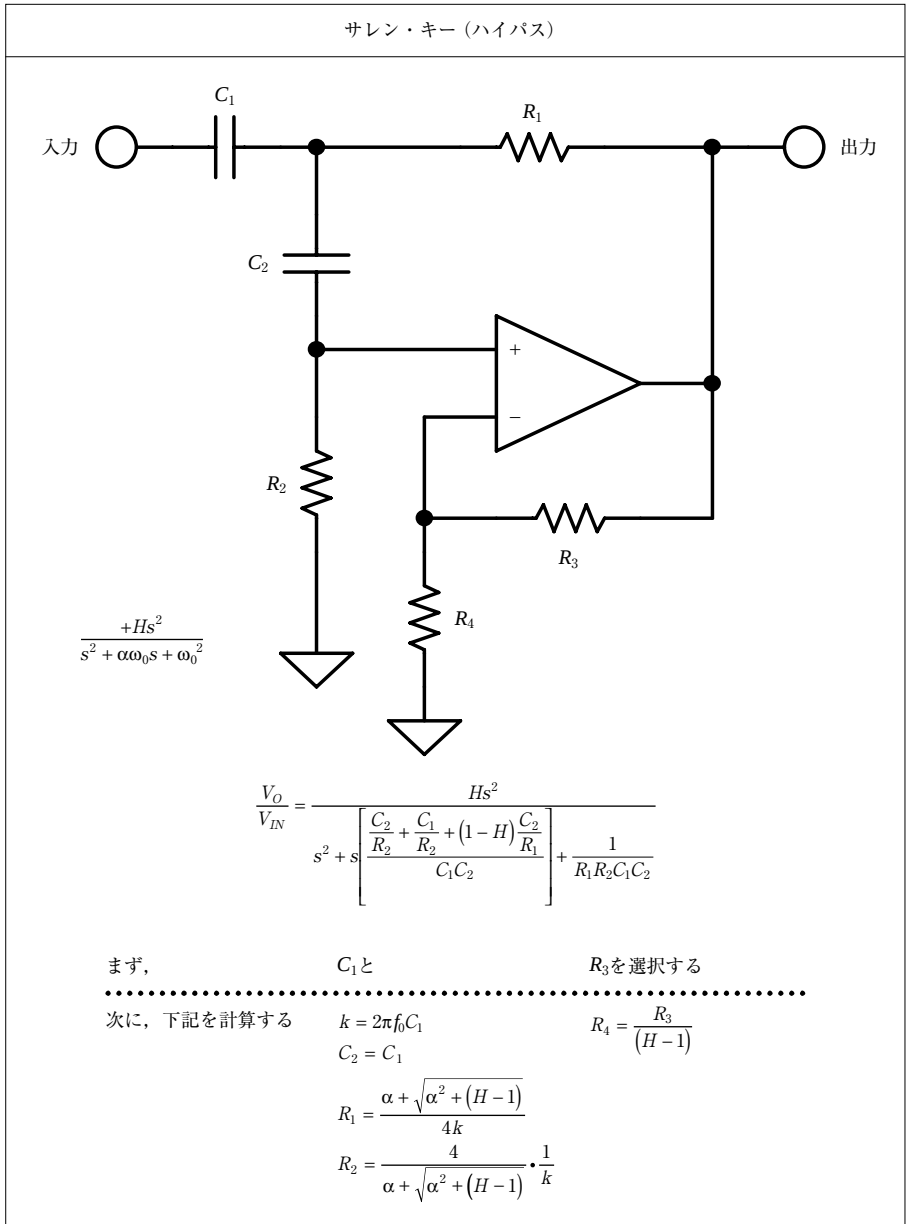
$$m = \frac{\alpha^2}{4} + (H-1)$$

$$C_2 = mC_1$$

$$R_1 = \frac{2}{\alpha k}$$

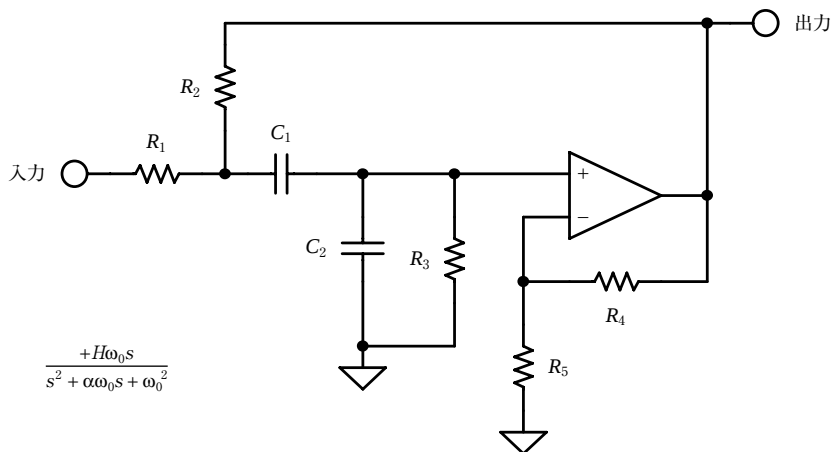
$$R_2 = \frac{\alpha}{2mk}$$

〈図 6-31〉サレン・キー型ハイパス・フィルタの設計式



〈図 6-32〉 サレン・キー型バンドパス・フィルタの設計式

サレン・キー (バンドパス)



$$\frac{+H\omega_0 s}{s^2 + \alpha\omega_0 s + \omega_0^2}$$

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{Hs \frac{1}{R_1 C_2}}{s^2 + s \left[\frac{\frac{C_1}{R_3} + \frac{(C_1 + C_2)}{R_1} + \frac{C_2}{R_2} + \frac{C_1}{R_2}}{C_1 C_2} \right] + \frac{1}{R_3 C_1 C_2} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2} \right)}$$

まず,

 C_1 と R_4 を選択する

次に, 下記を計算する

$$k = 2\pi f_0 C_1$$

$$R_5 = \frac{R_4}{(H-1)}$$

$$C_2 = \frac{1}{2} C_1$$

$$R_1 = \frac{2}{k}$$

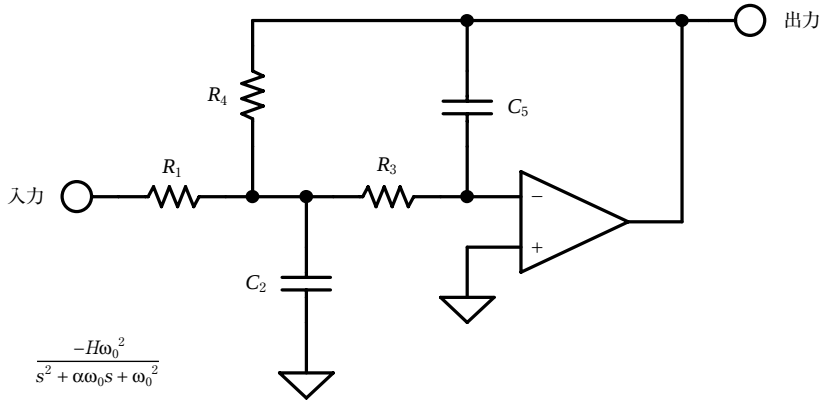
$$R_2 = \frac{2}{3k}$$

$$R_3 = \frac{4}{k}$$

$$H = \frac{1}{3} \left(6.5 - \frac{1}{Q} \right)$$

〈図 6-33〉多重帰還型ローパス・フィルタの設計式

多重帰還型（ローパス）



$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{-H \frac{1}{R_3 R_4 C_2 C_5}}{s^2 + s \frac{1}{C_2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) + \frac{1}{R_3 R_4 C_2 C_5}}$$

まず, C_5 を選択する

次に, 下記を計算する

$$k = 2\pi f_0 C_5$$

$$C_2 = \frac{4}{\alpha^2} (H+1) C_5$$

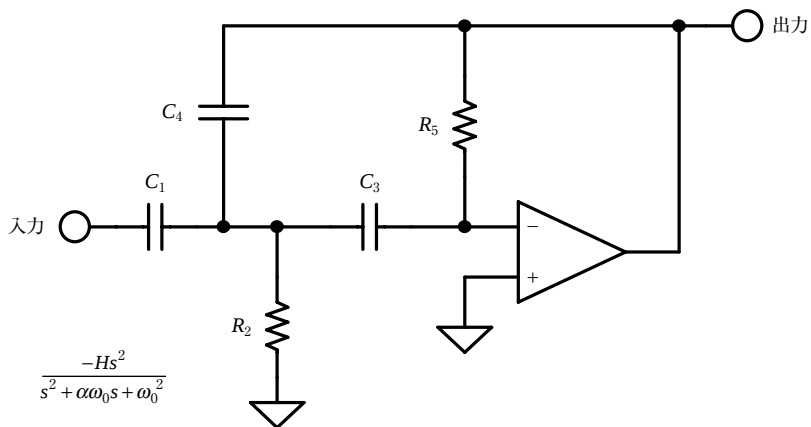
$$R_1 = \frac{\alpha}{2Hk}$$

$$R_3 = \frac{\alpha}{2(H+1)k}$$

$$R_4 = \frac{\alpha}{2k}$$

〈図 6-34〉多重帰還型ハイパス・フィルタの設計式

多重帰還型 (ハイパス)



$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{-s^2 \frac{C_1}{C_4}}{s^2 + s \frac{(C_1 + C_3 + C_4)}{C_3 C_4 R_5} + \frac{1}{R_2 R_5 C_3 C_4}}$$

まず, C_1 を選択する

次に, 下記を計算する

$$k = 2\pi f_0 C_1$$

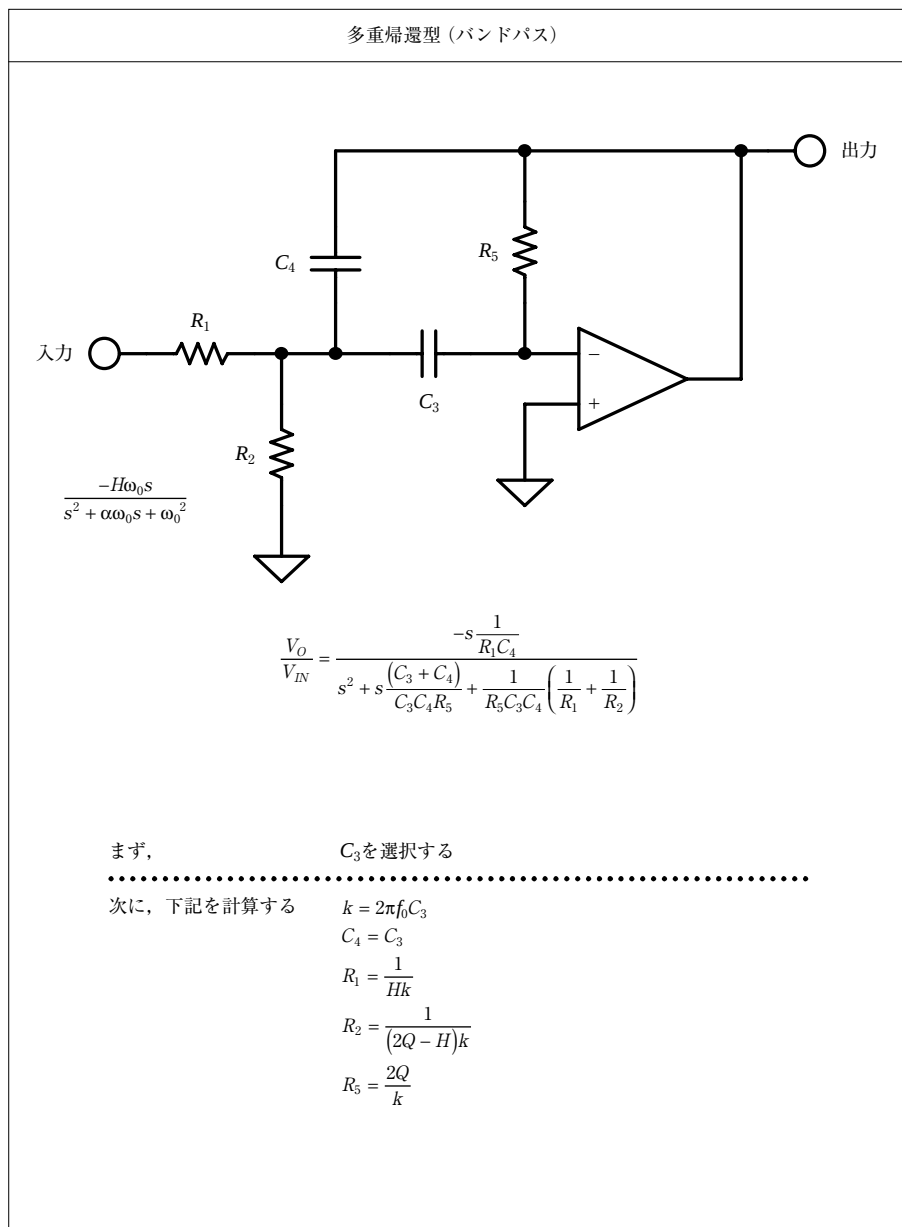
$$C_3 = C_1$$

$$C_4 = \frac{C_1}{H}$$

$$R_2 = \frac{\alpha}{k \left(2 + \frac{1}{H} \right)}$$

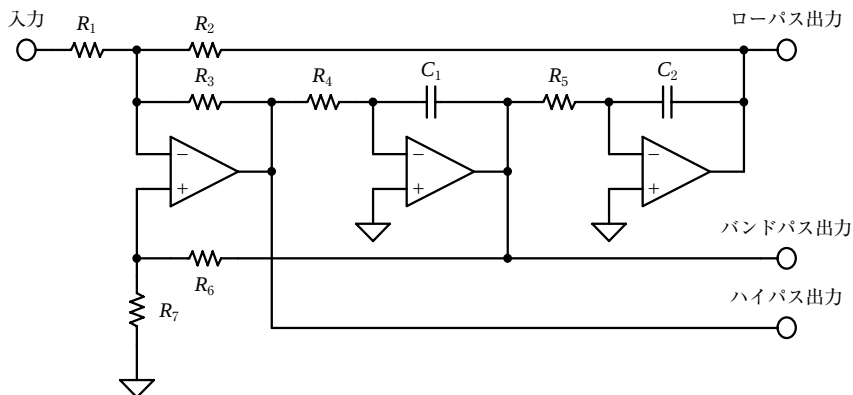
$$R_5 = \frac{H \left(2 + \frac{1}{H} \right)}{\alpha k}$$

〈図 6-35〉多重帰還型バンドパス・フィルタの設計式



〈図 6-36〉状態変数型フィルタの設計式

状態変数型 (A)



$$A_{LP}(s=0) = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$A_{HP}(s=\infty) = -\frac{R_3}{R_1}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_3}{R_2 R_4 R_5 C_1 C_2}}$$

$$R_4 = R_5 = R, \quad C_1 = C_2 = C \text{ とする}$$

$$A_{BP}(s=\omega_0) = \frac{\frac{R_6 + R_7}{R_7}}{R_1 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right)}$$

 R_1 を選択する

$$R_2 = A_{LP} R_1$$

$$R_3 = A_{HP} R_1$$

 C を選択する

$$R = \frac{2\pi f_0}{C} \sqrt{\frac{A_{HP}}{A_{LP}}}$$

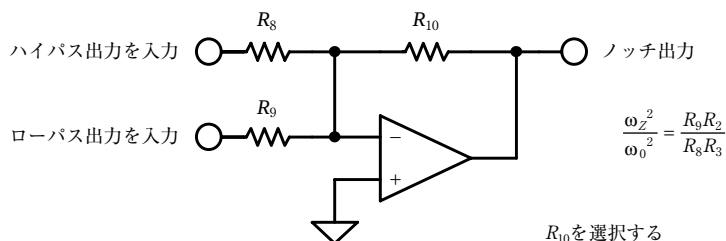
 R_7 を選択する

$$R_6 = R_7 \sqrt{R_2 R_3} Q \left(\frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}} \right)$$

〈図 6-36〉つづき

状態変数型 (B)

ノッチの場合



$$\frac{\omega_Z^2}{\omega_0^2} = \frac{R_9 R_2}{R_8 R_3}$$

$A_{HP}, A_{LP}, A_{NOTCH} = 1$ となるように選択する

R_{10} を選択する

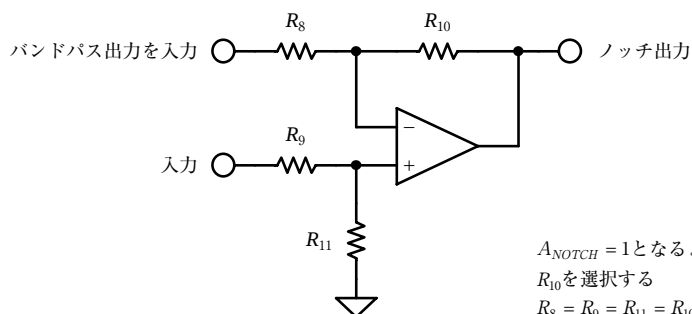
$\omega_Z = \omega_0$ の場合, $R_8 = R_9 = R_{10}$

$\omega_Z < \omega_0$ の場合, $R_9 = R_{10}$

$$R_8 = \frac{\omega_0^2}{\omega_Z^2} R_{10}$$

$\omega_Z > \omega_0$ の場合, $R_8 = R_{10}$

$$R_9 = \frac{\omega_Z^2}{\omega_0^2} R_{10}$$



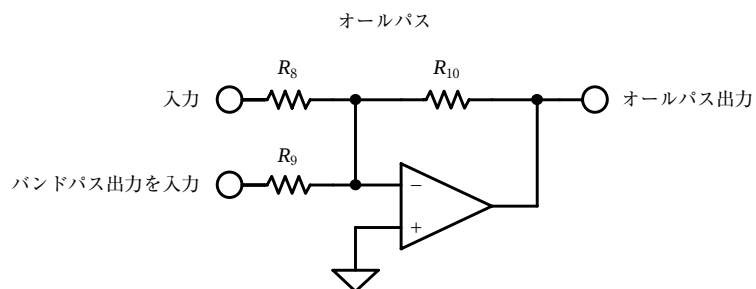
$A_{NOTCH} = 1$ となるように選択する

R_{10} を選択する

$R_8 = R_9 = R_{11} = R_{10}$

〈図 6-36〉つづき

状態変数型 (C)



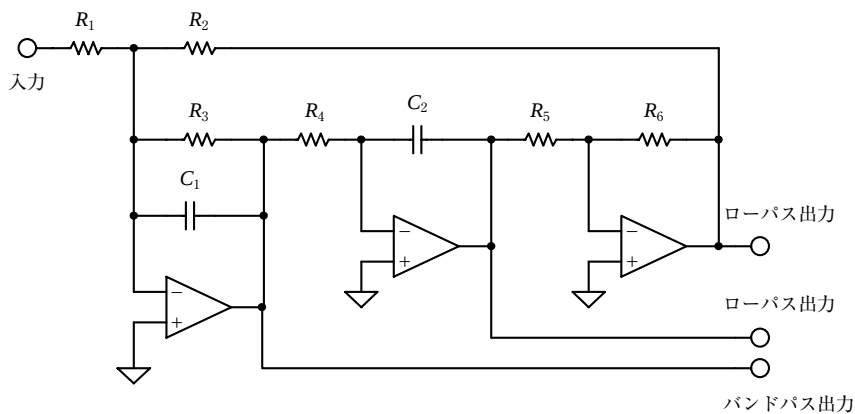
$$H = 1$$

$$R_8 = R_{10}$$

$$R_9 = R_8 / 2$$

〈図 6-37〉バイクワッド・フィルタの設計式

バイクワッド型 (A)



C, R_2, R_5 を選択する

$$K = 2\pi f_0 C$$

$$C_1 = C_2 = C$$

$$R_1 = \frac{R_2}{H}$$

$$R_3 = \frac{1}{k\alpha}$$

$$R_4 = \frac{1}{k^2 R_2}$$

C, R_5, R_7 を選択する

$$K = 2\pi f_0 C$$

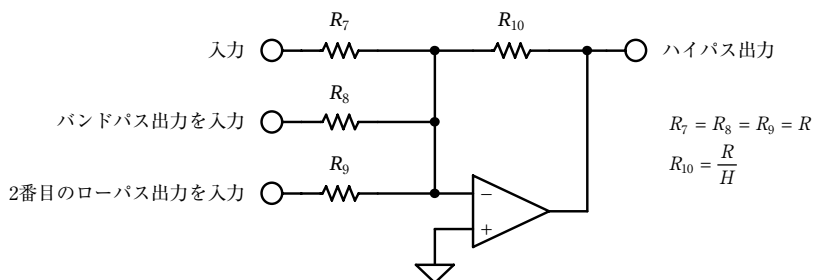
$$C_1 = C_2 = C$$

$$R_1 = R_2 = R_3 = \frac{1}{k\alpha}$$

$$R_4 = \frac{1}{k^2 R_2}$$

$$R_6 = R_5$$

ハイパスのための追加回路



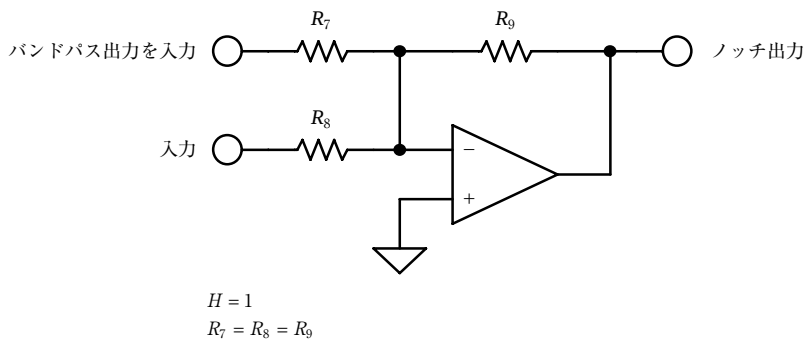
$$R_7 = R_8 = R_9 = R$$

$$R_{10} = \frac{R}{H}$$

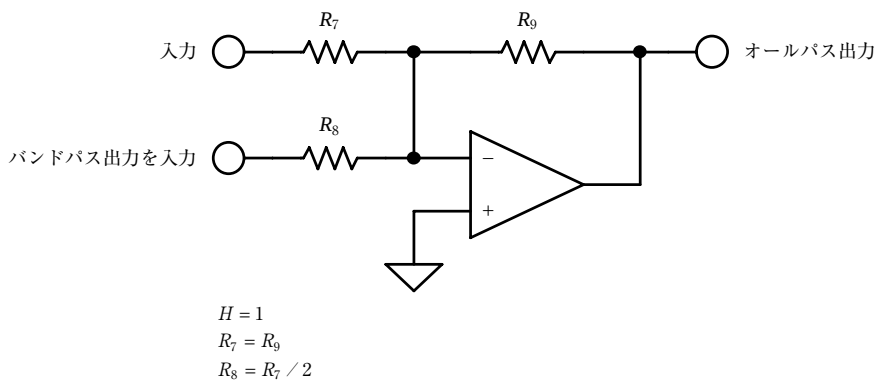
〈図 6-37〉つづき

バイクワッド型 (B)

ノッチのための追加回路

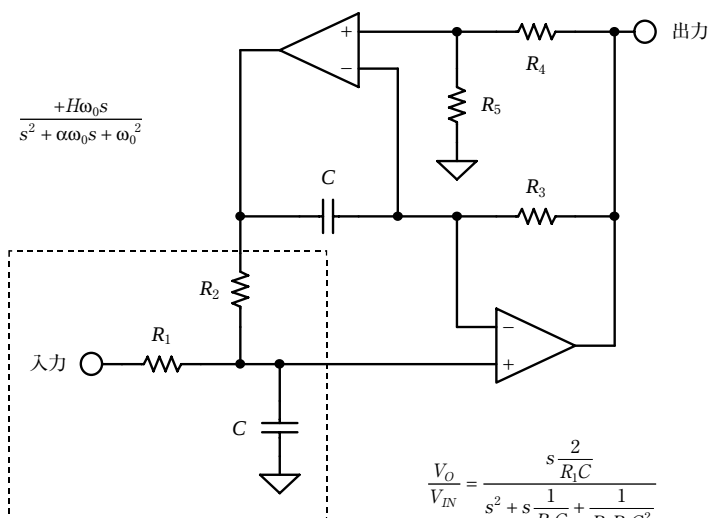


オールパスのための追加回路



〈図 6-38〉デュアルアンプ・バンドパス・フィルタの設計式

デュアルアンプ・バンドパス



まず,

 C と R_4 を選択する

次に, 下記を計算する

$$R = \frac{1}{2\pi f_0 C}$$

$$R_5 = R_4$$

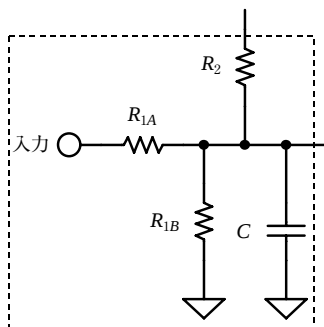
$$R_1 = QR$$

$$R_2 = R_3 = R$$

ゲインが2以下の場合 (ゲイン: A_V)

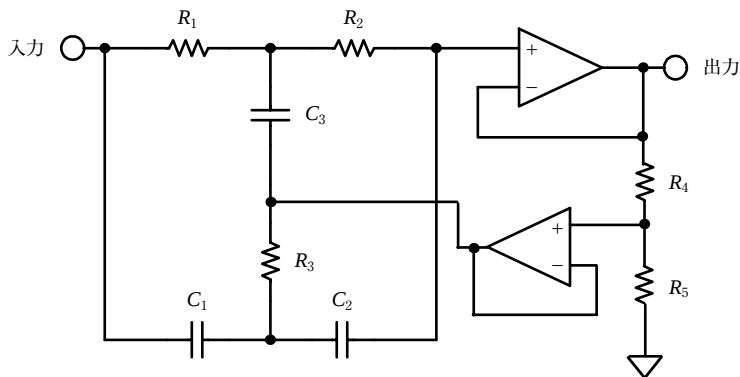
$$R_{1A} = \frac{2R_1}{A_V}$$

$$R_{1B} = \frac{R_{1A} A_V}{2 - A_V}$$



〈図 6-39〉ツインT型ノッチ・フィルタの設計式

ツインT型ノッチ



$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{s^2 + \frac{1}{RC}}{s^2 + \frac{1}{RC} \left(4 \left(1 - \frac{R_5}{R_4 + R_5} \right) s + \frac{1}{RC} \right)}$$

$$\frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + 4\omega_0(1-K)s + \omega_0^2}$$

まず,

Cと

R'を選択する

次に, 下記を計算する

$$k = 2\pi f_0 C$$

$$R_4 = (1-K)R'$$

$$R = \frac{1}{k}$$

$$R_5 = KR'$$

$$R = R_1 = R_2 = 2R_3$$

$$K = 1 - \frac{1}{4Q}$$

$$C = C_1 = C_2 = \frac{C_3}{2}$$

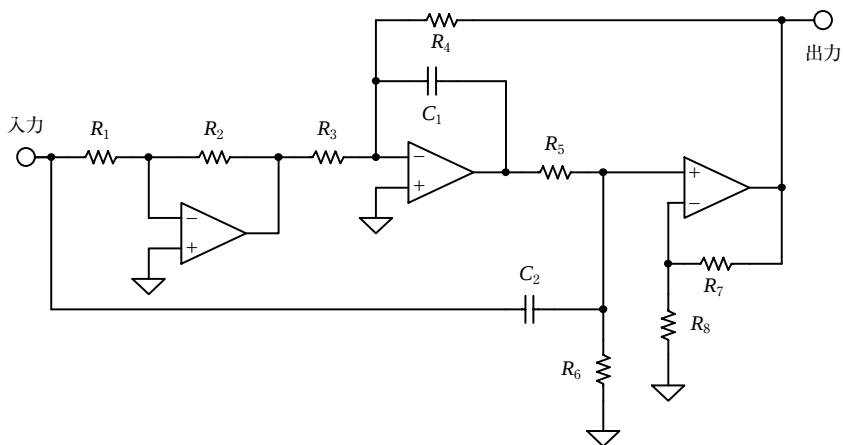
$K=1$ の場合には, R_4 と R_5 を省略する
(つまり, $R_5 \rightarrow \text{オープン}$, $Q \rightarrow \infty$)

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

$R \gg R_4$ の場合には, バッファを省略する

〈図 6-40〉バインター・ノッチ・フィルタの設計式

バインター・ノッチ



$$\frac{H(s^2 + \omega_z^2)}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}$$

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{K_2 \cdot \left[s^2 + \frac{K_1}{R_3 R_5 C_1 C_2} \right]}{s^2 + \frac{(R_5 + R_6)}{R_5 R_6 C_2} s + \frac{K_2}{R_4 R_5 C_1 C_2}}$$

C_1, R_1, R_7, K_1, K_2 を選択して下記を計算する

$$C_2 = C_1 = C$$

$$k = 2\pi f_0 C$$

$$R_2 = K_1 \cdot R_1$$

$$Z = \left(\frac{\omega_z}{\omega_0} \right)^2$$

$$R_3 = \frac{K_1}{2ZQk}$$

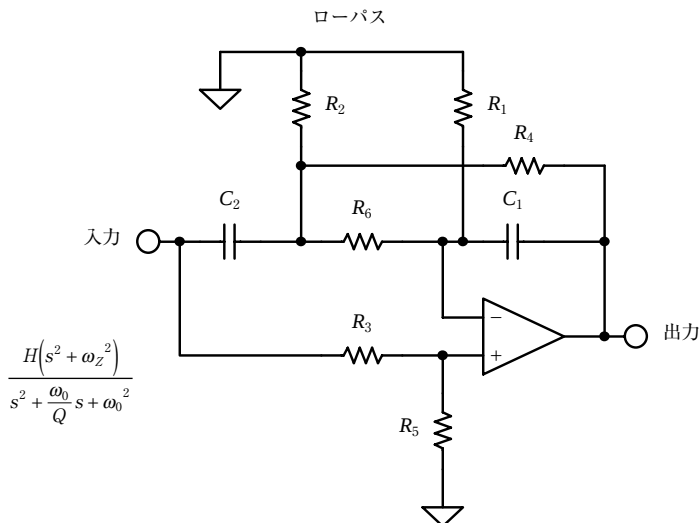
$$R_4 = \frac{K_2}{2Qk}$$

$$R_5 = R_6 = \frac{2Q}{k}$$

$$R_8 = (K_2 - 1)R_7$$

〈図 6-41〉ボクター・ノッチ・フィルタの設計式 (ローパスの場合)

ボクター・ノッチ



$$\frac{H(s^2 + \omega_z^2)}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}$$

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = H \frac{s^2 + \frac{R_1 + (R_2 // R_4) + R_6}{R_1(R_2 // R_4)R_6C_1C_2}}{s^2 + \left(\frac{1}{R_6C_2} + \frac{1}{(R_2 // R_4)C_2} \right) s + \frac{1}{R_4R_6C_1C_2}}$$

与えられた ω_0 , ω_z , Q_0 に対して,
 R_6 , R_5 , C_1 を選択して下記を計算する

$$R_4 = \frac{1}{\omega_0 C_1 2Q_0}$$

$$R_2 = \frac{R_4 R_6}{R_4 + R_6}$$

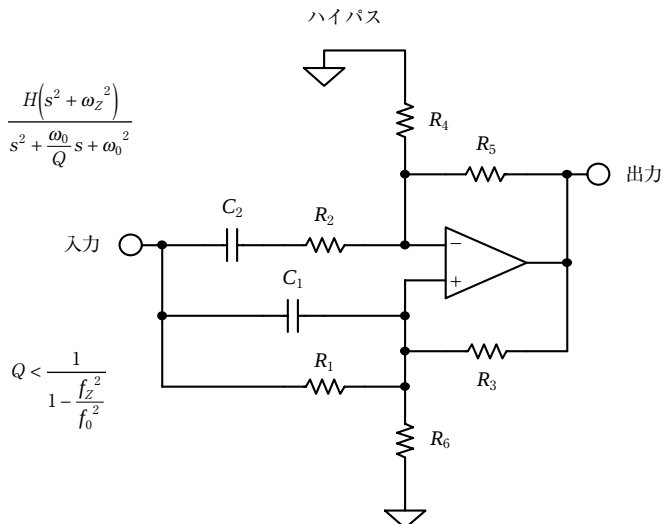
$$R_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{R_6 \omega_z^2}{R_4 \omega_0^2} - 1 \right)$$

$$R_3 = \left(\frac{R_6}{R_1} + 2 \frac{C_1}{C_2} \right) R_5$$

$$C_2 = 4Q_0^2 \frac{R_4}{R_6} C_1$$

〈図 6-42〉ボクター・ノッチ・フィルタの設計式 (ハイパスの場合)

ボクター・ノッチ



$$\frac{H(s^2 + \omega_z^2)}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}$$

$$Q < \frac{1}{1 - \frac{f_z^2}{f_0^2}}$$

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{\left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right) \left(s^2 + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}\right)}{s^2 + \left[\frac{1}{R_{EQ1} C_1} \left(1 - \frac{R_{EQ1} R_{EQ2}}{R_1 R_2}\right)\right] s + \frac{1}{R_{EQ1} R_{EQ2} C_1 C_2}}$$

$$\text{ここで, } R_{EQ1} = R_1 // R_3 // R_6$$

$$R_{EQ2} = R_2 + (R_4 // R_5)$$

与えられた f_z , f_0 , H

または, 与えられた f_z , Q , H に対して,

$$Q = \frac{1}{\sqrt{2 \left(\frac{f_z^2}{f_0^2} - 1 \right)}}$$

$$f_0 = f_z \sqrt{\frac{1}{1 - \frac{1}{2Q^2}}}$$

$$Y = \frac{1}{Q \left(1 - \frac{f_z^2}{f_0^2} \right)}$$

〈図 6-42〉つづき

ポクター・ノッチ

与えられた C , R_2 , R_3 に対して,

$$C_1 = C_2 = C$$

$$R_{EQ1} = \frac{1}{CY2\pi f_0}$$

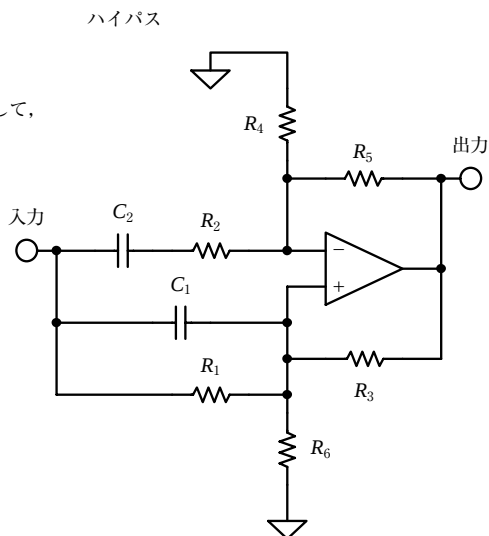
$$R_{EQ2} = Y^2 R_{EQ1}$$

$$R_4 = R_{EQ2} - R_2 \left(\frac{H}{H-1} \right)$$

$$R_5 = (H-1)R_4$$

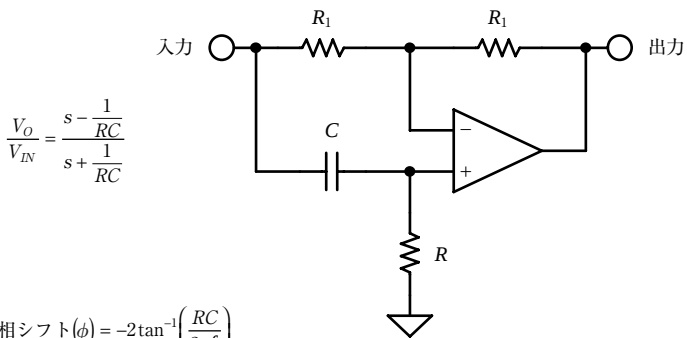
$$R_1 = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 R_2 C^2}$$

$$R_6 = R_{EQ1}$$



〈図 6-43〉1 次オールパス・フィルタの設計式

1次オールパス



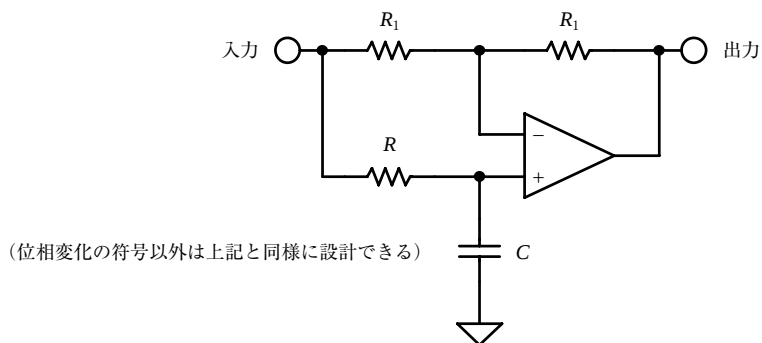
$$\text{位相シフト}(\phi) = -2 \tan^{-1} \left(\frac{RC}{2\pi f} \right)$$

$$\text{群遅延} = \frac{2RC}{(2\pi fRC)^2 + 1}$$

直流時の遅延 = $2RC$

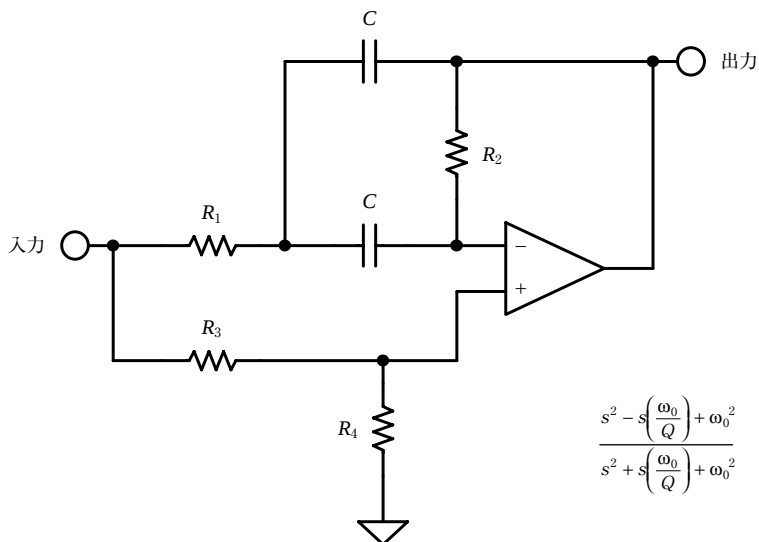
周波数 f のとき、位相シフト ϕ は次式で与えられる

$$RC = 2\pi f \tan \left(-\frac{\phi}{2} \right)$$



〈図 6-44〉2次オールパス・フィルタの設計式

2次オールパス



$$\frac{s^2 - s\left(\frac{\omega_0}{Q}\right) + \omega_0^2}{s^2 + s\left(\frac{\omega_0}{Q}\right) + \omega_0^2}$$

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{s^2 - s\left(\frac{2}{R_2 C}\right) + \frac{1}{R_1 R_2 C^2}}{s^2 + s\left(\frac{2}{R_2 C}\right) + \frac{1}{R_1 R_2 C^2}}$$

Cを選択し、下記を計算する

.....

$$k = 2\pi f_0 C$$

$$R_2 = \frac{2Q}{k}$$

$$R_1 = \frac{1}{2kQ}$$

$$R_3 = R_1$$

$$R_4 = \frac{Q}{2}$$

第 7 章

フィルタ実装上の問題点

Hank Zumbahlen / 訳：北村 透

前章では、フィルタを数学の関数として取り扱いました。理想的な部品を想定し、フィルタを設計しました。しかし、実際にフィルタを実装するとき、部品を選択するためにはトレードオフを行う必要があります。

2次以上のフィルタは、1次あるいは2次のフィルタを複数組み合わせることで実現します。個々のフィルタの周波数と Q を一致させなければ、最終的に合成されたフィルタ特性に影響が現れます。たとえば、次章で紹介するアンチエイリアシング用5次バターワース・フィルタは、周波数 $f_0 = 1$ で $Q = 1.618$ の2次の回路と $f_0 = 1$ で $Q = 0.618$ の2次の回路、そして $f_0 = 1$ の1次の回路で構成されています (1 rad/s で正規化してある)。もし、いずれかの回路の Q 、あるいは周波数応答が少しでも異なると、全体の応答は設計値からずれてしまいます。設計値に極めて近いでしょうが、まったく同じにはなりません。通常、どのようなトレードオフを行うかは設計者が決定しなければなりません。たとえば、本当に正確な応答特性が必要でしょうか。通過域のリプルが少し増加すると、どんな問題が発生するでしょうか。あるいは、遮断周波数が少しずれると、どんなことが起きるでしょうか。回路設計者は、設計ごとにこのような課題に直面します。

7-1 受動部品 (抵抗, コンデンサ, コイル)

まず、最初の問題は受動部品です。フィルタ設計で求めた部品定数にぴったりの部品は、おそらく入手できないでしょう。抵抗、コンデンサ、コイルは標準化された部品定数が定められています。カスタム品を発注することもできますが、部品の精度は最も良いものでも1%程度です。別の方法として、標準部品を直列/並列に接続して必要な値を作ることができますが、フィルタのコストが上がり、サイズも大きくなってしまいます。それだけでなく、実装費や調整費といった製造コストも増大します。フィルタの特性は、使用部品

数、部品の精度、経時変化や温度変化のトラッキング精度によって制限されます。

最も現実的な設計方法は、回路シミュレーション・ソフトウェアを利用して、標準部品を利用したフィルタの応答特性を計算することです。回路シミュレーションを用いれば、部品定数の温度変化が及ぼす影響を評価することもできます。要求された応答が得られるまで、敏感な部品定数について部品を並列接続にして調整します。多くの高価なCADプログラムは、このような機能を備えています。

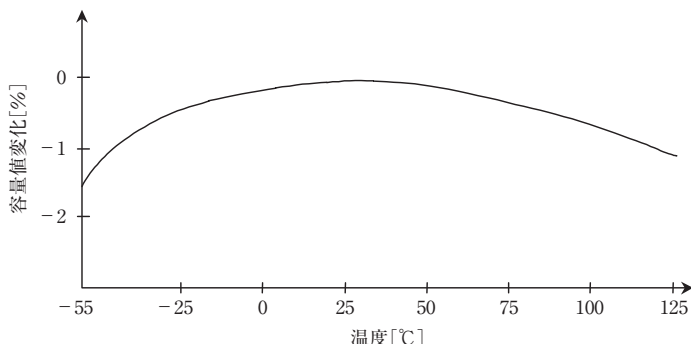
フィルタの共振周波数と Q は、通常、個別部品の定数で決まります。すでに明らかのように、部品定数がドリフトすれば、フィルタ周波数と Q は変化し、そして周波数応答が変化します。特に高次のフィルタにおいて、この影響は大きくなります。

高次のフィルタでは Q が高くなります。 Q が高いということは部品定数の精度が重要であることを意味し、一般に Q は複数の部品（通常はコンデンサ）の定数比で定められます。

さらに、部品の初期誤差だけでなく、温度変化や経時変化の影響を考慮しなければなりません。いろいろな部品定数の温度変化は、変化の割合も極性も異なります。特にコンデンサは難しい部品で、単に定数が経時変化するだけでなく、図7-1に示すように、温度係数(Temperature Coefficient ; TC)が温度の関数になっています。この図は、温度特性の(比較的)良くないポリエステル・コンデンサやポリカーボネイト・フィルム・コンデンサの例です。テフロン・コンデンサ、ポリスチレン・コンデンサやポリプロピレン・コンデンサの温度係数は直線です。これらのコンデンサの TC は $100 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C} \sim 200 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ で、必要とあれば、同一回路中に相補特性をもつ部品を使って温度補償することができます。

最も温度係数の小さい誘電体は、C0G（あるいはNPO）セラミック（ $\pm 30 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ ）やポリスチレン（ $-120 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ ）です。ある種のコンデンサ、たとえばポリスチレン・コンデンサやポリプロピレン・コンデンサのようなプラスチック・フィルム・コンデンサは、通

〈図7-1〉温度係数の劣るフィルム・コンデンサの特性例



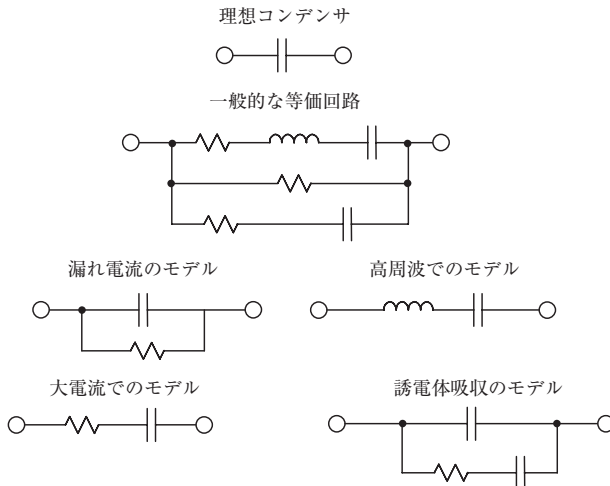
常, 使用可能温度範囲が限られています。

フィルタを構成するために必要な受動部品の定数の選択肢は無限にありますが, 実際には物理的な制約があります。コンデンサの値で, 10 pF 以下や $10\text{ }\mu\text{F}$ 以上は現実的ではありません。電解コンデンサの利用は避けなければなりません。一般に, 電解コンデンサは漏れ電流が非常に大きいからです。さらに, 電解コンデンサを適当なバイアス電圧をかけずに利用すると, AC 信号により逆バイアスされ, 非直線性を示します。直流バイアスをかけていても, 交流信号のピーク値が 0 V か, あるいはそれ以下になる可能性があります。また, 容量の大きなフィルム・コンデンサは形状も大きくなってしまいます。

$100\text{ }\Omega$ 以下の抵抗は, $1\text{ M}\Omega$ 以上の抵抗と同様に利用を避けるべきです。低い抵抗 ($100\text{ }\Omega$ 以下) は大きな駆動電流を必要とし, そして大電力を消費します。大電流, 大電力はともに好ましくありません。さらに, 低抵抗や高抵抗は, 標準部品として入手することが困難です。インピーダンスが高い回路では, 小さな容量性結合が問題となるため, 高い抵抗値を利用すると寄生容量の影響を受けやすくなります。また, ノイズは抵抗値の平方根に比例して大きくなります。高い抵抗値は, アンプの入力バイアス電流により大きなオフセット電圧を発生します。

基板パターンなどの浮遊容量は, 回路の性能に大きな影響を与えます。プリント基板の対向したパターン (同一レイヤあるいは異なるレイヤ間) や, 隣り合った部品のリード線など, 考えられるありとあらゆる場所に (そして思いもよらない場所に) 容量が形成され

〈図 7-2〉コンデンサの等価回路



ます。このような小さな容量は一般に、高インピーダンス回路に大きな影響を及ぼします。したがって、回路インピーダンスを下げることににより、この影響を最小にすることが可能

〈表 7-1〉各種コンデンサの比較

種類	代表的な DA 値	長所	短所
ポリスチレン	0.001 % ～ 0.02 %	価格は中程度 DA (誘電体吸収) 値小 高安定度 (0 ～ 120 ppm/℃)	温度により劣化 (85℃以上) 大きい インダクタンス大 ベンダが限られる
ポリプロピレン	0.001 % ～ 0.02 %	価格は中程度 DA 値小 安定 (0 ～ 200 ppm/℃) 広範囲の容量あり	温度により劣化 (105℃以上) 大きい インダクタンス大
テフロン	0.003 % ～ 0.02 %	DA 値の小さいものもあり 高安定 動作温度範囲が広い (+ 125℃) 広範囲の容量あり	高価 大きい インダクタンス大
ポリカーボネート	0.1 %	高安定 安価 動作温度範囲が広い 広範囲の容量あり	大きい DA 値は8ビット相当 インダクタンス大
ポリエステル	0.3 %～ 0.5 %	安定度は中程度 安価 動作温度範囲が広い インダクタンス小 (フィルムの積み重ね構造)	大きい DA 値は8ビット相当 インダクタンス大 (通常品)
セラミック (COG/NPO)	0.1 %以下	小型 価格は中程度、多数のベンダ 高安定 (30 ppm/℃) 1%精度あり インダクタンス小 (チップ品)	DA 値は一般的に小さい (通常規格されていない) 高容量はない (10 nF 以下)
モノリシック・セラミック (高誘電率系)	0.2 %以上	インダクタンス小 (チップ品) 容量範囲大	不安定 DA 値が大きい 電圧係数が大きい
マイカ	0.003 %以上	高周波のロス小さい インダクタンス小 高安定 1%精度あり	大きい 高容量はない (10 nF 以下が利用可能) 高価
アルミ電解	極めて大	大容量 大電流 高耐圧 小型	リークage電流大 一般的に有極性 安定度、精度ともに悪い インダクタンス大
タンタル	極めて大	小型 大容量 中程度のインダクタンス	リークage電流大 一般的に有極性 高価 安定度、精度ともに悪い

です。浮遊容量の影響は、周波数依存性をもつことを忘れてはなりません。周波数が高くなると、浮遊容量のインピーダンスが下がり、その影響は大きくなります。

寄生インピーダンスは、回路パターンだけに発生するわけではありません。部品自体も寄生インピーダンスをもっています。

コンデンサはほとんどの場合、単なるコンデンサではありません。実際のコンデンサは、図 7-2 に示すように、インダクタンス成分（リード線などに因る）と抵抗成分をもっています。この抵抗成分は、データシートにリーク電流や損失として示されています。もちろん、リーク電流が少なく、損失の小さなコンデンサが良い部品といえます（表 7-1 参照）。

一般に、フィルタを構成するためには、プラスチック・フィルム・コンデンサ（できれ

〈表 7-2〉各種抵抗器の比較

	種類	長所	短所
ディスクリート	固体カーボン (コンポジット)	最も安価 高電力/小型 抵抗範囲大	誤差大 (5%) 高温度係数 (1500 ppm/℃)
	巻き線抵抗	高精度 (0.01%) 温度係数良 (1 ppm/℃) 大電力	リアクタンス大 大きい 最も高価
	金属皮膜	高精度 (0.1%) 温度係数良 (1 ~ 100 ppm/℃) 中程度の価格 抵抗範囲大 電圧係数小	安定化のためには バーニンが必要 低電力
	バルク・メタル あるいは金属箔	高精度 (0.005%) 温度係数良 (1 ppm/℃ 以下) リアクタンス小 電圧係数小	低電力 極めて高価
	ハイ・メガ オーム	高抵抗 ($10^8 \sim 10^{14}$) 特定回路においてほかに選択肢なし	大きい電圧係数 (200 ppm/V) 壊れやすいガラス・ケース 取り扱いに注意が必要 高価
集合抵抗	厚膜	安価 高電力 レーザ・トリム可 入手性良	中程度の相対精度 (0.1%) TCは悪い (100 ppm/℃ 以上) 温度係数マッチングは悪い (10 ppm/℃)
	薄膜	相対精度が良い (0.01% 以下) 温度係数が良い (100 ppm/℃ 以下) 温度係数トラッキングが 良い (2 ppm/℃) 価格は中程度 レーザ・トリム可 静電容量小 ハイブリッドで利用可	外形が大きい場合あり 抵抗値と抵抗の 組み合わせに制限あり

ばテフロン・コンデンサかポリスチレン・コンデンサ),あるいはマイカ・コンデンサと金属皮膜抵抗を使い,それぞれあまり小さくない値が良いでしょう。

寄生成分を減らすためには,表面実装部品を使います。リード線がないので,インダクタンスを減らすことができます。さらに,部品が小さいため理想に近い部品実装ができます。表面実装部品の欠点は,コンデンサの種類によっては表面実装タイプが利用できないことです。セラミック・コンデンサは最も一般的な表面実装コンデンサで,NPO(C0G)タイプはフィルタ用途に最適です。セラミック・コンデンサはマイクロホン効果を起こしがちです*11。この効果により,コンデンサがストレイン・ゲージのように動きセンサとして動作し,機械振動が電気信号に変換され,ノイズとなります。

抵抗にもリード線のインダクタンスと寄生容量があります。各種抵抗の比較を表7-2に示します。

7-2 能動素子(OPアンプ)の制約

フィルタの能動素子も,フィルタの応答特性に大きな影響を与えます。さまざまな種類のフィルタ[多重帰還型(Multiple Feedback),サレン・キー型(Sallen-Key),状態変数型(State Variable)など]については,能動素子は常に「理想的」なOPアンプとして取り扱ってきました。

「理想的」とは次のようなことを意味します。

- (1) ゲイン無限大
- (2) 入力インピーダンス無限大
- (3) 出力インピーダンスはゼロ

さらに,周波数にかかわらずこれらの特性は一定と考えます。OPアンプの特性は年々向上していますが,理想OPアンプは未だに実現されていません。

最も問題となるOPアンプの特性は,ゲインが周波数特性をもつことに起因します。すべてのアンプの帯域は制限されています。この制限は,おもにアンプを構成する個別デバイスの物理特性によるものです。負帰還の理論によれば,アンプが安定であるためには,ゲインが1になるまで1次のロールオフ特性(-6dB/oct.)でなければなりません。このことを実現するために,アンプには一つのポール(pole;極)があり,位相が 180° 回るまでに(望ましくはいくらかの位相余裕をもって)ゲインが1以下にならなければなりません。このような振幅特性は,単一ポールのフィルタと等価となります。単純化すれば,フィルタの伝達関数は,フィルタ特性にこの1次のアンプの特性が加わった応答となります。

*11:【訳注】NPOタイプはマイクロホン効果を起こさない。

OP アンプの周波数特性がどの程度の影響を与えるかは、フィルタの形式と、アンプとフィルタの周波数帯域の比によって決まります。

たとえば、サレン・キー型はアンプの周波数特性に対して最も影響が少ないフィルタ回路です。この回路でアンプに要求される特性は、フィルタ回路の最低減衰率が要求する周波数まで帯域が一定であることです。なぜならば、アンプはゲイン・ブロックとして利用されているからです。カットオフ周波数外では、アンプのゲインの減少とともにフィルタ回路の減衰率が減ってしまいます。これはアンプの位相変化した出力が入力に帰還され、不完全なスリング (nulling) となっているためです。アンプのオープンループ・ゲインの減少により、出力インピーダンスが周波数とともに増加することも問題となります。出力インピーダンスの増加はフィルタの減衰特性を悪化させます。

状態変数型での OP アンプは、アンプであると同時に積分器として利用されています。アンプとしての動作は、サレン・キー型の要求と同じで、最低減衰率が要求される周波数までゲインが一定でなければなりません。しかしながら、積分器としてはそれ以上のことが要求されます。一つの指標は、アンプのオープンループ・ゲインは、クローズドループ・ゲインの 10 倍以上 (回路の Q で決定されるゲイン・ピークを含む) でなければなりません。このことは最低限の要求です。この要求から、最低でも 20 dB のループ・ゲインが必要となります。そのため、1 MHz の積分器のためにはユニティ・ゲイン帯域幅が 10 MHz 以上のアンプが必要となります。ループ・ゲインが減少すると等価的な回路の Q が増加します。この現象は、 Q エンハンスメント (Q enhancement) と呼ばれています。 Q エンハンスメントが起こる理由は、スルーレート・リミットングと似ています。ループ・ゲインが不足すると、OP アンプの仮想接地点の電位はグラウンド電位ではなくなります。別の言いかたをすれば、OP アンプは OP アンプとして動作しなくなります。そして、積分器は積分器として動作しなくなります。

多重帰還型もまた、能動素子の特性に大きく依存します。 Q エンハンスメントがこの形式のフィルタでも問題となります。ループ・ゲインが減少すると、回路の Q が増加し、フィルタの特性が変わります。多重帰還型でも、積分器の指標 (20 dB 以上のループ・ゲイン) が適用できます。この指標にはフィルタのゲインを考慮に入れなければなりません。

FDNR (Frequency Dependent Negative Resistance) 型で要求される OP アンプの特性は明確ではありません。回路が動作するためには、OP アンプの正負の入力端子が同じ電位にならなければならないと想定しました。このことから、共振周波数においてループ・ゲインは 20 dB 以上でなければなりません。

一般的に、対となった回路の OP アンプの特性が揃っていると有利です。このことは、2 個入りの OP アンプを利用すれば容易に実現できます。入力バイアス電流の小さいデバイスを利用することが望ましく、ほとんどの場合で FET 入力 OP アンプが適当です。

OP アンプの周波数特性の制約以外に、いくつかフィルタ設計者にとって重要な特性があります。

その一つは入力インピーダンスです。理想素子は無量大の入力インピーダンスを想定しています。このことは、OP アンプは周辺回路の負荷とならないことを意味します。ですから、高入力インピーダンスを備えたFET アンプが適しているのです。

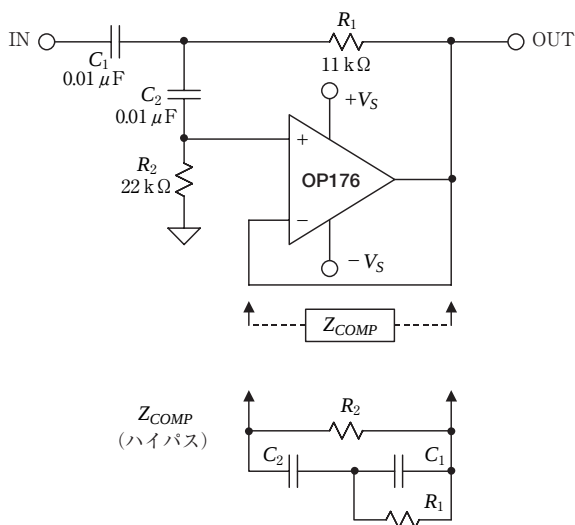
等価入力インピーダンスは入力インピーダンスがループ・ゲイン倍された値になるため、いくらか周波数特性があります。高周波フィルタ回路の回路インピーダンスは低いので、このことは主たる誤差要因とはなりません。

●入力容量の変化による歪み

FET 入力アンプにはちょっとした問題があります。FET の入力容量は入力電圧によって変化します。多重帰還型のように、OP アンプが反転増幅回路で利用されると入力電圧は常に0Vです（仮想接地）。したがって入力容量は変化しません。しかしながら、サレン・キー型のようにアンプが非反転増幅回路で利用されると、入力容量の変化により歪みが発生する可能性があります。

問題解決の方法は二つ考えられます。まず、等価インピーダンスをできるかぎり低く保つことです。そして二つ目は、反転入力/非反転入力から見たインピーダンスをバランス

〈図 7-3〉入力容量の電圧変調を補正する回路



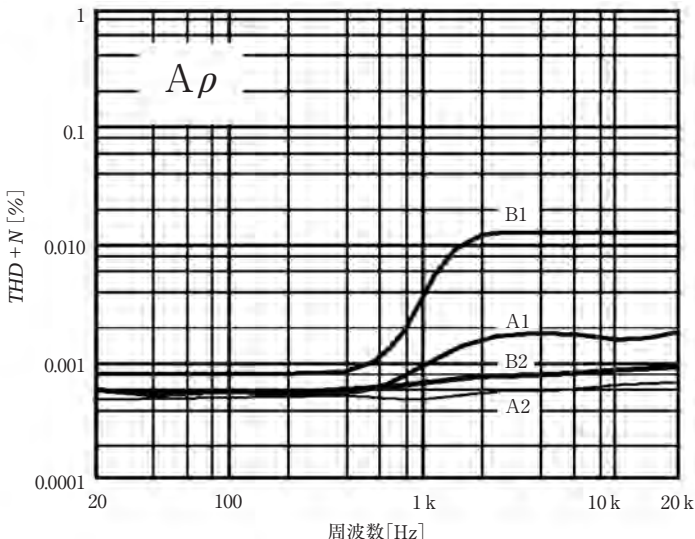
させることです。このことは、入力回路の等価インピーダンスと同じインピーダンスの回路を、帰還側にも付け加えることにより実現できます。この方法は、ユニティ・ゲインの回路において利用できます。

一例として、OP176 のデータシートに記載されているサレン・キー型 1 kHz ハイパス・フィルタの例を図 7-3 に示します。図 7-4 に、補正を行わなかった場合 (A1 の特性) と補正を実施した場合 (A2 の特性) の特性例を示します。また、インピーダンスを 10 倍にした例を同時に示します (補正なし; B1, 補正あり; B2)。補正を行うことにより、歪み特性が改善されていることがわかりますが、最初に示した低インピーダンスの回路と同じ性能にはなりません。

同じように、OP アンプの出力インピーダンスもフィルタ回路の応答特性に影響を与えます。アンプの出力インピーダンスはループ・ゲイン分の 1 となるため、周波数が高くなると出力インピーダンスも上昇します。フィルタ回路を駆動する回路の出力インピーダンスが、フィルタ回路網の定数に比較して無視できない値となると、高周波フィルタ回路の特性に影響を与えます。

また、周波数が高くなると、OP アンプのループ・ゲインの減少とともに補正のためのループ・ゲインも減少するため、歪み特性が悪化します。多重帰還型では、さらに帰還量が周波数とともに減少するため、歪みが増加します。この歪みは、フィルタ回路中の歪み

〈図 7-4〉入力容量変調による歪み

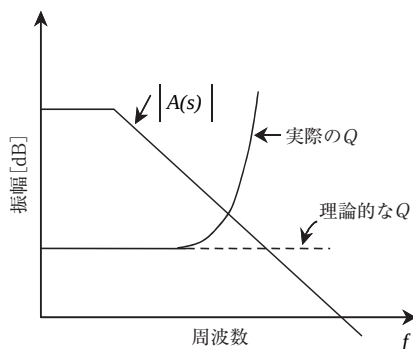


を発生する部品数を減らすことにより、いくらか軽減することができます（ローパス・フィルタあるいはバンドパス・フィルタの場合）。

ここまでの解説は、すべて従来からある電圧帰還型 OP アンプを想定してきました。電流帰還型（トランスインピーダンス）OP アンプは、より良い高周波応答を示しますが、サレン・キー型を除く今まで紹介したフィルタ回路で利用することができません。電流帰還型 OP アンプは通常、帰還回路にコンデンサを利用すると不安定になるからです。さらに、ほとんどの電流帰還型 OP アンプは、小さな負荷容量しかドライブできません。このため、電流帰還型 OP アンプを用いて、一般的な積分器を構成することができないのです。いくつかの電流帰還型 OP アンプは補正用の信号ピンを備え、非常に良い積分器を構成することができますが、従来からあるアクティブ・フィルタ回路に利用できるとはかぎりません。電流帰還型 OP アンプを用いた積分器は非反転回路となり、状態変数型フィルタでは利用できないのです。さらに、電流帰還型 OP アンプの周波数帯域は帰還抵抗で決定されるため、多重帰還型フィルタを構成することは困難です。多重帰還型フィルタ回路では、電流帰還型 OP アンプの反転入力インピーダンスが低いことが問題となります。低い入力インピーダンスは前段のフィルタ回路の負荷となります。サレン・キー型フィルタではアンプは非反転ゲイン回路として利用されるため、電流帰還型 OP アンプを利用することが可能です。電流帰還型 OP アンプのフィルタへの応用を妨げる要因を避け、そのすばらしい周波数特性を生かすことのできる回路方式の開発が望まれています。

最後に、アンプのダイナミック・レンジについて考えておきましょう。Q が 0.707 を越えるとフィルタ回路の応答にピークが現れてきます（第2章の図 2-3～図 2-5 参照）。Q が高いと、大信号が入力されたときに、アンプの出力あるいは入力が飽和する可能性があります。比較的小さな Q でも、かなり大きなピークを生ずるので注意しましょう。Q と回

〈図 7-5〉 Q エンハンスメント



路ゲインの積は、ループ・ゲイン以下でなければなりません (さらにいくらかのマージンが必要。20 dB 以上を目安とする)。多重帰還型でも同様です。入出力だけでなく、その他の回路各部の電圧に注意してください。アンプが飽和すると、等価的な Q が減少し、出力に歪みが発生してはいても、フィルタ特性が劣化します。これは、入力信号を増加させると伝達特性が変化するようなふるまいを示します。

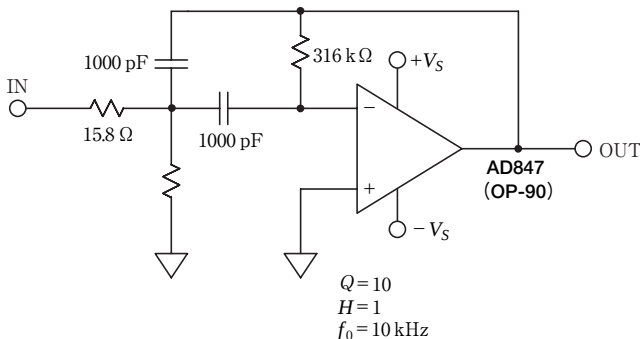
ここまで、おもにローパス・フィルタについて述べてきましたが、これらの原理はハイパス・フィルタ、バンドパス・フィルタ、バンドリジエクト・フィルタにも適用できます。一般に、 Q エンハンスメントとゲイン・バンド幅制限の問題はハイパス・フィルタには影響を与えません。なぜならば共振周波数は、ほとんどの場合で OP アンプのカットオフ周波数より低いからです。ハイパス・フィルタは、アンプのカットオフ周波数で特性が決まるローパス・フィルタ機能が備わっていることを忘れないでください。バンドパス・フィルタとバンドリジエクト・フィルタ (ノッチ・フィルタ) は、 Q を高くすることが多いために影響が大きくなります。

OP アンプの周波数特性がフィルタの Q に与える影響の一般的な例を図 7-5 に示します。

Q エンハンスメントの例として、 $Q = 10$ 、ゲイン = 1 の 10 kHz 多重帰還型バンドパス・フィルタに高周波特性の良い OP アンプ (AD847) を能動素子として利用し、SPICE シミュレーションを行いました。回路を図 7-6 に、結果を図 7-7 に示します。図 7-8 (a) に示すように、AD847 の 10 kHz におけるループ・ゲインは 70 dB 以上あります。この値は目安である 20 dB より十分に大きく、図 7-7 に示すようにフィルタは設計どおり動作します。

ここで、AD847 を OP-90 に置き換えてみましょう。OP-90 は高精度直流 OP アンプで、周波数帯域は広くありません。事実、10 kHz におけるループ・ゲインは 10 dB 以下です

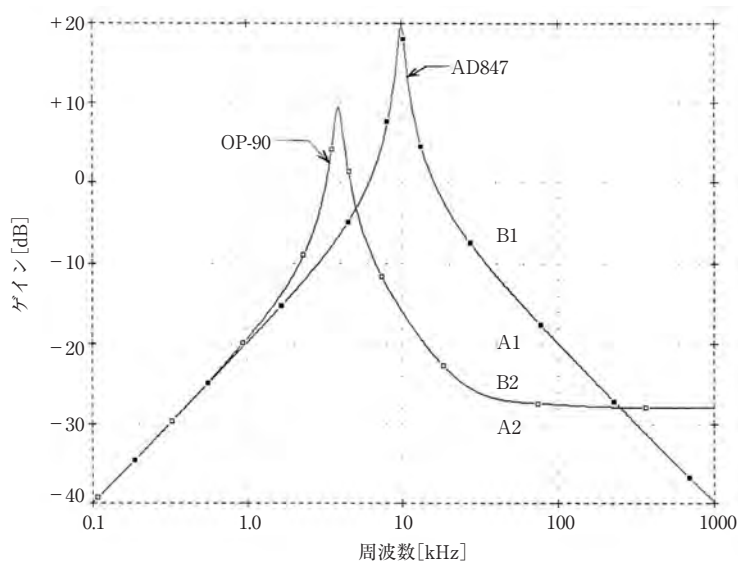
〈図 7-6〉 カットオフ周波数 1 kHz の多重帰還型バンドパス・フィルタ



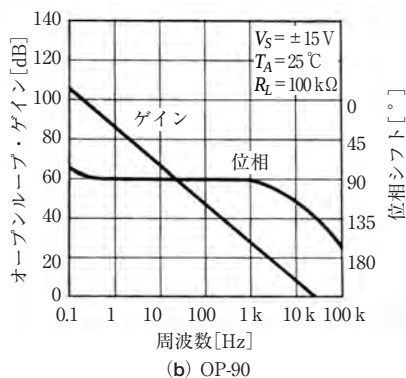
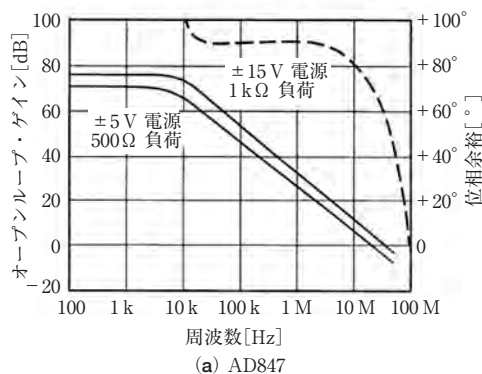
[図7-8 (b)]. このことは、いかなる場合でも AD847 が OP-90 より優れていることを意味するわけではありません. このような用途に OP-90 を選択したことが誤りなのです.

図7-7に示すように、出力が低下し、中心周波数が低くなっている OP-90 の特性を確認することができます.

〈図7-7〉Qエンハンスメントの影響



〈図7-8〉AD847 と OP-90 の周波数特性



第 8 章

フィルタ設計の具体例

Hank Zumbahlen / 訳：細田裕司

この章では、ここまで解説してきたフィルタ設計のコンセプトを実際に使って、具体的な設計例を検討してみましょう。

8-1 アンチエイリアス・フィルタ

最初にアンチエイリアス・フィルタを例題として、共通な仕様にもとづいて、パッシブとアクティブの両タイプを設計してみます。アクティブ・フィルタについては、四種類の実現方法…サレン・キー型，多重帰還型，状態変数型，FDNR (Frequency Dependent Negative Resistance；周波数依存負性抵抗) 型で設計します。

このフィルタの仕様を以下に示します。

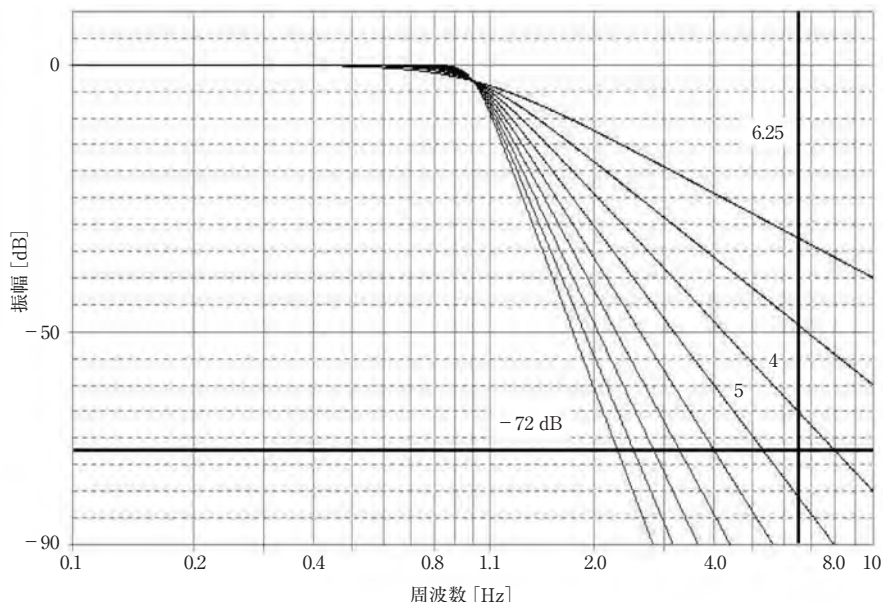
- (1) カットオフ周波数：8 kHz
- (2) 阻止帯域の減衰量：72 dB (12 ビット・システム相当)
- (3) ナイキスト周波数：50 kHz
- (4) フィルタの特性：減衰量と位相応答のバランスの良いバターワースを選択する

●フィルタ次数の決定

バターワース・フィルタの特性図 (第4章の図4-6を図8-1として再掲) を参照すると、周波数比 6.25 (50 kHz/8 kHz より求める) に対して必要な減衰を得るには、5次のフィルタが必要であることがわかります。

ここで、バターワース特性の設計表 (第4章の表4-2, p.68) を参照して、5次バターワース・フィルタの正規化したポール (pole；極) を求めると次のようになります。

〈図 8-1〉フィルタ次数の決定



ステージ	f_0	α
1	1.000	1.618
2	1.000	0.618
3	1.000	—

ここで、フィルタの最終ステージは実数ポール（つまりシングル・ポール）であり、 α 値はもちません。実際のフィルタの構成順序が、必ずしもこの表のとおりである必要はありません。一般には、実数ポールを最後に配置し、以下の例で示すように2次のセクションを α 値が減少（ Q が増大）する順に配置します。こうすることで、フィルタの内部ノードを飽和させる恐れのある Q の高い区間でのピーキング*12を避けます。シングル・ポールを最後に置くことにはもう一つの長所があり、OP アンプからのノイズの帯域を制限できます。これは、シングル・ポールをパッシブ・フィルタで作る場合にとくに言えることです。

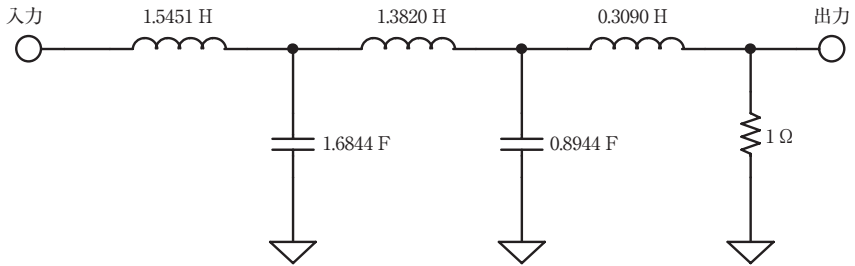
●パッシブ・フィルタによる実現例

パッシブ・フィルタの設計では、ゼロ入力インピーダンスの構成*13をとることにしま

*12：【訳注】peaking, 振幅の増大.

*13：【訳注】出力インピーダンスがゼロの信号源から駆動されるフィルタという意味.

〈図 8-2〉正規化パッシブ・フィルタの構成



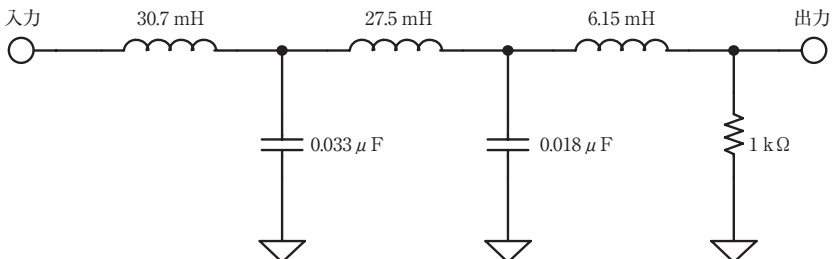
す。従来からのパッシブ・フィルタの設計では、通常、信号源と負荷端の両方で整合をとります。しかし、我々の場合は電力伝送ではなく電圧の伝達を問題にするので、信号源側での整合は行いません。参考文献 (2) の設計表から、このフィルタを設計するための正規化された数値を求めると図 8-2 のようになります。

これらの数値は、遮断周波数を 1 rad/s とした、 1Ω の抵抗で終端する正規化フィルタのものです。スケーリングするために、すべてのリアクタンス素子の値を所望の遮断周波数 8 kHz (単位を合わせると $2\pi \times 8 \times 10^3 = 50265 \text{ rad/s}$ となる) で割ってやります。この値は、一般に周波数スケール・ファクタ (FSF) と呼ぶものです。さらに、インピーダンスについてもスケーリングをする必要があります。

この例では、適当な値として 1000Ω を選びます。正規化の基準である 1Ω に対する所望のインピーダンスの比を、一般にインピーダンス・スケーリング係数 (Z) と呼びますが、この値をすべての抵抗とインダクタに乘算し、すべてのキャパシタを除算することで、インピーダンスのスケーリングを行います。

スケーリング後の回路は図 8-3 のようになります。

〈図 8-3〉パッシブ・フィルタによる構成



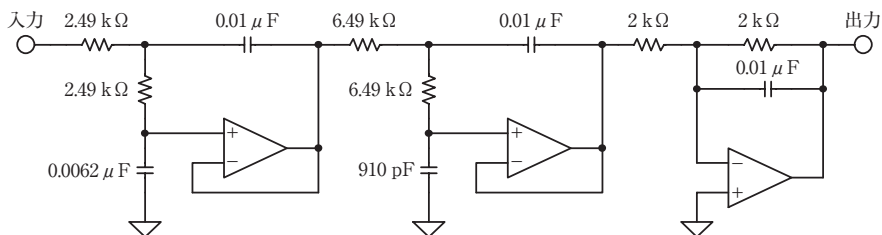
●サレン・キー型による実現例

サレン・キー型のアクティブ・フィルタでは、図 6-30 (p.116) で示される設計式を用います。抵抗値が妥当な値になるように、フィルタの各セクションの C_1 の値を適切に選びます。実際の回路図を図 8-4 に示します。

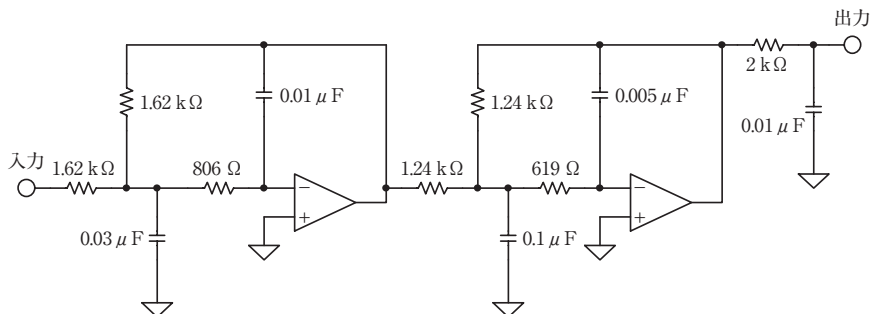
各素子の値は、最も近い標準値になるように丸めてあります。実際のアクティブ・フィルタ回路を正しく動作させるためには、出力インピーダンスがゼロ Ω の駆動回路と、OP アンプの直流バイアス電流の流れる経路が必要になります。フィルタを OP アンプで駆動すると、これらの要件はほぼ満たされます。

上記の設計例では、シングル・ポールはアクティブ・フィルタで作られています。それをパッシブな RC (抵抗/キャパシタ) フィルタで構成してもよいでしょう。アクティブにする利点は出力インピーダンスが低くなることです。アプリケーションによって、特にスイッチト・キャパシタ構成の A-D コンバータの入力を駆動する場合には、これが利点となるでしょう。スイッチト・キャパシタ形式の入力は、 $\Sigma\Delta$ 型 A-D コンバータや多くの CMOS タイプのコンバータで一般に見られるものです。また、後続段の入力インピー

〈図 8-4〉サレン・キー型フィルタによる構成



〈図 8-5〉多重帰還型フィルタによる構成



ダンスがパッシブ段の負荷となることも防止できます。

●多重帰還型による実現例

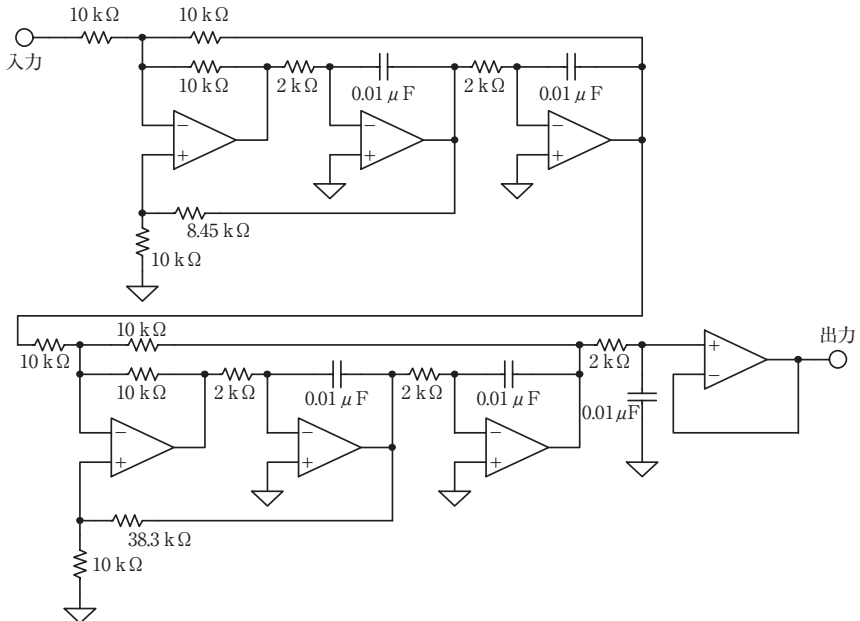
図 8-5 は、課題のフィルタを多重帰還型で実現したものです。これは図 6-33 (p.119) の計算式を使って設計しました。この例では、最終ステージはパッシブな RC フィルタになっています。

必要に応じて、パッシブ段の後にバッファ・アンプを追加します。こうすることで、先に述べた利点が得られますが、出力アンプからのノイズの帯域制限はできません。以上のように、これら 2 種類のフィルタの回路構成から選ぶことで、反転および非反転型の双方の設計をすることができます。

●状態変数型による実現例

図 8-6 に示した状態変数型フィルタは、図 6-36 (p.122) の設計式で求めたものです。こ
こでも、抵抗値は 1 % 抵抗器の標準値に最も近い値に丸めてあります。

〈図 8-6〉状態変数型フィルタによる構成



このフィルタ回路は、明らかにサレン・キー型フィルタや多重帰還型フィルタよりも多くの部品を必要とします。しかし、回路動作の安定度が改善され、またフィルタの個々のパラメータが独立に調整可能である利点を考慮すると、この回路を採用する意味が出てきます。

●FDNR型フィルタによる実現例

最後に、FDNR型フィルタでの設計例を図8-7に示します。

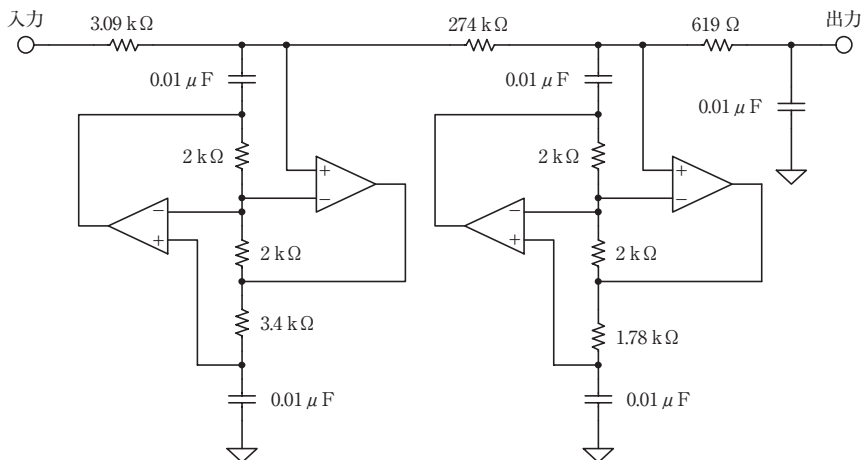
パッシブ・フィルタからFDNR型フィルタへの変換手順では、 D 要素は $1F$ のキャパシタに対応して正規化されています。次に、現実的な素子の値（この場合では $0.01\mu F$ ）になるようにスケーリングします。

●素子の値とフィルタ特性

ここまで挙げたすべてのフィルタ回路では、素子の値は計算値そのままではなく標準値から選んであります。素子の値が理想値と異なるとフィルタの特性が変化しますが、多くの場合、その影響はわずかなものです。コンピュータを利用して素子値の偏差がフィルタ全体の性能に与える影響の評価を行い、それが許容範囲に収まっているかどうかを判断することになります。

具体例として、サレン・キー型フィルタの回路を用いて、標準値から素子の定数を選ぶことによる影響を確かめてみることにします。図8-8は、この3セクション構成のフィル

〈図8-7〉FDNR型フィルタによる構成



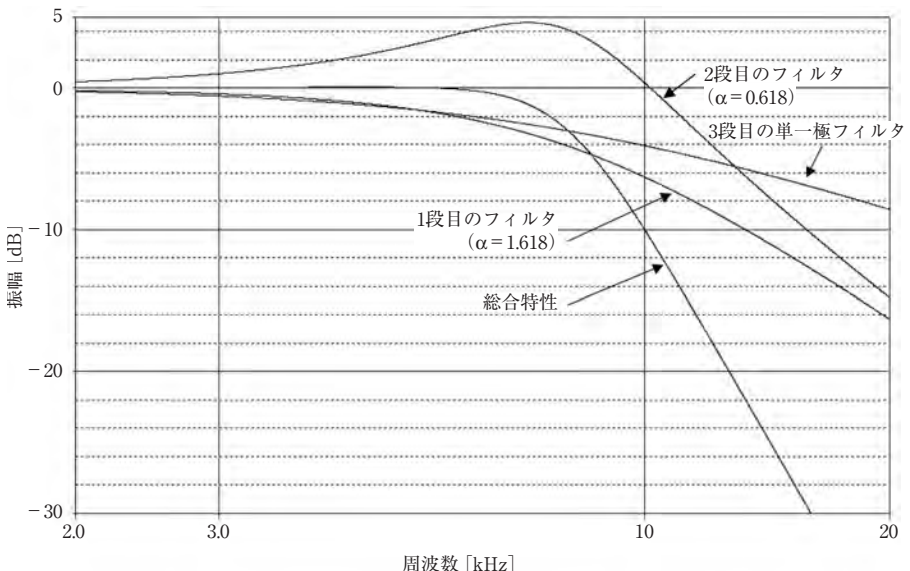
タの各セクションの応答を示しています。ここではサレン・キー型を取り上げていますが、ほかのフィルタでも類似の結果が得られます。

図8-9は、計算値のかわりに標準値を用いた影響を示しています。ここで、フィルタの特性カーブの形状はおおむね元のままに保たれていて、わずかに周波数軸だけがずれていることに気づきます。このシミュレーションは、抵抗器の標準値についてのみ行ったものです。素子の許容差による影響をすべて把握するには、すべての素子の値の許容差と素子の温度やエージングの影響について、同様の計算を行う必要があります。

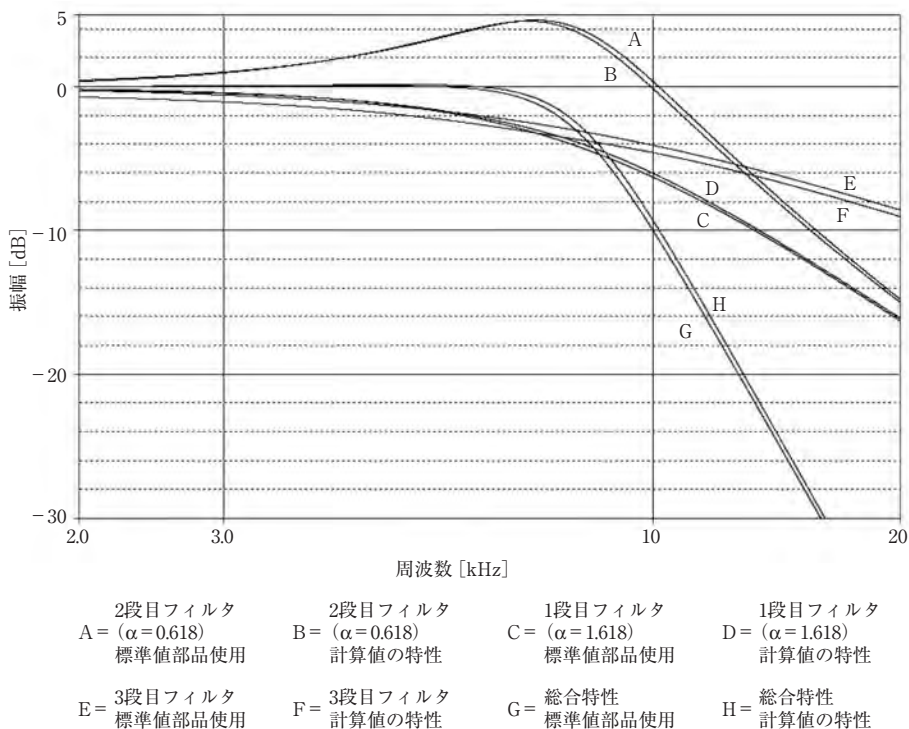
OP アンプを使用したアクティブ・フィルタの応用において、最良のフィルタ性能を追求すると、OP アンプの直流精度が重要になることがよくあります。ローパス・フィルタを通り抜けたOP アンプのオフセット電圧が増幅されると、過大な出力オフセット電圧となる可能性があります。高い抵抗値が必要な低周波アプリケーションでは、その抵抗を流れるバイアス電流もまた出力にオフセット電圧を発生させます。

一方、高い周波数ではOP アンプの動特性について、注意深く検討しなければなりません。これには、スルー・レート、帯域幅、そしてオープンループ・ゲインが、OP アンプを選択するうえで重要なポイントになります。歪みを小さくするには、スルー・レートは出力の立ち上がり/立ち下がりで対称かつ高速でなくてはなりません。

〈図8-8〉フィルタの個々のセクションの応答



〈図 8-9〉標準値の抵抗器を使うことによる影響



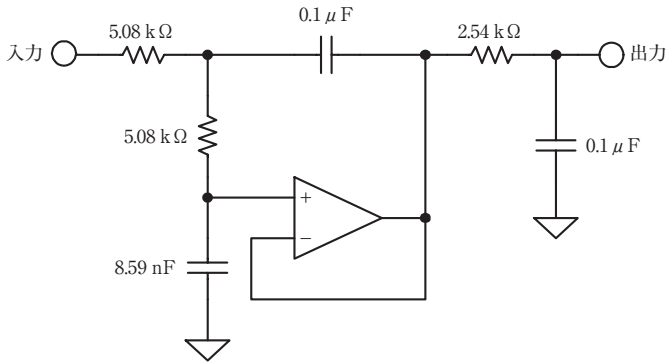
8-2 フィルタの変換

ここでは、フィルタの変換手順について説明します。

前の章で述べたように、フィルタ理論はローパス・プロトタイプ・フィルタを基本として、ほかの特性のフィルタはそこから導き出します。以下では、プロトタイプ・フィルタとして、カットオフ周波数 1 kHz, 3 ポール, 0.5 dB リプルのチェビシェフ特性フィルタを例として使います。チェビシェフ特性を選んだのは、不適当な応答になった場合の確認がしやすいという理由によります。バターワース特性フィルタでは、そのような場合でも不具合がはっきりしないことがあります。3 ポールのフィルタを選んだので、一対のポールと一つのシングル・ポールについて変換を行います。

ローパス・プロトタイプ・フィルタのポールの位置は第4章の表 4-6 (p.72) から求めたもので、次のようになります。

〈図 8-10〉ローパス・プロトタイプ・フィルタ



ステージ	α	β	f_0	α
1	0.2683	0.8753	1.0688	0.5861
2	0.5366	—	0.6265	—

最初のステージは対となるポールで、次は単独のポールになります。ここで、パラメータの名前の付けかたが少々不適切であるために、まったく異なる二つのパラメータをどちらも α と表していることに注意してください。左の α と β は s 平面でのポールの位置です。変換アルゴリズムでは、その値を使います。右側の α は $1/Q$ のことであり、設計式が必要とする値です。

実際のフィルタにはサレン・キー型の構成を用います。対となるポールは図 6-30 (p.116)、単独のポールは図 6-29 (p.115) にある設計式を使います。その回路を図 8-10 に示します。

●ハイパス・フィルタへの変換例

ここで、第 5 章の計算式のパラメータを入れて、このフィルタをハイパス・フィルタに変換することになります。変換後の結果は以下のようになります。

ステージ	α	β	f_0	α
1	0.3201	1.0443	0.9356	0.5861
2	1.8636	—	1.596	—

ここで、一つ注意が必要です。チェビシェフ・フィルタを記述する場合の取り決めで、3 dB 減衰のカットオフ周波数のかわりに等リプル帯域 (リプル誤差帯域) の周波数が必要になります。このため、リプル帯域幅と 3 dB 帯域幅 (表 4-1, 第 4 章, p.36) の比の値で、表中の f_0 を割らなくてはなりません。

ここでも、フィルタ回路としてサレン・キー型回路を使うことにします。対のポールは図 6-31 (p.117), 単独のポールは図 6-29 (p.115) にある設計式を使って、各素子の値を求めた回路を図 8-11 に示します。

図 8-12 に、元になったローパス・プロトタイプ・フィルタと、変換後のハイパス・フィルタの周波数特性を示します。1 kHz のカットオフ周波数を中心に、振幅応答が対称であることに注目しましょう。繰り返しになりますが、チェビシェフ・フィルタの特性として、1 kHz とは等リプル帯域の端点であって、3 dB 減衰点ではないことに注意します。

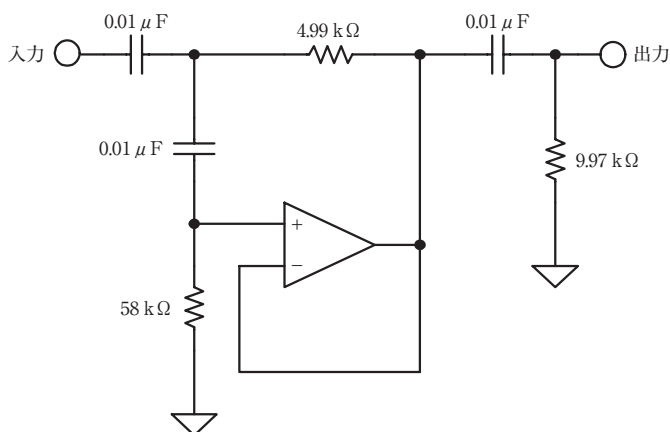
●バンドパス・フィルタへの変換例

今度は、ローパス・プロトタイプ・フィルタをバンドパス・フィルタに変換してみます。第5章で説明した設計式のパラメータを使います。プロトタイプ・フィルタのそれぞれのポールは、ポールの対に変換されます。したがって、ポールが3個あるプロトタイプ・フィルタが変換されると、6個のポール(3個のポール対)をもつようになります。さらに、原点には6個のゼロが存在します。

ここでの変換手順には、変換後のフィルタの3 dB 帯域幅を規定することが含まれます。この場合では、帯域幅を 500 Hz とします。この変換結果は以下のようになります。

ステージ	f_0	Q	A_0
1	804.5	7.63	3.49
2	1243	7.63	3.49
3	1000	3.73	1

〈図 8-11〉ハイパス・フィルタへの変換

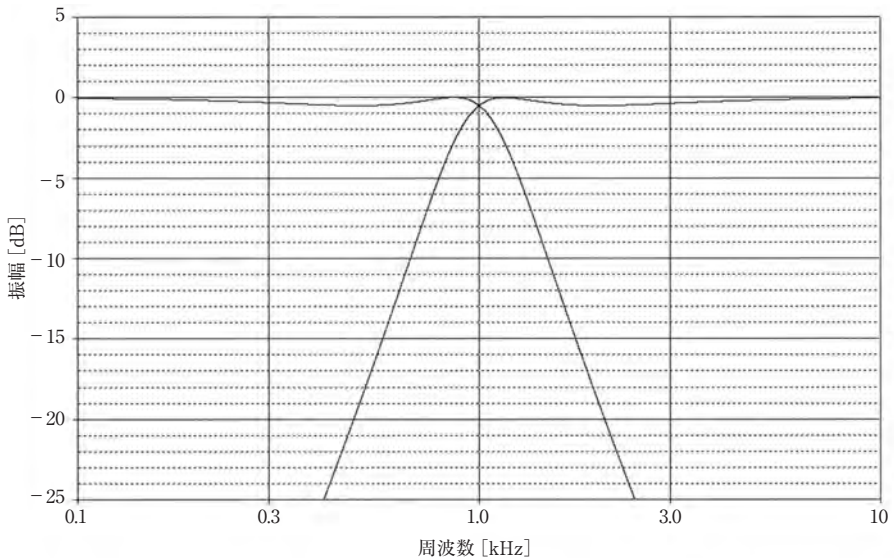


始めの二つのステージにゲインをもたせているのは、それらの中心周波数では（フィルタ全体の中心周波数での振幅に対して）減衰を受けるからです。最終的なフィルタのQの値はそれほど高くない（20 以下）ので、回路構成として多重帰還型フィルタを選びました。フィルタの各段の設計には図 6-35 (p.121) を用いました。

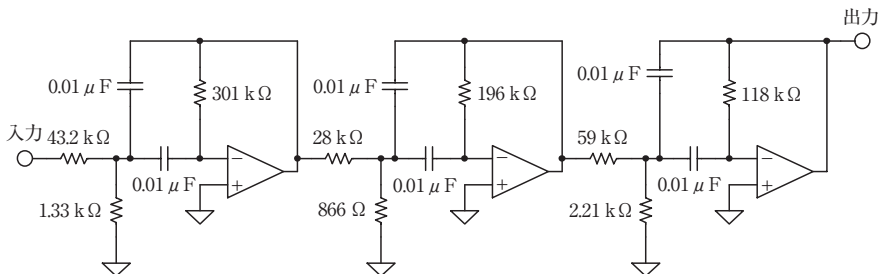
求めたフィルタ回路を図 8-13 に、その周波数特性を図 8-14 に示します。

ここでも、中心周波数に対して対称性があることに注意しましょう。ただし、500 Hz の帯域幅とは中心周波数の両側に 250 Hz ずつ（算術的な対称性の）通過帯域があるという

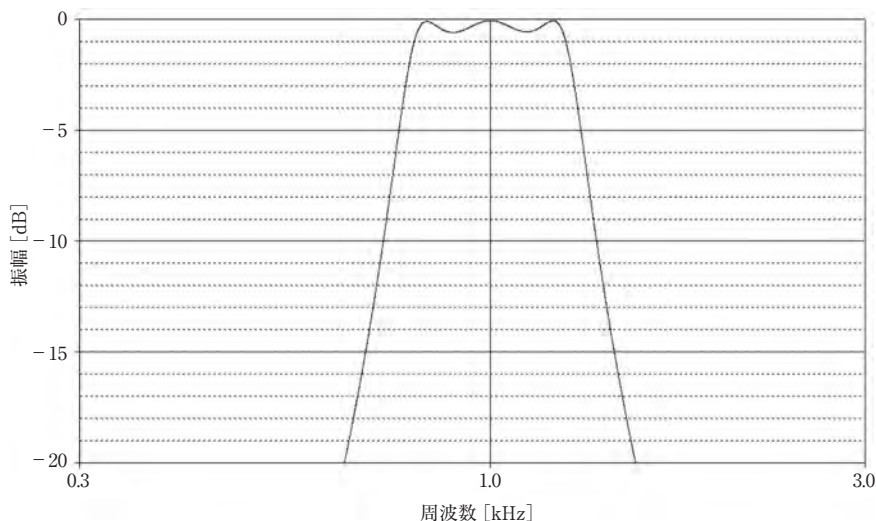
〈図 8-12〉ローパス・フィルタとハイパス・フィルタの応答特性



〈図 8-13〉バンドパス・フィルタに変換した回路



〈図8-14〉バンドパス・フィルタの応答特性



ことではありません。そのかわり幾何的な対称性として、等振幅である任意の二つの周波数 (f_1 , f_2) について、次の関係が成り立ちます。

$$f_0 = \sqrt{f_1 \cdot f_2}$$

●バンドリジエクト・フィルタへの変換例

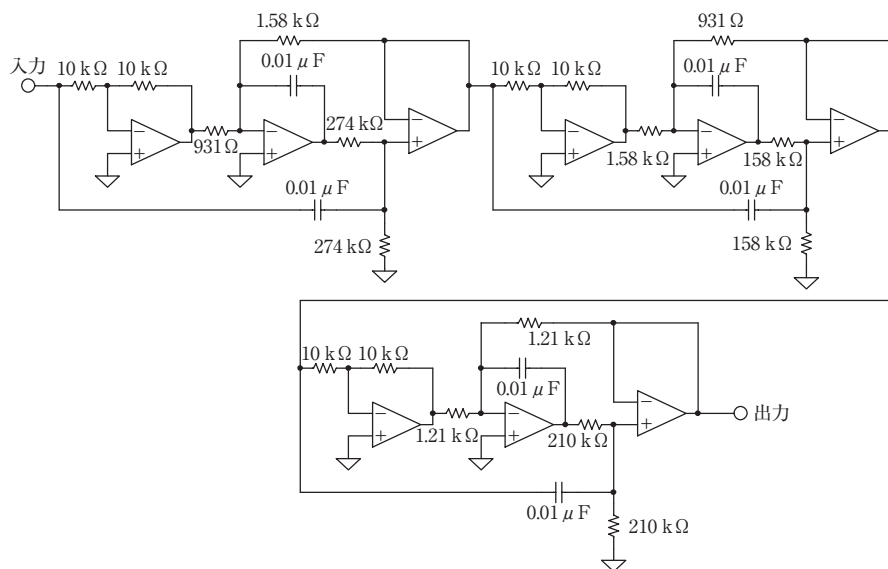
最後に、ローパス・プロトタイプ・フィルタをバンドリジエクト・フィルタに変換してみます。第5章の設計式のパラメータで変換を行います。ここでも、プロトタイプ・フィルタのそれぞれのポールはポールの対に変換されます。そのため、ポールが3個あるプロトタイプ・フィルタを変換すると、6個のポール(3個のポール対)をもつようになります。

変換手順として、バンドパス・フィルタの場合と同様に、変換後のフィルタの3 dB帯域幅を規定します。ここでもこの帯域幅は500 Hzとします。変換後の結果は次のようになります。

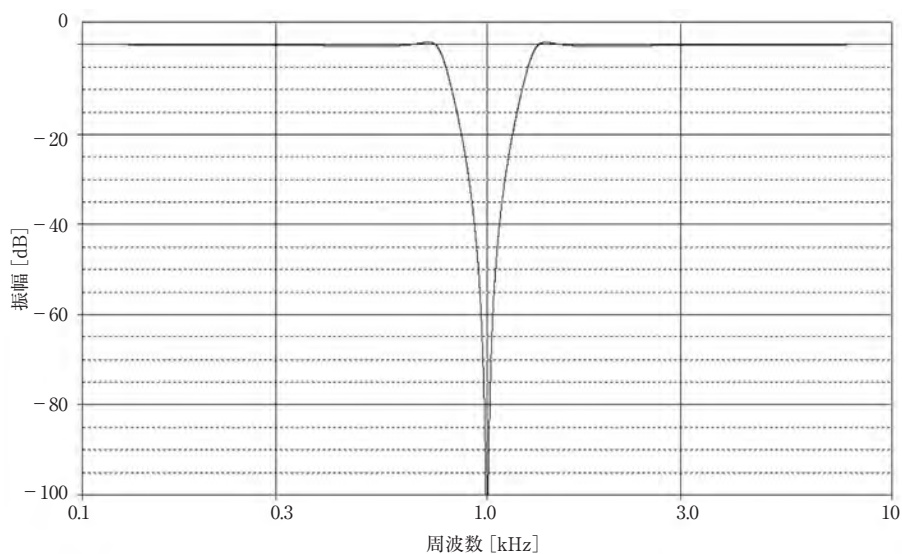
ステージ	f_0	Q	f_{0Z}
1	763.7	6.54	1000
2	1309	6.54	1000
3	1000	1.07	1000

ノッチ・フィルタには三つの場合があることに注意します。つまり、標準ノッチ・フィ

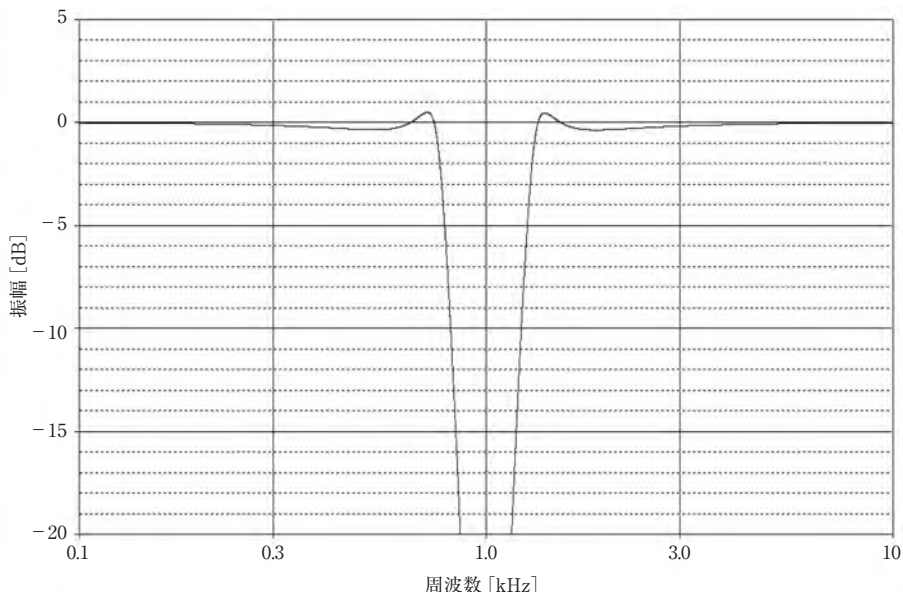
〈図 8-15〉バンドリジェクト・フィルタに変換した回路



〈図 8-16〉バンドリジェクト・フィルタの応答特性



〈図 8-17〉バンドリジェクト・フィルタの応答 (拡大図)



ルタ ($f_0 = f_Z$, 第3章), ローパス・ノッチ ($f_0 < f_Z$, 第1章), そしてハイパス・ノッチ ($f_0 > f_Z$, 第2章) のことです。三つのタイプのすべてのノッチ・フィルタが必要ということにして, バイナリーノッチ・フィルタを使います。図 6-40 (p.129) を用いてフィルタを設計します。 K_1 , K_2 のゲイン係数は 1 として, できあがった回路を図 8-15 に示します。

このフィルタの応答特性を図 8-16 と図 8-17 (拡大図) に示します。やはり中心周波数に対する対称性が見られ, 幾何的な対称性があることに注意しましょう。

8-3 音楽 CD 用再構成フィルタ

これは雑誌の記事用に設計したもので, デジタル音源の外部ユニットとして使用する高品位 D-A コンバータ用のフィルタです [参考文献 (26)]。

再構成フィルタ (reconstruction filter) は, D-A コンバータの出力回路で必要となります。それは, D-A コンバータの出力は真のアナログ電圧ではなく, 連続したステップ波形であるからです。コンバータの出力する離散的な値の電圧は, 次のサンプルで出力が更新されるまでホールドされます。再構成フィルタの役目は, 高い周波数成分を取り除いて波形を滑らかにすることです。そのため, スムージング・フィルタ (smoothing filter) と

呼ばれることがあります。

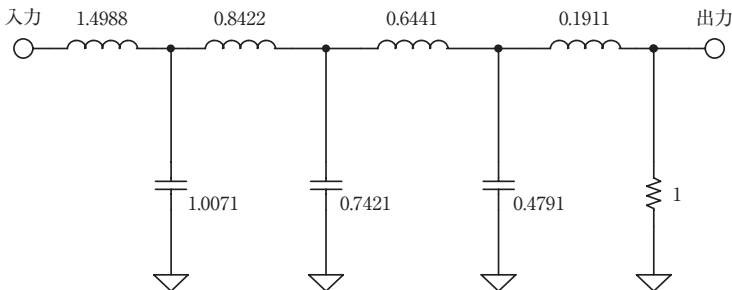
また、このフィルタは変換過程で発生したエイリアス（折り返しノイズ）を除去する役目も果たします。音楽産業での「業界標準」では、3次ベッセル関数フィルタを再構成フィルタとして使います。ベッセル・フィルタを使うのは、それが最良の位相応答を示すからで、音楽の個々の音の位相関係を保つことに役立ちます。この位相特性での優位性の対価として、振幅特性はほかのタイプのフィルタほど良くありません。

ここで、D-A コンバータで48 kspsのデータ・ストリームを8倍オーバ・サンプリングしたと仮定すると、エイリアスが364 kHz ($8 \times 48 \text{ k} - 20 \text{ k}$) に現れます。補間操作を行うデジタル・フィルタは、20 kHz ~ 364 kHz の成分を除去します。帯域の端を30 kHzと仮定すると、およそ12倍 ($364 \div 30$) の周波数比になります。帯域として20 kHzでなく30 kHzを使うのは、フィルタの通過帯域でのロールオフを最小にするためです。実際にこのようなフィルタを設計する際には、通過帯域でのロールオフを補償するためにシェルビング・フィルタ*14を採用します。図4-12 (p.58) においてグラフを外挿してみると、3次ベッセル・フィルタは f_0 の12倍の周波数で55 dB程度の減衰を与えるにすぎないことがわかります。これは9ビット・システムの精度にとどまります。

これを7次、等リプル誤差 0.05° の直線位相フィルタとすると、阻止帯域の減衰を f_0 の12倍の周波数において約120 dBまで増大させることができます。これが我々の望む20ビット・システムの精度に近いものです。

このフィルタは個人的な判断で、FDNR型で設計しました。これを選んだ理由は、部品の許容誤差の影響を受けにくいことと、OPアンプが直接の信号経路ではなく、シャント・アーム（対地接続）に入っているという点にあります。

〈図 8-18〉CD再構成フィルタ…パッシブ・プロトタイプ

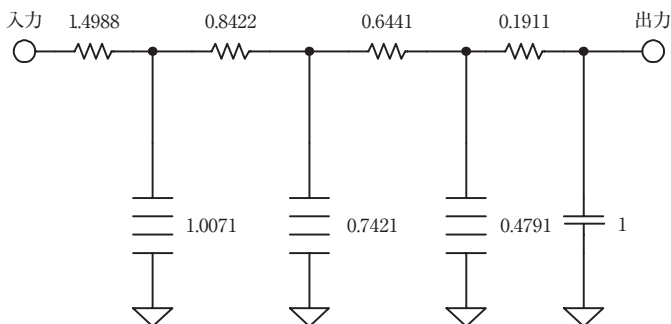


* 14：【訳注】shelving filter. ある周波数から上や下の帯域で、レベルを持ち上げたり、下げたりする特性のフィルタ。

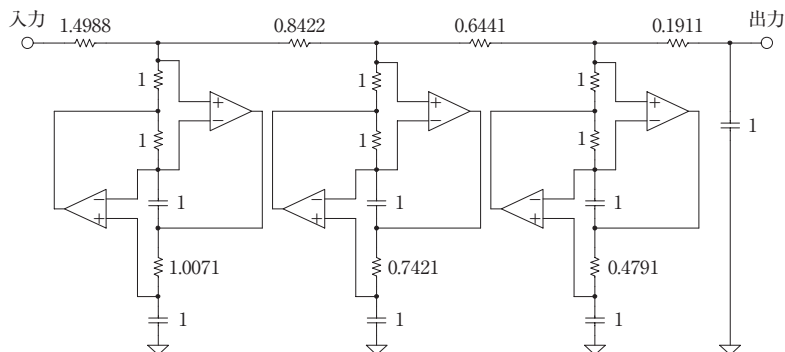
設計手順としては、まずはじめに、必要なパッシブ・プロトタイプ・フィルタを見つけることです。これを行うのに、ウィリアムス氏の著作にある図表を使います。こうして、**図 8-18**に示す回路が得られました。次に、 s 平面での変換を行います。これで、**図 8-19**の回路を得ます。このフィルタは周波数が1 Hz、インピーダンスが1 Ω で正規化されています。変換された回路の D エLEMENTは、実現可能な GIC で置き換えます。ついで、回路を周波数 (30 kHz) とインピーダンス (とりあえず1 k Ω) でスケーリングします。ここで、周波数スケーリング係数 (FSF) は $2\pi \times 10^3$ より、 $FSF = 1.884 \times 10^5$ になります。コンデンサに1 nFを選ぶとすると、インピーダンス・スケーリング係数 (Z) として、 $(C_{old}/C_{new})/FSF$ を計算すると $Z = 5305$ を得ます。

次に、各抵抗値に Z の値を掛けます。これによって、抵抗は1 Ω で正規化された値から5.305 k Ω と求まります。簡単のために、標準値から5.36 k Ω を採用します (**図 8-20**)。これ

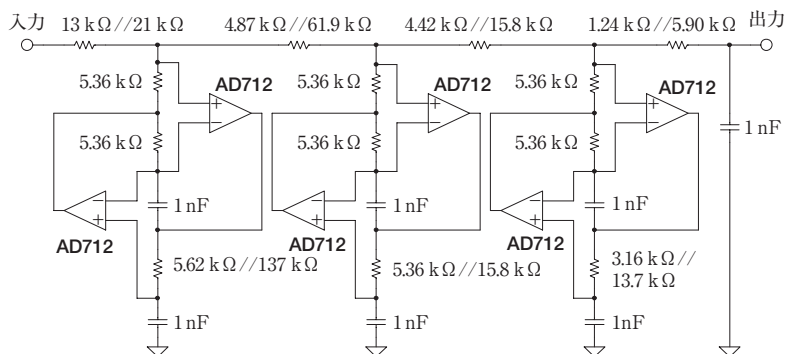
〈図 8-19〉 s 平面での変換



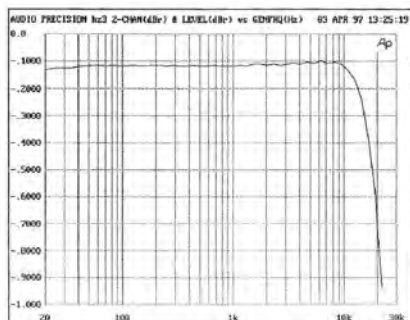
〈図 8-20〉正規化 FDNR 型フィルタ



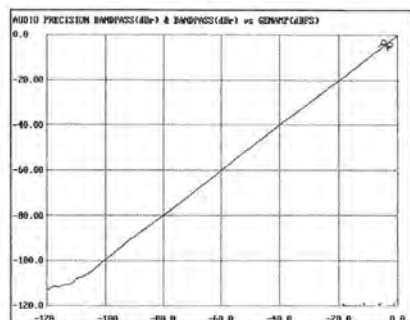
〈図 8-21〉最終形のフィルタ回路



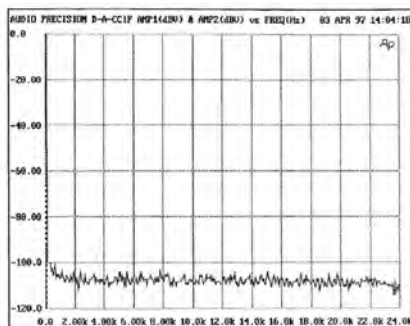
〈図 8-22〉設計した CD 再構成フィルタの性能



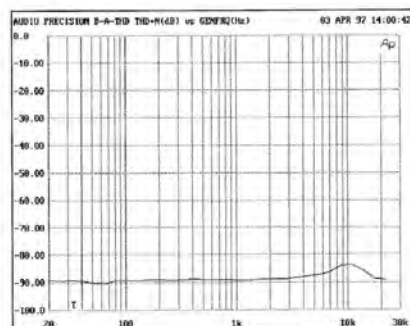
(a) 周波数応答



(b) 直線性



(c) SN比



(d) THD + N

によってカットオフ周波数が29.693 kHzに変わりますが、わずかな変化ですので許容範囲とします。

周波数スケール係数を新しい中心周波数で再計算し、この値で残りの抵抗を変換します。最終の回路は図8-21になります。

このフィルタの性能を図8-22に示します。

8-4 デジタル制御が可能な状態変数型フィルタ

状態変数型フィルタの魅力的な特徴の一つに、パラメータ（ゲイン、カットオフ周波数、そして Q ）を独立に調整できる点があります。この性質を活用して、これらのパラメータを制御できるように設計します。

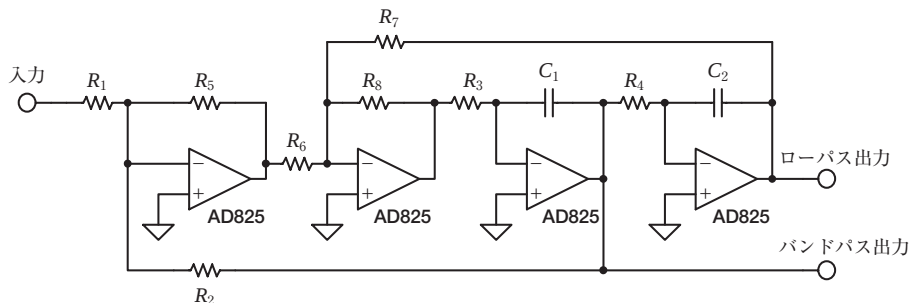
はじめに、このフィルタを少し変形しておきます。 Q を決める抵抗分圧器（図6-18の R_6 と R_7 ）を反転構成にしておきます。図8-23にこの新しいフィルタ回路を示します。ついで、抵抗 R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 をCMOS乗算型D-Aコンバータに置き換えます。 R_5 はD-Aコンバータ内蔵の帰還抵抗として実装されることに注意してください。この回路を図8-24に示します。

ここで使用したAD7528は8ビットのデュアル乗算型D-Aコンバータで、AD825は高速FET入力OPアンプです。これらのデバイスを使用すると、周波数は約550 Hz～約150 kHzの範囲で変更可能です（図8-25）。また、 Q は約0.5～12.5以上（図8-26）、回路のゲインは0 dB～-48 dB（図8-27）が可変範囲になります。

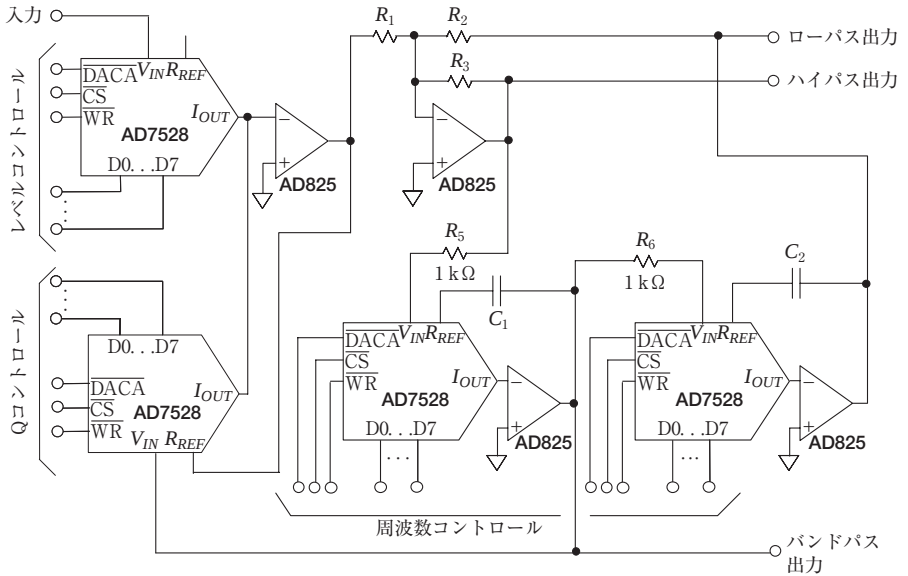
パラメータを制御するD-Aコンバータの動作は、D-Aコンバータを可変抵抗器と考えれば理解できます。この関係は、次のようになります。

$$\text{D-Aコンバータの等価抵抗値} = \frac{256 \times \text{D-Aコンバータの抵抗値}}{\text{D-Aコンバータの入力コード(10進値)}}$$

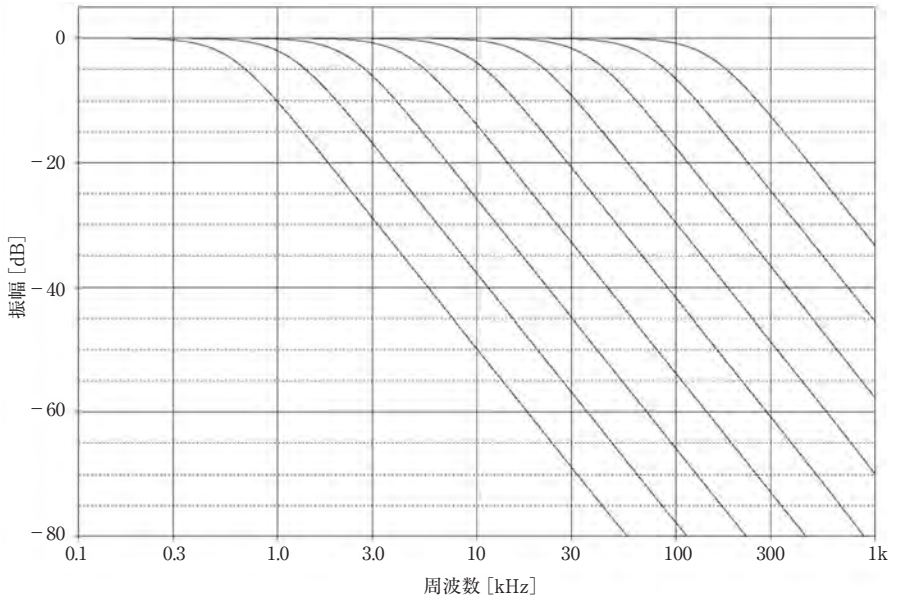
〈図8-23〉変形した状態変数型フィルタ



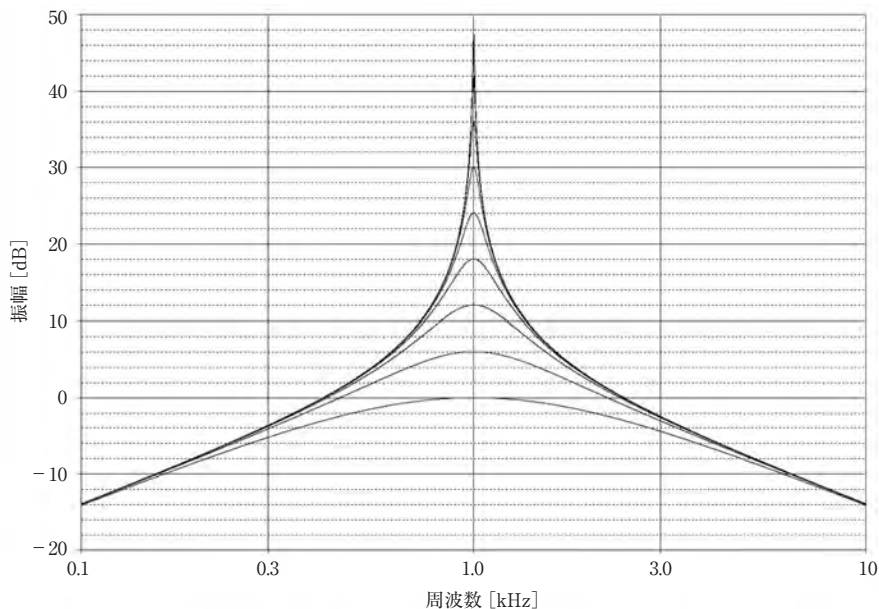
〈図 8-24〉デジタル制御が可能な状態変数フィルタ



〈図 8-25〉周波数応答の可変



〈図 8-26〉Q の可変

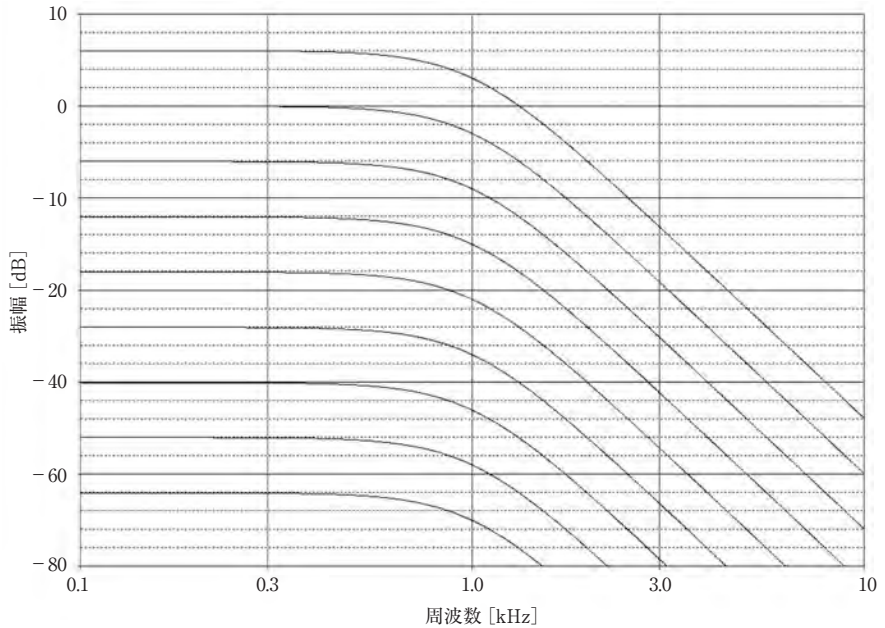


AD7528 の場合には、抵抗値は $11\text{ k}\Omega \sim 2.8\text{ }\Omega$ の範囲で変わります。

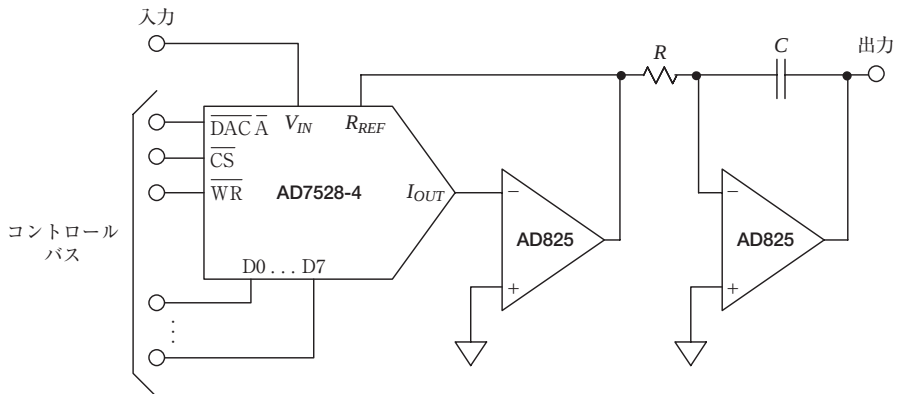
この設計は、周波数が D-A コンバータのラダー抵抗の抵抗値に依存するという制約があります。このパラメータは自由に決めることができません。D-A コンバータは抵抗の絶対値ではなく、抵抗値の比についてトリムされているのです。AD7528 の場合では、平均値は $11\text{ k}\Omega$ で、最小値は $8\text{ k}\Omega$ 、最大値は $15\text{ k}\Omega$ というように規定されています。この問題は回路に簡単な変更を加えることで取り除けますが、2 個の OP アンプを追加する必要があります (図 8-28)。この場合には、実効抵抗は D-A コンバータの抵抗値ではなく固定抵抗器で決まります。二つの積分器があるので、追加した OP アンプによる位相反転はキャンセルされます。

補足すると、この乗算型 D-A コンバータはアナログ・マルチプライヤで置き換えることができます。この場合、当然ながら制御手段はデジタル信号でなくアナログ信号になります。また、乗算型 D-A コンバータのかわりにデジタル・ポテンシオメータを使うことも容易です。動作上の違いは、D-A コンバータでは実効抵抗を増加させて使うかわりに、ポテンシオメータではその値が抵抗の最大値になることです。

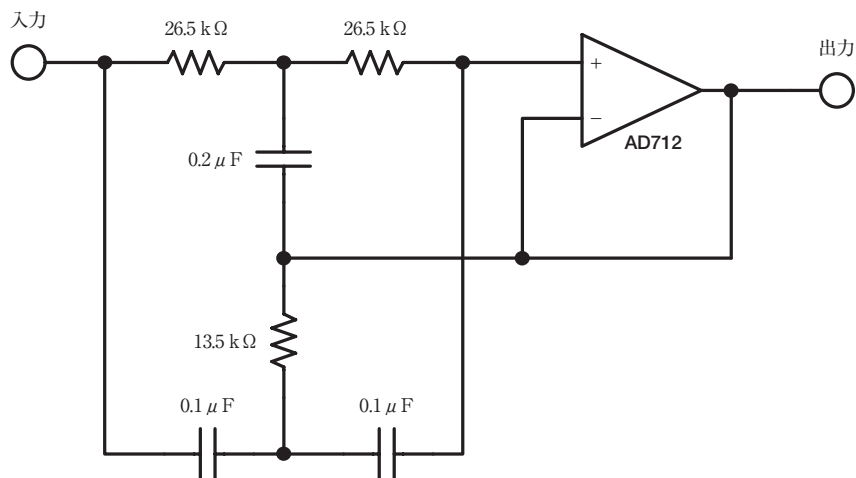
〈図 8-27〉ゲインの可変



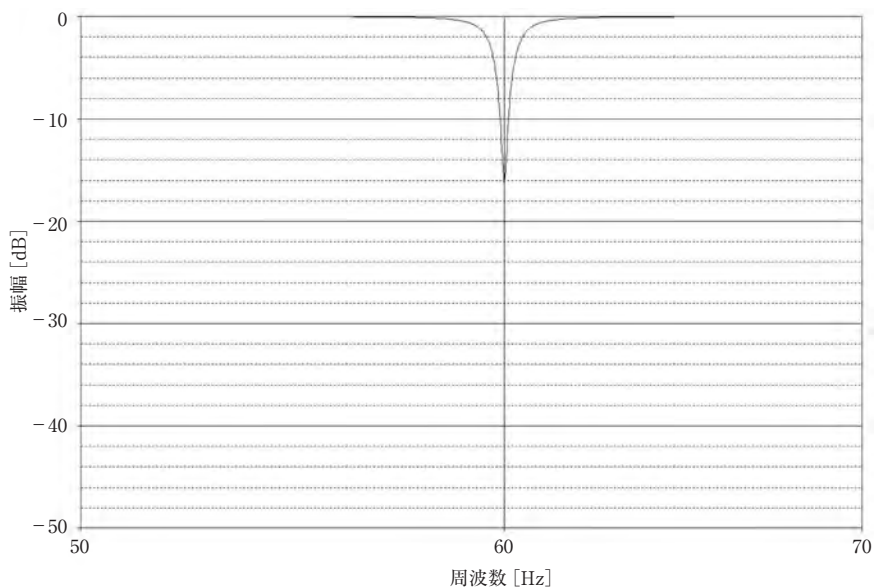
〈図 8-28〉改善したデジタル・コントロール積分器



〈図 8-29〉60 Hz ツイン T 型ノッチ・フィルタ



〈図 8-30〉60 Hz ノッチ・フィルタの応答特性



8-5 60 Hz ノッチ・フィルタ

計装アプリケーションにおける一般的な問題として、計測対象への電磁干渉の発生があります。電力線はその主たる原因の一つで、特にインピーダンスの高い回路において顕著になります。また、グラウンド・ループもこのノイズの原因になります。その解決手段の一つとして、60 Hz の周波数成分を取り除くノッチ・フィルタを使うことがあります。これは、単一周波数による電磁干渉ですので、ツイン T 型のノッチ・フィルタ回路を使います。

最大の減衰と最小のノッチ幅が求められるので、回路の Q を最大にする必要があります。つまり、最大量の正帰還をかけることになります (R_5 をオープン, R_4 をショートにする)。フィードバック・ネットワークのインピーダンスが高くなるので、FET 入力 OP アンプを採用します。

図 6-39 (p.128) を使って設計したフィルタの回路を図 8-29 に、その応答特性を図 8-30 に示しました。

◆本書の参考文献◆

- (1) A. I. Zverev, Handbook of Filter Synthesis, John Wiley, 1967.
- (2) A. B. Williams, Electronic Filter Design Handbook, McGraw-Hill, 1981, ISBN: 0-07-070430-9.
- (3) M. E. Van Valkenburg, Analog Filter Design, Holt, Rinehart & Winston, 1982.
- (4) M. E. Van Valkenburg, Introduction to Modern Network Synthesis, John Wiley and Sons, 1960.
- (5) Zverev and H. J. Blinichkoff, Filtering in the Time and Frequency Domain, John Wiley and Sons, 1976.
- (6) S. Franco, Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits, McGraw-Hill 1988, ISBN: 0-07-021799-8.
- (7) W. Cauer, Synthesis of Linear Communications Networks, McGraw-Hill, New York, 1958.
- (8) Budak, Passive and Active Network Analysis and Synthesis, Houghton Mifflin Company, Boston, 1974.
- (9) L. P. Huelsman and P. E. Allen, Introduction to the Theory and Design of Active Filters, McGraw Hill, 1980, ISBN: 0-07-030854-3.
- (10) R. W. Daniels, Approximation Methods for Electronic Filter Design, McGraw-Hill, New York, 1974.
- (11) J. Tow, "Active RC Filters - a State-space Realization", Proc. IEEE, 1968, vol.56, pp.1137 ~ 1139.
- (12) L.C. Thomas, "The Biquad: Part I - Some Practical Design Considerations", IEEE Trans. Circuits and Systems, Vol. CAS-18, 1971, pp.350 ~ 357.
- (13) L.C. Thomas, "The Biquad: Part I - A Multipurpose Active Filtering System", IEEE Trans. Circuits and Systems, Vol. CAS-18, 1971, pp.358 ~ 361.
- (14) R. P. Sallen and E. L. Key, "A Practical Method of Designing RC Active Filters", IRE Trans. Circuit Theory, Vol. CT-2, 1955, pp.74 ~ 85.
- (15) P. R. Geffe, "How to Build High-Quality Filters out of Low-Quality Parts", Electronics, Nov. 1976, pp.111 ~ 113.
- (16) P. R. Geffe, "Designers Guide to Active Bandpass Filters", EDN, Apr. 5 1974, pp.46 ~ 52.
- (17) T. Delyiannis, "High-Q Factor Circuit with Reduced Sensitivity", Electronics Letters, 4, Dec. 1968, p.577.
- (18) J. J. Friend, "A Single Operational-Amplifier Biquadratic Filter Section", IEEE ISCT Digest Technical Papers, 1970, p.189.
- (19) L. Storch, "Synthesis of Constant-Time-Delay Ladder Networks Using Bessel Polynomials", Proceedings of IRE, Vol. 42, 1954, pp.1666 ~ 1675.
- (20) K. W. Henderson and W. H. Kautz, "Transient Response of Conventional Filters", IRE Trans. Circuit Theory, Vol. CT-5, 1958, pp.333 ~ 347.
- (21) J. R. Bainter, "Active Filter Has Stable Notch and Response Can be Regulated", Electronics, Oct. 2 1975, pp.115 ~ 117.
- (22) S. A. Bockor, "Single Amplifier Functionally Tunable Low-Pass Notch Filter", IEEE Trans. Circuits and Systems, Vol. CAS-22, 1975, pp.875 ~ 881.
- (23) S. A. Bockor, "A Novel second-order canonical RC-Active Realization of High-Pass-Notch Filter", Proc. 1974 IEEE Int. Symp. Circuits and Systems, pp.640 ~ 644.
- (24) L. T. Burton, "Network Transfer Function Using the Concept of Frequency Dependant Negative Resistance", IEEE Trans. Circuit Theory, Vol. CT-16, 1969, pp.406 ~ 408.
- (25) L. T. Burton and D. Trefleaven, "Active Filter Design Using General Impedance Converters", EDN, Feb. 1973, pp.68 ~ 75.
- (26) H. Zumbahlen, "A New Outboard DAC, Part 2", Audio Electronics, Jan. 1997, pp.26 ~ 32, 42.

- (27) M. Williamsen, "Notch-Filter Design", Audio Electronics, Jan. 2000, pp.10 ~ 17.
- (28) W. Jung, "Bootstrapped IC Substrate Lowers Distortion in JFET Op Amps", Analog Devices AN232.
- (29) H. Zumbahlen, "Passive and Active Filtering", Analog Devices AN281.
- (30) P. Toomey & W. Hunt, "AD7528 Dual 8-Bit CMOS DAC", Analog Devices AN318.
- (31) W. Slattery, "8th Order Programmable Lowpass Analog Filter Using 12-Bit DACs", Analog Devices AN209.
- (32) CMOS DAC Application Guide, Analog Devices.

索引

■ あ行

アクティブ・インダクタ	95
圧膜	139
アナログ乗算器	105
アルミ電解	138
アンチエイリアス・フィルタ	147
位相	23, 24
位相シフト	26
位相非直線性	27
インダクタンス	15
インパルス応答	29
インピーダンス	15
インピーダンス・スケーリング係数	149
エリプティカル・ローパス・フィルタ	22
エンベロープ	44
エンベロープ・ディレイ	28
オーダ	13
オーバーシュート	31
オープンループ・ゲイン	141
オールパス・フィルタ	23, 113
オールポール伝達関数	30
音楽CD用再構成フィルタ	160
温度係数	136

■ か行

カーボン	139
回路ゲイン	20
カウエル・フィルタ	40
ガウス特性	38
角周波数	15
カットオフ周波数	12, 89
過渡応答特性	29
奇数次	34
寄生容量	90

逆正規化	43
逆チェビシェフ特性	42
キャパシタンス	15
共振周波数	20, 89
狭帯域	20
極	13, 16
金属箔	139
金属皮膜	139
偶数次	34
クオリティ・ファクタ	18, 90
グループ・ディレイ特性	26
群遅延特性	26
コイル	135
広帯域	20
コンデンサ	135
コンデンサの等価回路	137
コンデンサの比較	138

■ さ行

最大平坦特性	33
サレン・キー回路	99
サレン・キー型ハイパス・フィルタの設計式	117
サレン・キー型バンドパス・フィルタの設計式	118
サレン・キー型ローパス・フィルタの設計式	116
シュルビング・フィルタ	161
時間領域	29
次数	13, 15
実装	135
遮断周波数	12
周波数イコライジング	23
周波数依存型負性抵抗	97
周波数スケール・ファクタ	149

周波数等化回路	23
周波数比	147
受動部品	135
乗算型 D-A コンバータ	105
状態変数型フィルタ	104
状態変数型フィルタの設計式	122
シングル・ボール・セクション	90
シングル・ボール・フィルタの設計式	115
スケーリング	149
ステート・バリエブル型フィルタ	104
ステップ応答	31
ストップバンド	12
ストップバンド最小減衰比	13
ストップバンド周波数	13
スムージング・フィルタ	160
正規化	34
積分回路	95
セクションの応答	153
セラミック	138
ゼロ	16, 39
ゼロ周波数	22
遷移領域	13
全極型	33
全極型伝達関数	30, 38
線形位相フィルタ	36
線形位相フィルタ設計表	75
線形位相フィルタ特性	60
阻止域	12
阻止域周波数	13

■ た行

帯域幅	20
ダイナミック・レンジ	144
楕円関数フィルタ	39
多重帰還型ハイパス・フィルタの設計式	120
多重帰還型バンドパス・フィルタの設計式	121
多重帰還型フィルタ	102
多重帰還型ローパス・フィルタの設計式	119

タンタル	138
ダンピング	18, 90
チェビシェフ特性	34
直列抵抗	90
ツイン T 型ノッチ・フィルタ	108
ツイン T 型ノッチ・フィルタの設計式	128
通過域	12
通過帯域リプル	13
抵抗	135
抵抗器の比較	139
デジタル・ポテンショメータ	105
デジタル制御	164
ディレイ	23
テフロン	138
デュアルアンプ・バンドパス・フィルタ	107
デュアルアンプ・バンドパス・フィルタの設計式	127
電圧制御型電圧源	99
電圧変調	142
伝達関数	24
伝達特性	15
電流帰還型 OP アンプ	144
等価直列抵抗	90
トランジェント応答	31
トランジショナル・フィルタ	37
トランジショナル・フィルタ設計表	77
トランジショナル・フィルタ特性	64
トランジション・バンド	13

■ な行

入力インピーダンス	142
入力容量	142
ネーパ周波数	15
能動素子	140
ノッチ	12
ノッチ・フィルタ	21

■ は行

バースト波	45
ハーフ・セクション	92
ハイ・メガオーム	139
バイクウッド・フィルタ	106
バイクウッド・フィルタの設計式	125
ハイパス	12
ハイパス・ノッチ	22
ハイパス・フィルタ	19
ハイパス構成要素	94
バインター・ノッチ・フィルタ	109
バインター・ノッチ・フィルタの設計式	129
薄膜	139
パスバンド	12, 89
パスバンド・リブル	13
パスバンドのゲイン	19
バターワース設計表	68
バターワース特性	33, 46
パッシブ・セクション	91
パッシブ・フィルタ	92, 148
バルク・メタル	139
反射係数	40
バンドパス	12
バンドパス・フィルタ	19
バンドパスでの構成	94
バンドリジクト	12
バンドリジクト・フィルタ	21
バンドリジクトでの構成	94
汎用インピーダンス変換器	95
ピーキング	18
ピーク・ゲイン周波数	20
標準ノッチ	22
フィルタ次数の決定	147
フィルタの比較	39
フィルタの変換	154
フーリエ変換	30
複素平面	16
フル・セクション	92
ブレイクポイント	38

プロトタイプ・モデル	19
プロトタイプ・ローパス応答特性	43
分圧器	16
平坦性	13
ベッセル設計表	74
ベッセル特性	35, 58
変調角	40
包絡線遅延	28
ボール	13, 16
ボール・ベア	79
ボール周波数	22
ボクター・ノッチ・フィルタ	110
ボクター・ノッチ・フィルタの設計式	130
ポリエステル	138
ポリカーボネート	138
ポリスチレン	138
ポリプロピレン	138

■ ま行

マイカ	138
巻き線抵抗	139
マルチプル・フィードバック・フィルタ	102
漏れ抵抗	90

■ や行

誘導 m 型セクション	92
-------------	----

■ る行

ラプラス変換	30
理想応答特性	12
リブル係数	40
リブル誤差範囲	13
リブル量	36
リングング	31
ローパス	12
ローパス・ノッチ	22
ローパス・フィルタ	17

ローパス・プロトタイプ特性	79
ローパスからオールパスへの変換	87
ローパスからハイパスへの変換	79
ローパスからバンドパスへの変換	81
ローパスからバンドリジエクトへの変換	84
ローパス構成要素	94
ロールオフ	18

■ 数字

0.01 dB チェビシェフ設計表	69	AD825	164
0.01 dB チェビシェフ特性	48	AD847	145
0.1 dB チェビシェフ設計表	70	A_{max}	13
0.1 dB チェビシェフ特性	50	A_{min}	13
0.25 dB チェビシェフ設計表	71	APF	23
0.25 dB チェビシェフ特性	52	BEF	12
0.5 dB チェビシェフ設計表	72	BPF	12, 19
0.5 dB チェビシェフ特性	54	BRF	12, 21
$1/Q$	90	BW	20
1 - 2BP	113	COG	136
1 - BP	112	DABP	107
1 - BP ノッチ・フィルタ	84	D エLEMENT	97
1 dB チェビシェフ設計表	73	f_0	17, 20, 89
1 dB チェビシェフ特性	56	f_c	13
1 次オールパス・フィルタ	113	FDNR	97
1 次オールパス・フィルタの設計式	133	f_s	13
1 - バンドパス型ノッチ・フィルタ	111	FSF	149
2 次オールパス・フィルタ	113	GIC	95
2 次オールパス・フィルタの設計式	134	H_0	89
2 次フィルタの応答特性	24	HPF	12, 19
- 3 dB 帯域	36	LPF	12, 17
60 Hz ノッチ・フィルタ	168	MDAC	105
		NPO	136
		OP176	142
		OP-90	145
		OP アンプ	140
		Q	17, 20, 90
		Q エンハンスメント	141, 144
		RC セクション	90
		s 平面	16
		TC	136
		VCVS	99
		α	79, 90
		β	79
		ω_0	22, 89
		ω_z	22

■ アルファベット

AD712	163, 168
AD7528	165