

LM833,LMF100,MF10

*Application Note 779 A Basic Introduction to Filters - Active, Passive,
and SwitchedCapacitor*



Literature Number: JAJA256



フィルタの基本的概要-能動、受動、およびスイッチト・キャパシタ・フィルタ

1.0 はじめに

ほとんどの電子回路の動作には、何らかの種類のフィルタが不可欠です。従って、特定の規格を満たすフィルタ回路を開発できる能力を身に付ければ、電子回路の設計に従事する人にとって役に立ちます。しかし残念ながら、これに関して馴染みが薄いせい、あるいは複雑なフィルタ設計で必要になる数学と取り組みたくないせい、エレクトロニクス分野ではこの話題を好みません。

このアプリケーション・ノートは、フィルタの基本概念と関連用語のごく基本的な概要を与えるために書かれています。初心者がフィルタ設計者になれるとまでいかになくても、フィルタ設計について更に学びたいと思っている人々の出発点とすることができます。

1.1 フィルタと信号: フィルタの機能は何か?

回路理論では、フィルタは周波数に関連して信号の振幅や位相、あるいはその両方を変更させる電気回路網です。理想的には、フィルタは入力信号に新しい信号を追加したり、入力信号の周波数成分を変化させることはなく、様々な周波数成分の相対的振幅や位相関係、あるいはその両方を変化させるようなものです。フィルタは特定の周波数範囲にある信号を強調し、その他の周波数範囲の信号を除去するために電子システムの中でしばしば使用されます。そのようなフィルタは信号周波数に依存する利得を持ちます。例えば、周波数 f_1 の必要な信号に周波数 f_2 の不要な信号が混合しているような状況を想定します。 f_1 に比べて f_2 での利得が非常に低いような回路を混合した信号が通過すると (Fig. 1)、不要な信号を取り除くことができ、必要な信号だけが残ります。この簡単な例では、 f_1 と f_2 以外の周波数でのフィルタの利得には関心がありません。 f_2 が f_1 に比べて十分に減衰される限り、このフィルタの性能は満足されます。しかし一般的には、フィルタの利得は複数の異なる周波数やある周波数帯域で規定されます。

フィルタは信号に対する周波数領域の効果で定義されますから、その最も有用な解析的で図式的記述も周波数領域に属するのは当然です。従って、フィルタの特性を図示するために利得/周波数と位相/周波数の曲線がよく使用され、また最も幅広く使用される数学的手法も周波数領域に基づいています。

フィルタの周波数領域での動作は、その伝達関数、または回路網関数を使って数学的に記述されます。それは、その出力信号と入力信号のラプラス変換の比です。従って、フィルタの電圧伝達関数 $H(s)$ は次のように表すことができます。

$$H(s) = \frac{V_{OUT}(s)}{V_{IN}(s)} \quad (1)$$

ここで、 $V_{IN}(s)$ と $V_{OUT}(s)$ は入力信号と出力信号の電圧であり、 s は複素周波数変数です。

伝達関数は任意の入力信号に対するフィルタの応答を定義しますが、よく連続正弦波に対するその効果として扱われます。特に重要なことは周波数の関数としての伝達関数の振幅であり、これは様々な周波数の正弦波信号に対するフィルタの効果を表します。各周波数での伝達関数の振幅(または利得)が分かれば、フィルタが異なる周波数の信号をどの程度弁別できるかを知ることができます。周波数に対する伝達関数の振幅は振幅応答と呼ばれますが、特にオーディオ・アプリケーションでは周波数応答とも呼ばれます。

同様に、フィルタの位相応答は、正弦波信号で生ずる移相量を周波数の関数として与えます。信号の位相変化は時間変化も表わしますが、フィルタの位相特性は、異なる周波数の信号成分の時間関係が重要であるような複雑な信号を扱うときに特に重要になります。

(1) の変数 s を $j\omega$ に置き換えると (j は $\sqrt{-1}$ に等しく、 ω はラジアン周波数 ($2\pi f$) である) 入力信号の振幅と位相に対するフィルタの効果が分かります。振幅は (1) の絶対値を取れば求まります。

$$|H(j\omega)| = \left| \frac{V_{OUT}(j\omega)}{V_{IN}(j\omega)} \right| \quad (2)$$

位相は次式で求められます。

$$\arg H(j\omega) = \arg \frac{V_{OUT}(j\omega)}{V_{IN}(j\omega)} \quad (3)$$

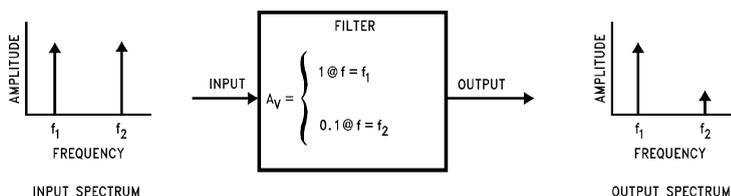


FIGURE 1. 周波数 f_1 の必要な信号を保持しながら、フィルタを使用して周波数 f_2 の不要な信号の影響を低減する方法。

TL/H/11221-1

例えば、Fig. 2の回路網の伝達関数は次のとおりです。

$$H(s) = \frac{s}{s^2 + s + 1} \quad (4)$$

FIGURE 2. フィルタ回路網の例

TL/H/11221-2

これは2次のシステムです。フィルタの次数とは、その伝達関数の変数の最大のべき数です。通常フィルタの次数は、回路のキャパシタとインダクタの総数に等しくなります。(2つ以上のキャパシタを組み合わせて作ったキャパシタは1個のキャパシタです。)高次のフィルタは多くの素子を使用すると同時に、設計するのが複雑ですから、当然のことながら高価になります。しかし、高次のフィルタは異なる周波数の信号を効果的に弁別できます。

(4)において回路網の振幅応答を実際に計算する前に、まず周波数が非常に低い(s の値が小さい)時を考えると、分母の最初の2つの項とともに、分子が非常に小さくなります。従って、 s がゼロに近づくにつれて分子はゼロに、分母は1に近づき、つまり $H(s)$ はゼロに近づきます。同様にまた、入力周波数が無限大に近づくにつれて、 $H(s)$ はだんだん小さくなります。これは、分母が周波数の2乗の割合で増加するのに対し、分子は周波数に関して線形に増加するからです。従って、 $H(s)$ はゼロと無限大の間のどこかの周波数で最大値をとり、その頂点の上下の周波数では減少します。

伝達関数の振幅を求めるには、 s を $j\omega$ に置き換えます。

$$A(\omega) = |H(s)| = \left| \frac{j\omega}{-\omega^2 + j\omega + 1} \right| \quad (5)$$

$$= \frac{\omega}{\sqrt{\omega^2 + (1 - \omega^2)^2}}$$

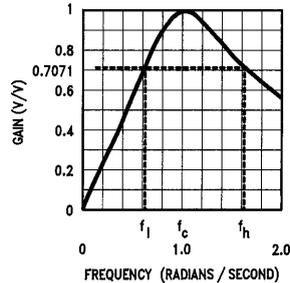
位相は次のとおりです。

$$\theta(\omega) = \arg H(s) = 90^\circ - \tan^{-1} \frac{\omega^2}{(1 - \omega^2)} \quad (6)$$

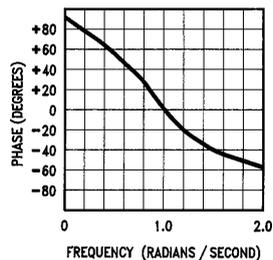
上記の関係はラジアン/周波数 ω で表され、単位はラジアン/秒です。正弦波は 2π ラジアンで1周期を完了します。ラジアン/周波数に対する振幅と位相のグラフをFig. 3に示します。Hz単位のフィルタの振幅応答と位相応答を知りたい時は、 $\omega = 2\pi f$ を使用してラジアン/周波数から変換します。ただし、 f はHz単位の周波数です。変数 f と ω はほとんど同じものとして使用され、特定の状況に対して適切で都合の良い方を使います。

前に予想したように、Fig. 3(a)は伝達関数の振幅が0と無限大の間の特定の周波数(ω_0)で最大値を取り、その周波数の両側で減少することを示しています。このような一般的な形のフィルタはバンドパス・フィルタと呼ばれていますが、それはこのフィルタが比較的狭い周波数帯域に属する信号を通過させ、その帯域外の信号を減衰するからです。フィルタを通過する周波数の範囲は、フィルタの通過帯域として知られています。このフィルタの振幅応答曲線はかなり滑らかですから、通過帯域としての明確な境界はありません。通過帯域の制限値は、

しばしばシステム要求によって定義されます。例えば、400Hzと1.5kHzの間の利得変動は1dB以下である、とシステム要求で規定されたとします。この規定は、実質的に通過帯域を400Hzから1.5kHzまでと定義したことになります。しかし、他にも通過帯域の制限値が規定されていない伝達関数で与えられることがあります。このような場合、またその他の通過帯域の制限値が明示されていない場合、通過帯域の制限値は通常、利得が3デシベル(その最大電圧利得の $\sqrt{2}$ または0.707まで)低下した周波数とします。このため、これらの周波数は-3dB周波数、またはカットオフ周波数と呼ばれます。しかし、通過帯域の利得変動(例えば、1dB)が規定されていれば、カットオフ周波数は最大利得変動を超える周波数になります。



TL/H/11221-3



TL/H/11221-5

FIGURE 3. フィルタ例の振幅(a)と位相(b)応答曲線(周波数と利得の目盛りは線形)

バンドパス・フィルタの振幅応答曲線の正確な形は個々の回路網に依存しますが、2次のバンドパス応答は全てフィルタの中心周波数でピーク値をとります。中心周波数は、-3dB周波数の幾何平均に等しくなります。

$$f_c = \sqrt{f_l f_h} \quad (8)$$

ここで、 f_c は中心周波数、 f_l は下側-3dB周波数、 f_h は上側-3dB周波数です。

フィルタの性能を記述するために使用されるもう一つの数量は、フィルタの“Q”です。これは振幅応答の“鋭さ”の尺度です。バンドパス・フィルタのQは、-3dB周波数の差(-3dB帯域幅ともいう)に対する中心周波数の割合であり、次式で与えられます。

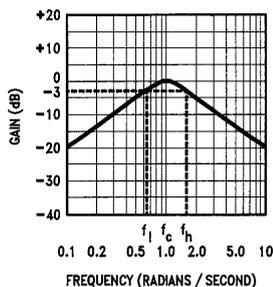
$$Q = \frac{f_c}{f_h - f_l} \quad (9)$$

1.2 基本フィルタの種類

バンドパス

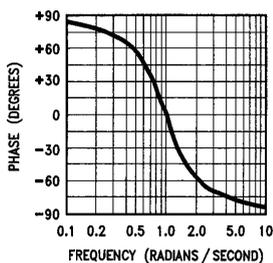
フィルタの性能を評価する時は通常、比例周波数に対するフィルタの性能が重要です。例えば、中心周波数の2倍と2分の1の点で減衰量がどの程度になるかを知りたいということがあります。(前述の2次バンドパスの場合、減衰量は両方の点で同じです。)また、広範囲の周波数に渡る振幅と位相の応答曲線を必要とするのが普通です。広範囲の比例周波数に渡って利得と位相を観測したい場合には、線形の周波数目盛りで有用な応答曲線を求めるのは困難です。例えば、 $f_0 = 1\text{kHz}$ で、10kHzまでの応答を見る時は、振幅応答のピークは周波数目盛りの左端になります。つまり、100Hzでの利得は周波数軸のわずかに1%を示しているに過ぎず、それを調べるのは非常に困難になります。そのような場合は、等しい周波数比に対して等しい重み付けをする対数の周波数目盛りが非常に便利です。

振幅範囲も広くなることがありますから、振幅目盛りは通常、デシベルで表されます ($20\log |H(j\omega)|$)。Fig. 4は、Fig. 3の曲線に対数の周波数目盛りとデシベルの振幅目盛りで示したものです。Fig. 4の曲線は、Fig. 3のものに比べて対称性が良いことに注目してください。



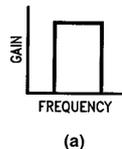
TL/H/11221-4

(a) FIGURE 4. バンドパス・フィルタ例の振幅(a)と位相(b)応答曲線。
対数の周波数目盛りと利得目盛りで曲線が対象であることに注目してください。

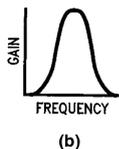


(b)

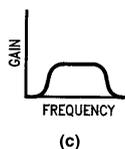
TL/H/11221-6



(a)

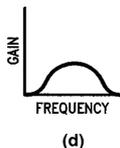


(b)

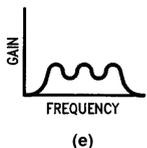


(c)

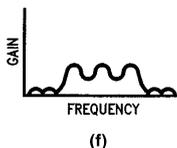
TL/H/11221-7



(d)



(e)



(f)

TL/H/11221-8

FIGURE 5. バンドパス・フィルタ振幅応答の例

通過帯域の両端を正確に観測して決めるのが難しいのと同様に、阻止帯域の境界もまた明確にするのは困難です。その結果、阻止帯域が始まる周波数は通常、特定のシステムの要求によって定義されます。例えば、信号は1.5kHzで最低35dB減衰されなければならない、とシステムの規格で要求されたとします。これは、阻止帯域の開始が1.5kHzであることを定義します。

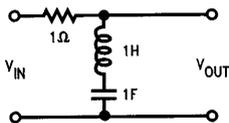
通過帯域と阻止帯域の間の減衰の変化率もまた、フィルタによって異なります。この領域の曲線の傾斜はフィルタの次数に大きく左右され、高次のフィルタほどカットオフの傾斜が急になります。減衰の傾斜は通常、dB/octave(1 octaveは2倍の周波数)かdB/decade(1 decadeは10倍の周波数)で表されます。

バンドパス・フィルタは、ある周波数やある周波数帯域の信号を他の周波数の信号から分離するために電子システムで使用されます。1.1項のフィルタ例の目的は、周波数 f_1 の必要な信号を通過させ、周波数 f_2 の不要な信号をできる限り減衰させることでした。この機能は、中心周波数が f_1 の適切なバンドパス・フィルタで達成できます。そのようなフィルタはまた、通過帯域外の他の周波数の不要な信号を除去することもできますから、対象とする信号に多くのいろいろな周波数の信号が混じっているような状況で便利です。

ノッチ、またはバンドリジェクト

実質的にバンドパスとは反対の機能を持つフィルタが、バンドリジェクト、またはノッチ・フィルタです。その一例として、Fig. 3の回路網中の素子を並び換えてFig. 6のようなノッチ・フィルタを構成することができ、その伝達関数は次のようになります。

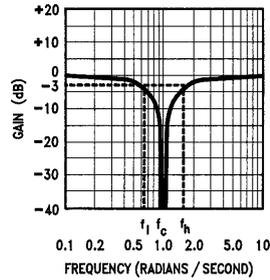
$$H_N(s) = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{s^2 + 1}{s^2 + s + 1} \quad (10)$$



TL/H/11221-9

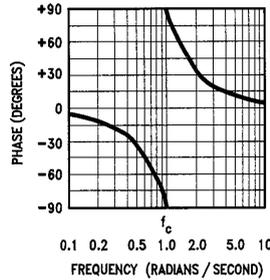
FIGURE 6. 簡単なノッチ・フィルタの例

この回路の振幅と位相曲線をFig. 7に示します。曲線から分かるように、バンドパス・フィルタの動作を記述するために使用した数量、 f_c 、 f_1 はまた、ノッチ・フィルタにも適切です。ノッチ・フィルタの振幅応答曲線をいくつかFig. 8に示します。Fig. 5と同様に、曲線(a)は“理想”ノッチ応答を示しており、その他の曲線は理想特性のいろいろな近似を表しています。



(a)

TL/H/11221-10

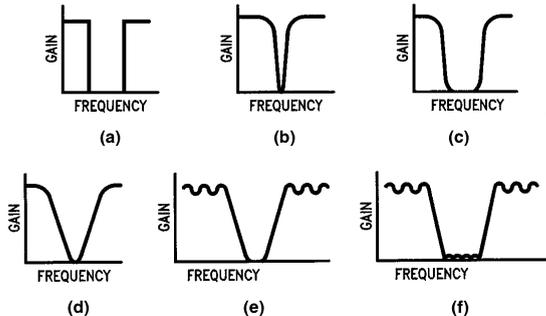


(b)

TL/H/11221-11

FIGURE 7. ノッチ・フィルタ例の幅 (a) と位相 (b) 応答曲線

ノッチ・フィルタは信号から不要な周波数を除去すると同時に、その他の周波数にできる限り影響しないように使用されます。ノッチ・フィルタの使用例としては、60Hzの電源ハムが混じっているオーディオ信号があります。中心周波数が60Hzのノッチ・フィルタは、オーディオ信号にほとんど影響を与えずにハムを除去できます。



TL/H/11221-12

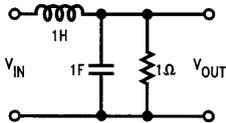
TL/H/11221-13

FIGURE 8. ノッチ・フィルタ振幅応答の例

ローパス

フィルタの3つめの種類はローパスです。ローパス・フィルタは、低い周波数の信号を通過させ、フィルタのカットオフ周波数より高い周波数の信号を除去します。前の回路例の素子を Fig. 9 のように並び換えれば、その結果の伝達関数は次のようになります。

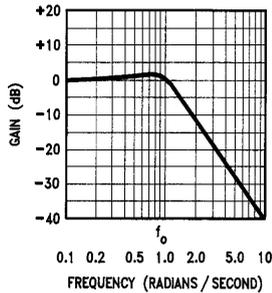
$$H_{LP}(s) = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{s^2 + s + 1} \quad (11)$$



TL/H/11221-14

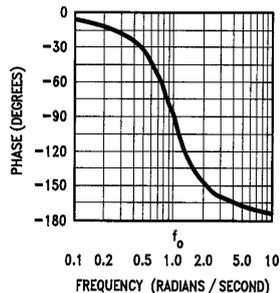
FIGURE 9. 簡単なローパス・フィルタの例

この伝達関数は、高周波数よりも低周波数で大きい利得を持つことが容易に分かります。 ω が 0 に近づくほど、 H_{LP} は 1 に近づきます。 ω が無限大に近づくほど、 H_{LP} は 0 に近づきます。



TL/H/11221-15

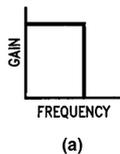
(a)



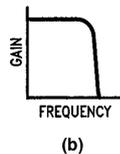
TL/H/11221-16

(b)

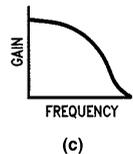
FIGURE 10. ローパス・フィルタ例の幅(a)と位相(b)応答曲線



(a)

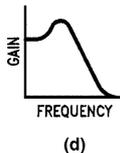


(b)

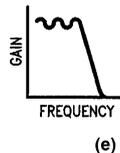


(c)

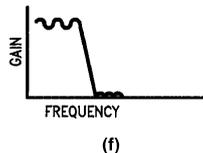
TL/H/11221-17



(d)



(e)



(f)

TL/H/11221-18

FIGURE 11. ローパス・フィルタ振幅応答曲線の例

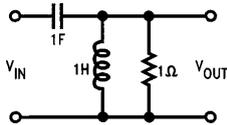
振幅と位相応答曲線を Fig. 10 に示し、様々の可能な振幅応答曲線を Fig. 11 に示します。実現不可能な理想ローパスの振幅特性に対する様々な近似はいろいろな形を取っており、単調な曲線(常に負の傾斜)もあれば、通過帯域と阻止帯域、あるいはその両方にリップルがある曲線もあります。

ローパス・フィルタは、信号から高周波成分を除去しなければならない時は常に使用されます。一例が、ホトダイオードを使用した光感知装置です。光量が少ないと、ホトダイオードの出力が非常に小さくなり、非常に高周波まで広がるスペクトルを持つセンサとその増幅器の雑音のために部分的に出力が不明瞭になることがあります。ローパス・フィルタを増幅器の出力に配置し、必要な信号周波数を通すためにそのカットオフ周波数が十分に高いなら、雑音レベルを全体的に下げることができます。

ハイパス

ローパスの反対がハイパス・フィルタであり、そのカットオフ周波数より低い信号を除去します。ハイパス・フィルタは回路網例の素子を Fig. 12 のように並べ換えて構成できます。このフィルタの伝達関数は次のとおりです。

$$H_{HP}(s) = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{s^2}{s^2 + s + 1} \quad (12)$$

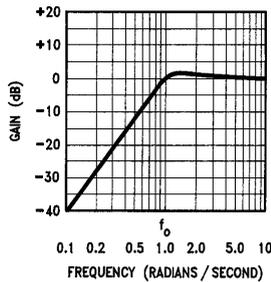


TL/H/11221-19

FIGURE 12. 簡単なハイパス・フィルタの例

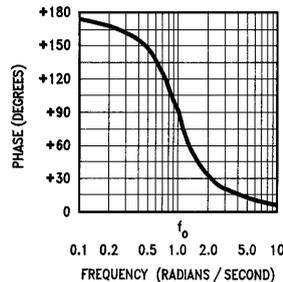
振幅と位相曲線を Fig. 13 に示します。ハイパスの振幅応答は、ローパス応答の“鏡像”であることに注目してください。ハイパス・フィルタ応答の他の例を Fig. 14 に示します。(a)は“理想”応答であり、(b)から(f)までは理想に対する様々な近似です。

ハイパス・フィルタは、低い周波数の信号を除去する必要があるアプリケーションで使用されます。そのアプリケーションの1つが、ハイファイ・スピーカ・システムです。音楽は、大体100Hzから2kHzまでの周波数範囲に重要なエネルギーを含んでいますが、高周波ドライバ(ツイータ)の入力端子に十分なエネルギーの低周波オーディオ信号が現れると、それが破損されることがあります。広域オーディオ信号とツイータ入力端子の間のハイパス・フィルタが、低周波信号分がツイータに到達するのを防止します。低周波ドライバ用のローパス・フィルタ(あるいは、その他のドライバ用の他のフィルタ)とともに、ハイパス・フィルタは“クロスオーバー・ネットワーク”と呼ばれるものを構成します。



(a)

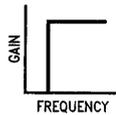
TL/H/11221-20



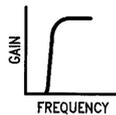
(b)

TL/H/11221-21

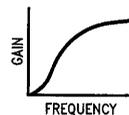
FIGURE 13. ハイパス・フィルタ例(a)と位相(b)応答曲線



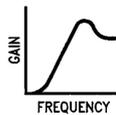
(a)



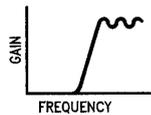
(b)



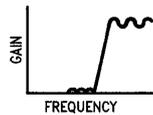
TL/H/11221-22



(d)



(e)



TL/H/11221-23

FIGURE 14. ハイパス・フィルタ振幅応答曲線の例

オールパス、または移相

5番目で最後の種類のフィルタ応答は、様々な周波数において信号振幅には何も影響を及ぼしません。その機能は、振幅に影響を与えずに信号の位相を変化させることです。この種のフィルタはオールパス、または移相フィルタと呼ばれます。移相効果を、点線と実線で描かれた2つの正弦波形でFig. 15に図示します。点線のピークとゼロ交点が実線よりも後で発生することを除き、2曲線は全く同じです。従って、実線と比べて点線は時間遅延を被っていると言えます。

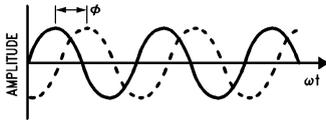


FIGURE 15. 位相差φの2つの正弦波。
これは、時間遅延 $\frac{\phi}{\omega}$ に
等しいことに注目して下
さい。

TL/H/11221-24

ここでは周期的波形を扱っていますから、時間と位相は交換できます。時間遅延はまた、実線と比較した点線の移相量と解釈することもできます。ここで移相量はラジアンです。時間遅延と移相量との関係は $T_D = \phi/\omega$ ですから、移相量が周波数に関して一定なら、時間遅延は周波数の増加とともに減少します。

オールパス・フィルタは一般に、他の回路や伝送メディアによって前もって信号に加えられた不要な移相の一部や全部を相殺する目的で、信号に移相を加えるために使用されます。

Fig. 16は、次の伝達関数を持つオールパス・フィルタの位相/周波数曲線です。

$$H_{AP}(s) = \frac{s^2 - s + 1}{s^2 + s + 1}$$

利得の絶対値は全ての周波数で1に等しくなりますが、位相は周波数の関数として変化します。

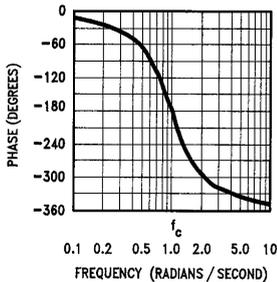


FIGURE 16. 2次オールパス・フィルタ例の位相応答曲線

TL/H/11221-25

これまで紹介した伝達関数の式と応答曲線を見直しましょう。まず、全ての伝達関数が同じ分母を持つことに注目してください。また、全ての伝達関数分子が分母にある項から構成されることに注目してください。ハイパスの分子は分母の最初の項(s^2)、バンドパスの分子は第

2項(s)、ローパスの分子は第3項(1)そしてノッチの分子は分母の第1項と第3項の和($s^2 + 1$)です。オールパス伝達関数の分子は、分母の項を全部含んでいます。項の1つが負の符号を持つ点で少し異なっています。

2次フィルタは、4つの基本的な特性で規定されます。フィルタの種類(ハイパス、バンドパスなど) 通過帯域利得(これまで説明した全てのフィルタは通過帯域で1の利得を持ちますが、一般にフィルタは任意の利得で構築できます) 中心周波数(前述の例では1ラジアン/秒) およびフィルタのQです。バンドパスとノッチ・フィルタに関連してQについて説明しましたが、2次フィルタでは、これは同様に他の種類の動作を記述するのに有用な数量です。特定の種類の2次フィルタのQによって振幅応答の相対的形状が決まります。伝達関数の分母が次の形で表される時、Qはその分母から求めることができます。

$$D(s) = s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2.$$

バンドパスとノッチの機能の項で述べたように、Qは振幅応答曲線の「鋭さ」に関係しています。Qが大きくなると、応答の鋭さも増します。ローパスとハイパス・フィルタは、Qが大きくなるとその応答曲線に「ピーク」が生じます。Fig. 17は、様々なQの2次バンドパス、ノッチ、ローパス、ハイパス、およびオールパス・フィルタの振幅応答曲線を示します。

これまで考察した伝達関数には非常に多くの対称性があり、それは振幅応答曲線に対数の周波数目盛りで描いた時にはっきりとします。例えば、バンドパスとノッチの振幅応答曲線は f_0 を境いとして対称です(対数の周波数目盛り) これは、 $2f_0$ の利得が $f_0/2$ の利得と同じになり、 $10f_0$ の利得が $f_0/10$ の利得と同じであることを意味します。

ローパスとハイパスの振幅応答曲線も対称性を示しますが、単独で対称なのではなく、相互に対称となります。それらは実質的に、 f_0 を境いとして相互に鏡像になります。従って、ハイパスの $2f_0$ での利得は、ローパスの $f_0/2$ での利得に等しくなります。様々なフィルタ機能の間の類似性は、複雑なフィルタを設計する時に大きな助けになることを示します。ほとんどのフィルタの設計は、それがローパスであると仮定してフィルタを規定することから始まるので、まずローパスの「原型」を開発し、次にローパス特性が決定された後でそれをバンドパス、ハイパス、あるいは必要な種類に変換します。

様々なフィルタ曲線が示すように、構成可能なフィルタ応答曲線の数は無限です。ある種類のフィルタ(例えばローパス)内でのフィルタ応答の差には、特に特性周波数、フィルタ次数、ロールオフ傾斜、通過帯域と阻止帯域の平坦さがあります。特定のアプリケーションのために最終的に選択される伝達関数は、前述のような特性を平均した結果であることが多いようです。

1.3 フィルタのための基本数学

1.1項と1.2項ではいくつかの簡単な受動フィルタを説明し、その伝達関数を紹介しました。フィルタは2次の回路網であったので、それらに関連する式は、導出や解析するのがそれほど困難ではありませんでした。しかし、対象とするフィルタが2次回路網より複雑になった時は、その特性を記述する一般的な数学的方法を知っていると便利です。そうすればフィルタの特性を記述する時に標準の項を使用でき、フィルタ設計の問題点にコンピュータを適用することも簡単になります。扱う伝達関数は、それぞれが s の関数である分子を分母で割った形で構成されており、次のような形になります。

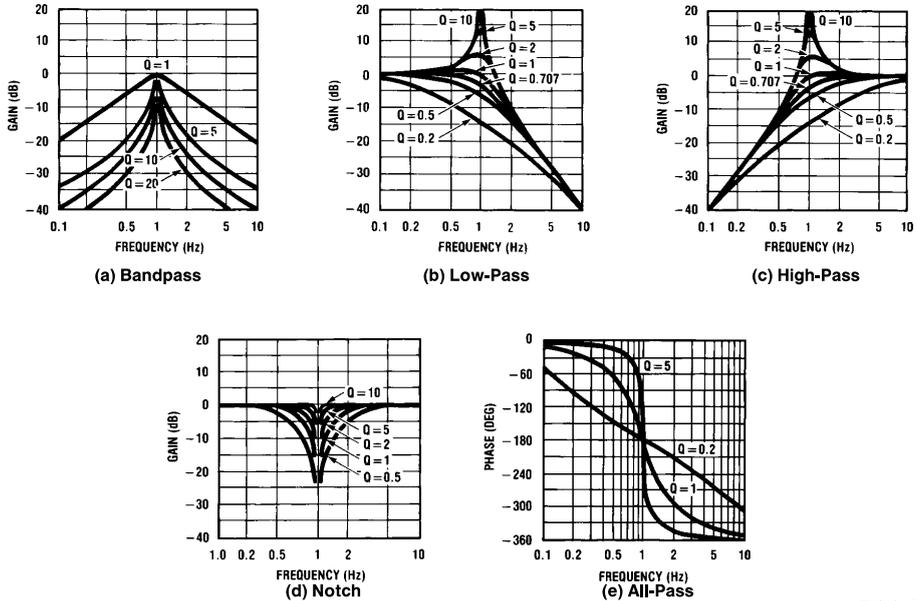


FIGURE 17. Qの関数としての様々な2次フィルタの応答。利得と中心周波数は1に正規化されている。

TL/H/11221-26

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (13)$$

従って、(4)で述べた2次バンドパスの例では、

$$H_{BP}(s) = \frac{s}{s^2 + s + 1}$$

ここで、 $N(s) = s$ 、および $D(s) = s^2 + s + 1$ です。

分子と分母はいつでも、前述の例のように s の多項式として書くことができます。完全に一般化すると、 n 次の回路網(キャパシタとインダクタが n 個ある)の伝達関数は次のように表せます。

$$H(s) = H_0 \frac{s^n + b_{n-1}s^{n-1} + b_{n-2}s^{n-2} + \dots + b_1s + b_0}{s^n + a_{n-1}s^{n-1} + a_{n-2}s^{n-2} + \dots + a_1s + a_0} \quad (14)$$

これは複雑に見えますが、フィルタの伝達関数は単に分子を分母で割った形で数学的に記述でき、分子と分母はそれぞれ、変数“ s ”を何乗かしたものを定数に掛けた多くの項で構成されることを意味します。 a_1 項と b_1 項は定数であり、それぞれの“ s ”項の次数に相当する添字が添えられます。従って、 a_1 には s が掛けられ、 a_2 には s^2 が掛けられま

す。どのフィルタ伝達関数(例の2次バンドパスを含む)も(14)の一般形を取り、係数 a_i と b_i の値は個々のフィルタによって決まります。

係数の値によってフィルタの特性が完全に決まります。係数を1つだけ変化させた時の効果の例は、 Q の値が異なる2次バンドパスフィルタの振幅と位相応答を示すFig. 17を参照してください。2次バンドパスの Q は係数 a_1 を変化させるだけで変わりますので、曲線はフィルタ応答へのその係数の影響を表しています。

係数がわかっていれば式はそれから再構築できるので、伝達関数全体を書き表す必要がないことに注目して下さい。実際にフィルタの多くは、簡略化のためにその係数だけをフィルタ設計表に記述します。この方法を使用して、Fig. 1の2次バンドパスは、“ $a_0 = a_1 = a_2 = b_1 = 1$ ”、その他の係数をゼロとして十分に規定できます。

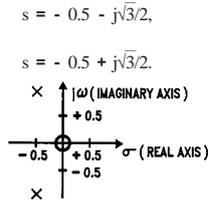
フィルタの伝達関数を記述するもう一つの方法は、分子と分母の多項式を次のような形に因数分解することです。

$$H(s) = H_0 \frac{(s - z_0)(s - z_1)(s - z_2) \dots (s - z_n)}{(s - p_0)(s - p_1)(s - p_2) \dots (s - p_n)} \quad (15)$$

分子の根 $z_0, z_1, z_2, \dots, z_n$ は零点と呼ばれ、分母の根 p_0, p_1, \dots, p_n は極と呼ばれます。 z_j と p_j は一般に複素数、つまり $R + jI$ の形であり、 R は実部、 $j = \sqrt{-1}$ 、そして I は虚部です。全ての極と零点は、実根(虚部がない)が複素共役対です。複素共役対は、実部と虚部からなる2つの根でそれぞれ構成されます。複素共役対の2つの数の虚部は符号が反対であり、実部は同じです。例えば、(4)の2次バンドパス回路関数は、次のように因数分解できます。

$$H(s) = \frac{s}{\left(s + 0.5 + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)\left(s + 0.5 - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)} \quad (16)$$

回路関数の因数分解した形は、S面上の極と零点で図式的に表せます。Fig. 18は、式(4)のS面上の極と零点です。図では原点に零点が、そして次の2点に2つの極があります。



TL/H/11221-27

FIGURE 18. Fig.2のフィルタのS面上の極と零点

S面上の極と零点は、フィルタ設計者が回路網の特性を視覚的に把握するための助けとして有用です。虚軸の右側にある極は不安定を意味します。極が正の実軸上にあれば、回路網の出力は増加指数関数になります。実軸上にない正の極は、指数的に増加する正弦波出力になります。平面の右側に極が存在するフィルタの設計を避けたいことはいつまでもありません。

安定な回路網は、その極が虚軸上かその左側にあります。虚軸上にある極は非制動正弦波出力(言い換えれば、正弦波発振器)を、左側の実軸上にある極は制動指数応答を、そして平面の負側にある複素共役対は制動正弦波応答を意味します。最後の2つの場合が、実際のフィルタ設計で繰り返し発生する、最も関心のあるものです。

回路関数式の項を並べるもう一つの方法は、各複素共役対は単に2次多項式を因数分解した形であることを認識することです。複素共役対を掛け合わせて複素数を取り除き、伝達関数を基本的にいくつかの2次伝達関数、あるいは1次項を掛け合わせた形にすることができます。従って、複雑なフィルタは、複数の2次フィルタと1次フィルタを直列に接続したものとして考えることができます。従って、伝達関数は次のような形になります。

$$H(s) = H_0 \frac{(s^2 + b_{11}s + b_{10})(s^2 + b_{21}s + b_{20}) \dots}{(s^2 + a_{11}s + a_{10})(s^2 + a_{21}s + a_{20}) \dots} \quad (17)$$

この形は、複雑な能動フィルタやスイッチト・キャパシタ・フィルタを設計する時に特に有用になります。この種のフィルタを設計するための一般的な方法は、高次の全般的な応答を生成するために2次フィルタをカスケード接続することです。伝達関数を2次多項式の積として表すと、直接2次フィルタのカスケード接続に相当する形になります。

例えば、次のような4次ローパス・フィルタの伝達関数を考えます。

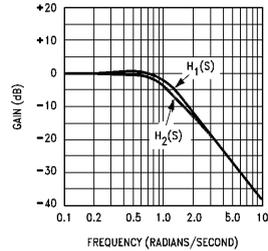
$$H_{LP}(s) = \frac{1}{(s^2 + 1.5s + 1)(s^2 + 1.2s + 1)} \quad (18)$$

これは、次のような伝達関数の2次フィルタを2つカスケード接続すれば構成されます。

$$H_1(s) = \frac{1}{(s^2 + 1.5s + 1)} \quad (19)$$

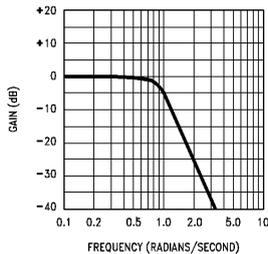
$$H_2(s) = \frac{1}{(s^2 + 1.2s + 1)} \quad (20)$$

これは、合成された4次応答とともに2つの2次振幅応答を示すFig. 19に図示されます。



TL/H/11221-28

(a)



TL/H/11221-29

(b)

FIGURE 19. 2つの2次ローパス・フィルタ(a)をカスケード接続して4次フィルタ(b)を構築

2次フィルタは、係数 a_n, a_1 などを使用する代わりに観測可能な数量を示すパラメータを使用して記述することもできます。それは、フィルタ利得 H_0 、特性ラジアン周波数 ω_0 、およびフィルタのQです。一般的な2次ローパス・フィルタの伝達関数は次のようになります。

$$H(s) = \frac{H_0 a_0}{(s^2 + a_1 s + a_0)} = \frac{H_0 \omega_0^2}{(s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2)} \quad (21)$$

ここで、 $\omega_0^2 = a_0$ 、and $Q = a_0/a_1 = \sqrt{a_0/a_1}$ です。

振幅応答に対する H_0 と ω_0 の効果は明確です。 H_0 は利得スケール因子、 ω_0 は周波数スケール因子です。これらのパラメータの一方を変化させると、振幅応答曲線上の振幅目盛りか周波数目盛りが変化しますが、Fig. 20に示すように形状は同じままです。この曲線の基本的形状はフィルタのQで決まりますが、Qは伝達関数の分母で決まります。

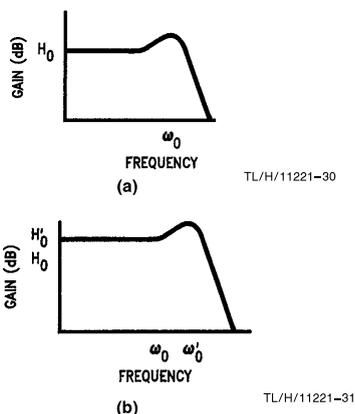


FIGURE 20. H_0 と ω_0 の変化による効果。対数の周波数目盛りと利得目盛りを使用した場合、利得や中心周波数が変化しても応答曲線の形状には影響がないことに注目してください。曲線の形状は、 Q によって決まります。

1.4 フィルタの近似

1.2項では、いろいろなフィルタ・タイプの振幅応答曲線の例をいくつか見ました。それには常に直角の“理想”曲線が含まれており、通過帯域と阻止帯域の間の境界は険しく、ロールオフの傾斜は非常に急勾配であることを意味しています。この種の応答が理想的であるのは、異なる周波数の信号を互いに完全に分離できるからです。残念ながら、そのような振幅応答曲線は、物理的に実現不可能です。そこで、特定のアプリケーションの要求を満たすような最善の近似で満足しなければなりません。最善の近似を決定するには、フィルタの伝達関数のいろいろな特性の妥協点を見い出します。重要な特性を次にあげます。

フィルタ次数。 フィルタの次数は、いくつかの理由で重要です。それはフィルタの素子数に直接関連していますから、その費用、物理的大きさ、設計作業の複雑さにも関連してきます。従って、高次のフィルタは、高価で多くの空間を取り、設計するのが困難です。高次のフィルタの大きな利点は、同種の低次のフィルタよりもロールオフの傾斜が急であることです。

最大ロールオフ率。 通常、特定の比の周波数についてdB表示の減衰量として表されます。最も一般的な単位は、“dB/octave”と“dB/decade”です。最大ロールオフ率は、ローパスとハイパス・フィルタではフィルタの各種ごとに20dB/decadeであり、バンドパス・フィルタでは種の各対ごとに20dB/decadeですが、フィルタの中には、同次数の他のフィルタよりもカットオフ周波数付近でより急な減衰の傾斜を持つものもあります。

カットオフ周波数付近の減衰率。 必要な信号に非常に近い周波数の信号をフィルタで除去したい場合は、これら2つの周波数の間のカットオフ特性が鋭いことが望まれます。この急な傾斜が、周波数の端まで続かなくても良いことに注目して下さい。

過渡特性。 振幅応答の曲線から、定常状態の正弦波入力信号に対してフィルタがどのように反応するかが分かります。実際のフィルタは、入力端子にそれよりはるかに複雑な信号が加えられますから、フィルタが過渡状態でどのように動作するかを知りたいということがあります。ステップ関数からなる入力信号は、この良い目安になります。Fig. 21は、ステップ入力に対する2つのローパス・フィルタの応答です。曲線(b)はステップ入力に対して滑らかに応答していますが、曲線(a)は多少リングングがあります。概して、カットオフ特性が鋭くて Q が大きいフィルタは、顕著なリングングがあります。

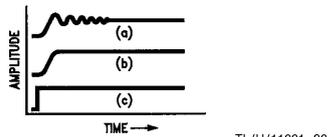


FIGURE 21. 2つの異なるフィルタのステップ応答。曲線(a)は大きなリングングを示し、曲線(b)は全くありません。曲線(c)に入力信号が示されます。

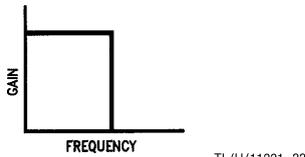
単調性。 フィルタの利得の傾きの符号が変わらない、つまり周波数の増加とともに利得が常に増加するか常に減少するならば、フィルタは単調振幅応答を持ちます。明らかに、こうしたことはローパスやハイパス・フィルタの場合にのみ起こり得ます。しかし、バンドパスやノッチ・フィルタも、中心周波数の両側では単調になります。Fig. 11(b)、(c)、および14(b)、(c)は単調伝達関数の例です。

通過帯域リップル。 フィルタが通過帯域内で単調でないなら、通過帯域内の伝達関数は、1つ以上の“突起”を示します。このような突起は“リップル”として知られています。システムによっては必ずしも単調性を必要としませんが、通過帯域リップルはある最大値以下(通常は1dB以下)に制限されることがあります。通過帯域リップルの例は、Fig. 5(e)と(f)、Fig. 8(f)、Fig. 11(e)と(f)、Fig. 14(e)と(f)にあります。バンドパスとノッチ・フィルタの伝達関数は単調ではありませんが、通過帯域内でリップルがないことがあります。

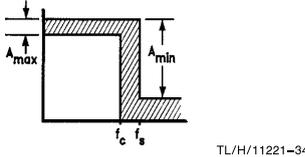
阻止帯域リップル。 一部のフィルタ応答は、阻止帯域にもリップルがあります。その例は、Fig. 5(f)、8(g)、11(f)、14(f)にあります。阻止帯域中のリップル量は、除去する信号が十分に減衰される限り、普通問題にしません。

“理想”フィルタの振幅応答曲線が物理的に実現不可能であるので、理想的応答の許容できる近似を選ばなければなりません。“許容できる”という言葉は、状況によって意味が違います。

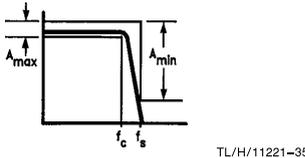
フィルタ設計の許容度は、振幅応答特性、過渡応答、回路の物理的大きさ、および設計の実現費用などの、相互に関連する多数の要因に依存します。“理想”ローパスの振幅応答をもう一度、Fig. 22(a)に示します。実用的なフィルタを構築するために多少理想から離れることを許容するならば、Fig. 22(b)のような曲線にたどり着きます。この曲線は、通過帯域内のリップル、有限の減衰率、ゼロより大きい阻止帯域利得を容認します。図では、4つのパラメータが重要です。



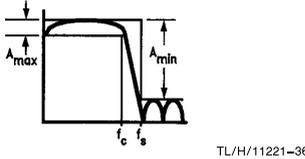
(a) “理想”ローパスフィルタの応答



(b) 実用的なローパスフィルタの振幅応答の制限



(c) f_c , f_s , A_{min} , および A_{max} で設定された制限を通る振幅応答曲線の例



(d) 必要な制限内を通る他の振幅応答

FIGURE 22

A_{max} は、通過帯域内の利得の最大許容変動です。この量は最大通過帯域リップルとも呼ばれますが、“リップル”という言葉は非単調性の動作を意味します。ところが、 A_{max} は明らかに単調曲線にも同じように適用できます。

A_{min} は、(最大通過帯域利得と比較した) 阻止帯域内での最小許容減衰量です。

f_c は、カットオフ周波数、または通過帯域制限値です。

f_s は、阻止帯域が始まる周波数です。

これらのパラメータでフィルタの条件を決定できるなら、標準の設計方法を使用して許容できるフィルタが設計できます。Fig. 22(c)と(d)に図示するように、無数の異なる振幅応答曲線が、このようなパラメータで決定される境界内に入ることは明らかです。許容できる振幅応答曲線を持つフィルタは、過渡応答、通過帯域と阻止帯域の平坦さ、および複雑さなどの特性の点で異なるかもしれませんが、それでは、無限に可能な伝達関数から最善のフィルタをどのようにして選ぶのでしょうか？

回路設計者にとって幸運なことに、この領域ではすでに相当な研究がなされており、多くの標準的フィルタの特性がすでに定義されています。これらは通常、主要なフィルタの問題を解決するために十分な融通性を与えます。

数学者によって古典的フィルタの関数が開発されており(たいていは考案者の名前を持つ)それぞれは特定のフィルタ特性を最適化するように設計されています。これらのうちで最も広く使用されているものを次に説明します。ここではこのような関数の数学的算出を示すことはしませんが、それらはフィルタ理論に関する多数の文献で詳細に記述されています。

バターワース

まず、おそらく最も有名であるフィルタ近似は、バターワース、または最大平坦応答です。これは、リップルのない、ほぼ平坦な通過帯域を示します。ロールオフは滑らかで単調であり、各種当たり20dB/decade (6dB/octave) のローパスやハイパス・ロールオフ率を持ちます。従って、5次バターワース・ローパス・フィルタは、カットオフ周波数より上で周波数が10倍増加することに100dBの減衰率を持ちます。バターワース・フィルタの振幅応答の一般式は次のとおりです。

$$H(\omega) = \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{2n}} \quad (22)$$

ここで、 n は任意の正の整数(1, 2, 3, ...)であるフィルタの次数であり、また ω_0 はフィルタの -3dB 周波数です。

いろいろな次数のバターワース・ローパス・フィルタの振幅応答曲線を Fig. 23 に示します。周波数目盛りは f/f_{-3dB} に正規化されていますので、全ての曲線が $f/f_c = 1.0$ で 3dB の減衰を示します。

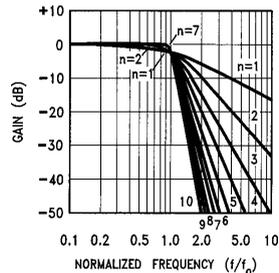


FIGURE 23. いろいろな次数のバターワース・フィルタの振幅応答曲線。

いろいろな次数のバターワース・フィルタの分母の係数を表1(a)に示します。2次多項式に関して因数分解した分母を表1(b)に示します。ここでも、全ての係数は1ラジアン/秒のコーナ周波数に相当します(異なるカットオフ周波数の係数の求め方は後述) 例えば、これらの表から5次バターワース・ローパス・フィルタの伝達関数は次のように表せます。

TABLE1(a). バターワースの多項式

次の分母多項式の係数 $s^n + a_{n-1}s^{n-1} + a_{n-2}s^{n-2} + \dots + a_1s + a_0$

n	a ₀	a ₁	a ₂	a ₃	a ₄	a ₅	a ₆	a ₇	a ₈	a ₉
1	1									
2	1	1.414								
3	1	2.000	2.000							
4	1	2.613	3.414	2.613						
5	1	3.236	5.236	5.236	3.236					
6	1	3.864	7.464	9.142	7.464	3.864				
7	1	4.494	10.098	14.592	14.592	10.098	4.494			
8	1	5.126	13.137	21.846	25.688	21.846	13.137	5.126		
9	1	5.759	16.582	31.163	41.986	41.986	31.163	16.582	5.759	
10	1	6.392	20.432	42.802	64.882	74.233	64.882	42.802	20.432	6.392

TABLE1(b). バターワース2次多項式因子

n	
1	(s + 1)
2	(s ² + 1.4142s + 1)
3	(s + 1)(s ² + s + 1)
4	(s ² + 0.7654s + 1)(s ² + 1.8478s + 1)
5	(s + 1)(s ² + 0.6180s + 1)(s ² + 1.6180s + 1)
6	(s ² + 0.5176s + 1)(s ² + 1.4142s + 1)(s ² + 1.9319)
7	(s + 1)(s ² + 0.4450s + 1)(s ² + 1.2470s + 1)(s ² + 1.8019s + 1)
8	(s ² + 0.3902s + 1)(s ² + 1.1111s + 1)(s ² + 1.6629s + 1)(s ² + 1.9616s + 1)
9	(s + 1)(s ² + 0.3473s + 1)(s ² + 1.0000s + 1)(s ² + 1.5321s + 1)(s ² + 1.8794s + 1)
10	(s ² + 0.3129s + 1)(s ² + 0.9080s + 1)(s ² + 1.4142s + 1)(s ² + 1.7820s + 1)(s ² + 1.9754s + 1)

$$H(s) = \frac{1}{s^5 + 3.236s^4 + 5.236s^3 + 5.236s^2 + 3.236s + 1} \quad (22)$$

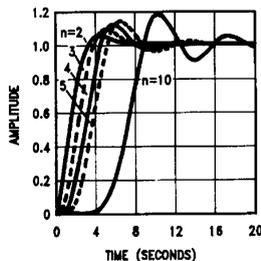
$$= \frac{1}{(s + 1)(s^2 + 0.6180s + 1)(s^2 + 1.6180s + 1)}$$

これは、1つの1次と2つの2次伝達関数の積です。どちらも2次伝達関数単独ではバターワース伝達関数ではありませんが、どちらも中心周波数は同じです。

いろいろな次数のバターワース・ローパス・フィルタのステップ応答をFig. 24に示します。nの増加とともにリングングの振幅と持続時間が増加することに注目して下さい。

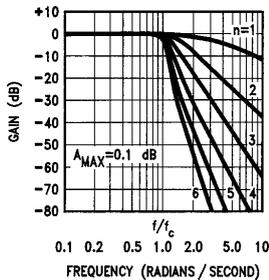
チェビシェフ

理想フィルタのもう一つの近似は、チェビシェフ、または等価リップル応答です。後者の名前から分かるように、この種のフィルタは、通過帯域の振幅応答にリップルがあります。通過帯域リップルの量は、チェビシェフ・フィルタの規定に使用されるパラメータの一つです。チェビシェフ特性は、カットオフ周波数付近のロールオフがバターワースに比べて急になりますが、通過帯域での単調性が犠牲になっており、過渡応答も劣ります。いくつかのチェビシェフ・フィルタの応答をFig. 25に示します。図のフィルタ応答は、通過帯域に0.1dBと0.5dBのリップルがありますが、Fig. 25(a)と(b)の振幅目盛り比べて小さいので、Fig. 25(c)に拡大して示します。



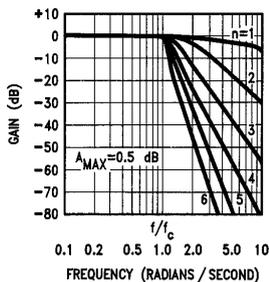
TL/H/11221-38

FIGURE 24. バターワース・ローパス・フィルタのステップ応答。それぞれの場合、 $\omega_0 = 1$ であり、ステップ振幅は1です。



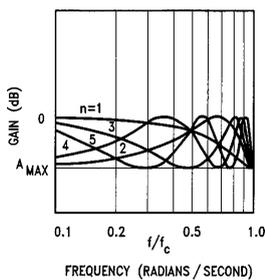
(a)

TL/H/11221-39



(b)

TL/H/11221-40



(c)

TL/H/11221-41

FIGURE 25. チェビシェフ振幅応答の例。(a) 0.1dB リップル、(b) 0.5dB リップル、(c) カットオフ周波数以下の応答の形を示す通過帯域の拡大図。

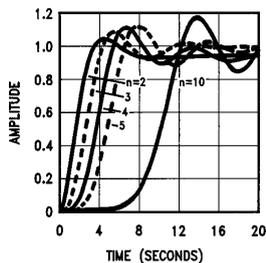
n 次のチェビシェフ・フィルタは、その通過帯域応答に $n - 1$ 個の突起やくぼみがあることに注目して下さい。また、フィルタの公称利得 (Fig. 25 の応答の場合の利得は 1) は、フィルタの最大通過帯域利得に等しくなっていることにも注意して下さい。奇数次のチェビシェフ・フィルタは dc 利得 (ローパスの場合) が公称利得に等しく、振幅応答曲線のくぼみはリップル値に等しくなります。偶数次のチェビシェフ・ローパスは、その dc 利得がフィルタの公称利得からリップル値を差し引いた値に等しくなります。偶数次のチェビシェフの公称利得は、通過帯域リップルの突起で発生します。従って、0.5dB のリップルを持

つ 4 次チェビシェフ・ローパス・フィルタを設計し、dc で利得を 1 にしたいなら、公称利得が 0.5dB になるように設計しなければなりません。

チェビシェフ・フィルタのカットオフ周波数は、バターワース・フィルタの場合のように - 3dB 周波数であるものとはみなされません。チェビシェフのカットオフ周波数は通常、リップル (または A_{MAX}) の規格を超える周波数です。

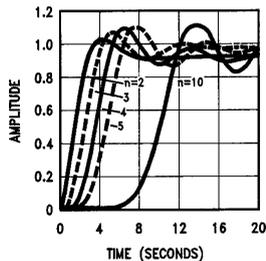
通過帯域リップルがパラメータとして追加されるので、チェビシェフ・フィルタの規格化手順はバターワース・フィルタよりも少し複雑になりますが、融通性も増加します。

0.1dB と 0.5dB リップルのいる異なる次数のチェビシェフ・フィルタを Fig. 26 に示します。バターワース・フィルタと同様に、高次のフィルタほどリンギングが増えます。



(a) 0.1 dB Ripple

TL/H/11221-42



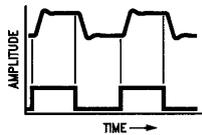
(b) 0.5 dB Ripple

TL/H/11221-43

FIGURE 24. チェビシェフ・ローパス・フィルタのステップ応答。それぞれの場合、 $\omega_0 = 1$ であり、ステップ振幅は 1 です。

ベッセル

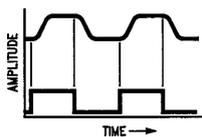
どのフィルタも、周波数によって変動する移相を示します。これは、フィルタの予想される通常の特長ですが、場合によっては問題となることがあります。位相が周波数とともに線形に増加するならば、その効果は、単に出力信号を一定時間だけ遅延させるだけです。しかし、移相が周波数に直接比例しないと、ある周波数の入力信号の成分が他の周波数での位相 (または時間) にずれてその出力に現れます。その全般的な効果は、バターワース・ローパス・フィルタを通過した方形波について Fig. 27 に図示するように、非正弦波形を歪曲します。結果の波形は、方形波の成分周波数が互いに時間に関してずれるのでリンギングとオーバーシュートを示し、それは入力方形波と大きく異なります。



TL/H/11221-44

FIGURE 27. 方形波入力(下部曲線)に対する4次バターワース・ローパスの応答(上部曲線)。応答のリングングは、非線形移相によってフィルタを通った波形が歪曲することを示します。

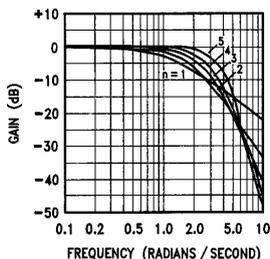
このような現象の回避が重要である時は、ベッセル、またはトンプソン・フィルタが有効です。ベッセル特性は周波数とともに大体線形移相を示すので、通過帯域内での動作は、ローパス特性と遅延線に置き替えられます。フィルタの次数が高いほど、ベッセルの位相応答は線形に近づきます。ベッセル・ローパス・フィルタの方形波応答をFig. 28に示します。リングングとオーバシュートがないことに注目してください。高調波の減衰による方形波の“なまり”を除けば、波形は保たれています。



TL/H/11221-45

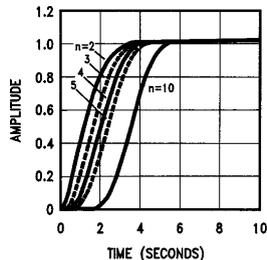
FIGURE 28. 方形波入力(下部曲線)に対する4次ベッセル・ローパスの応答(上部曲線)。応答にリングングがないことに注目してください。高周波成分の低減による角のなまりを除けば、応答は入力方形波をあまり歪曲しません。

ベッセル・フィルタの振幅応答は単調で滑らかですが、ベッセル・フィルタのカットオフ特性は、Fig. 29のベッセル・ローパスの振幅応答曲線から分かるように、バターワースやチェビシェフに比べてかなり緩やかです。次数が2から10までのベッセルのステップ応答をFig. 30に図示します。



TL/H/11221-46

FIGURE 29. いろいろな次数のベッセル・フィルタに対する振幅応答曲線。各フィルタの公称遅延は1秒。



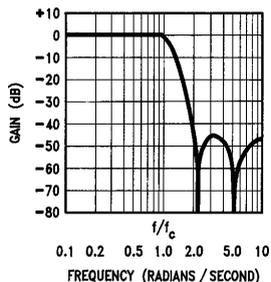
TL/H/11221-47

FIGURE 30. ベッセル・ローパス・フィルタのステップ応答。それぞれの場合、 $\omega_0 = 1$ で、ステップ振幅は1.0。

エリプティック

エリプティック・フィルタのカットオフ傾斜は、バターワース、チェビシェフ、またはベッセルのものより急ですが、振幅応答は通過帯域と阻止帯域の両方にリップルがあり、位相応答は著しく非線形です。しかし、主たる目的が、移相やリングングに関係なく、ある周波数帯域に入る周波数を通過させ、その帯域外の周波数を除去することなら、エリプティック応答は最も低次のフィルタでその機能を行えます。

エリプティック関数は、阻止帯域にノッチを加えてカットオフを鋭くします。この結果、伝達関数は阻止帯域の1つ以上の周波数で零に落ちます。通過帯域にもリップルが生じます(Fig. 31を参照)。エリプティック・フィルタ関数は、3つのパラメータ(この場合も、利得とカットオフ周波数を除く)で規定できます。通過帯域リップル、阻止帯域減衰量、フィルタ次数です。エリプティック・フィルタは極めて複雑であるため、係数の決定は通常、コンピュータを利用して行います。



TL/H/11221-48

FIGURE 31. エリプティック・ローパス・フィルタの振幅応答の例。この特別なフィルタは、 $A_{\max} = 0.5\text{dB}$ 、 $f_s/f_c = 2$ の4次フィルタです。通過帯域リップルの形状は、Fig.25(c)に示すチェビシェフのリップルと同じです。

1.5 周波数の正規化と逆正規化

表1のような表に掲載しているフィルタ係数は、1ラジアン/秒、または $\omega = 1$ のカットオフ周波数に対して正規化されています。従って、これらの係数を使用してフィルタ伝達関数を生成する時、その伝達関数のカットオフ(または中心)周波数は $\omega_0 = 1$ になります。これは、フィルタ係数と伝達関数を標準化するために便利な方法です。もし正規化をしなかったなら、可能な中心周波数ごとに異なる一組の係数を求めなければなりません。それに代って、l.r.p.s.フィルタの周波数動作の目盛り変更は簡単なので、 $\omega_0 = 1$ について正規化された係数を使用します。伝達関数を逆正規化するには、伝達関数の“s”項を s/ω_0 にた

だ置き換えるだけです。ここで、 ω_0 は必要なカットオフ周波数です。このようにして、2次のバターワース・ローパス関数

$$H(s) = \frac{1}{(s^2 + 2s + 1)} \quad (23)$$

は、次のように s を $s/2000\pi$ に置き換えれば、カットオフ周波数が1000Hz になるように逆正規化できます。

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{1}{\frac{s^2}{4 \times 10^6 \pi^2} + \frac{\sqrt{2}s}{2000\pi} + 1} \\ &= \frac{4 \times 10^6 \pi^2}{s^2 + 2828.4\pi s + 4 \times 10^6 \pi^2} \\ &= \frac{3.948 \times 10^7}{s^2 + 8885.8s + 3.948 \times 10^7} \end{aligned}$$

伝達関数の正規化が必要なら、伝達関数の各“ s ”を $\omega_0 s$ に置き換えて、逆の手順を実行します。

フィルタを実現する方法: 能動、受動、およびスイッチト・キャパシタ・フィルタ

2.1 受動フィルタ

これまでの例で使用したフィルタは全て、抵抗、キャパシタ、インダクタなどの受動素子から構成されていましたので、受動フィルタと呼ばれます。受動フィルタは、単に増幅素子(トランジスタ、オペアンプなど)を使用しないフィルタです。この点で、特定の伝達関数(必要な素子数に関して)最も簡略に実現します。受動フィルタには他の利点もあります。受動フィルタは能動素子を含んでいませんので、電源が不要です。オペアンプによる帯域幅の制限を受けませんので、非常に高い周波数でも正常に動作します。受動フィルタは、能動デバイスで処理できないような大きな電流や電圧レベルを伴うアプリケーションで使用できます。また、受動フィルタは、能動利得素子を使用した回路と比べてわずかな雑音しか発生しません。受動フィルタが発生する雑音は、単に抵抗素子からの熱雑音だけであり、注意深く設計すれば、この雑音の振幅も相当小さくできます。

しかし、受動フィルタは、ある種のアプリケーションでは重大な欠点いくつかあります。能動素子を使用しませんので、信号利得を与えることができません。一部のアプリケーションでは、入力インピーダンスが必要以上に小さかったり、出力インピーダンスが最適値より高かったりして、バッファ増幅器が必要になることがあります。非常に有用な受動フィルタの特性を合成するにはインダクタが必要であり、高精度(例えば、1、2%)、物理的に小さな形状、大きい値が必要な時に、これがひどく高価になります。インダクタの標準値の間隔はあまり細かくないので、任意の値の10%以内の既成品を見つけるのは難しく、しばしば可変インダクタが使用されます。それらを必要な値に調整するのは、大量のフィルタを製造する時には時間がかかり、高価になります。更に、複雑な受動フィルタ(2次よりも高次のもの)は、設計するのが難しく、時間がかかります。

2.2 能動フィルタ

能動フィルタは、必要なフィルタ特性を合成するためにフィードバックループに抵抗とキャパシタを持つ増幅素子、特にオペアンプを

使用します。能動フィルタは、高入力インピーダンス、低出力インピーダンス、そして実質的に任意の利得があります。また、それらは通常、受動フィルタよりも設計が簡単です。おそらく、その最も重要な特徴はインダクタを含まないことであり、その結果、その素子に関連する問題がないことです。しかし、程度は劣るもののキャパシタにも精度と標準値の間隔の問題があります。高周波での性能は増幅素子の利得帯域幅積によって制限されますが、増幅器の動作周波数の範囲内でオペアンプを使用した能動フィルタは、精度の良い抵抗とキャパシタを使用して非常に良い精度を達成できます。能動フィルタは増幅回路による雑音が発生しますが、これは、低雑音増幅器と繊細な回路設計によって最少にすることができます。

一般的な能動フィルタ構成の数例をFig. 32に示します(他にも有用な設計がいくつかあります。ここに示すのは例にすぎません。)(a)の2次サレン・キー・ローパス・フィルタは、より高次のフィルタの構築ブロックとして使用できます。このような回路を2つ以上カスケード接続することで、4次以上のフィルタを構築できます。オペアンプの非反転入力と V_{IN} に接続されている2つの抵抗と2つのキャパシタがフィルタのカットオフ周波数を決定し、 Q にも影響します。反転入力に接続されている2つの抵抗がフィルタの利得を決定し、 Q にも影響します。利得とカットオフ周波数を決定する素子は Q にも影響を及ぼすので、利得とカットオフ周波数は独自では変更できません。

Fig. 32(b)と32(c)は、それぞれの2次伝達関数ごとに1つのオペアンプを使用した多重帰還フィルタです。Fig. 32(b)のハイパス・フィルタの各段は、2次応答を達成するために3つのキャパシタが必要です。サレン・キー・フィルタの場合と同様に、各素子の値は複数のフィルタ特性に影響しますので、フィルタのパラメータは独自では調整できません。

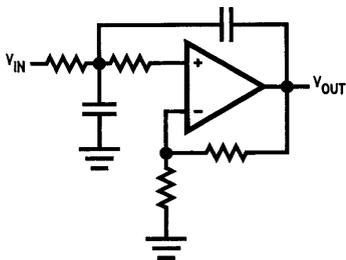
Fig. 32(d)の2次状態変数フィルタ回路は多くのオペアンプが必要ですが、単一路からハイパス、ローパス、およびバンドパスの各出力が得られます。この3つの出力信号を組み合わせると、任意の2次伝達関数が実現します。

中心周波数がオペアンプの利得帯域幅の積に比べて非常に小さい時、能動RCフィルタの特性は、主として外部素子の精度と温度ドリフトに依存します。厳密なフィルタ回路で言うことは、絶対精度が非常に良く、温度依存性が非常に小さい外部素子を使用しなければならないということ、このような素子は高価になります。

中心周波数とフィルタの Q を掛けた値がオペアンプの利得帯域幅積の数の1より大きい時は、フィルタの応答は理想的な伝達関数からずれます。この偏差の度合いは、フィルタの構成方法に依存します。いくつかの構成は、オペアンプの制限された帯域幅の影響を最少にするように設計されます。

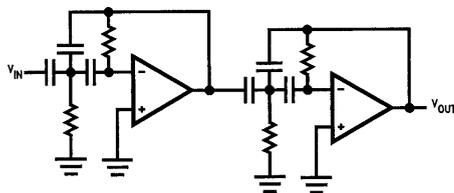
2.3 スイッチト・キャパシタ・フィルタ

スイッチト・キャパシタ・フィルタと呼ばれるもう一つの種類のフィルタは、過去数年間にモノリシックの形で広く利用されるようになりました。スイッチト・キャパシタによる方法が、新たな興味深い機能を付加しつつ、標準の能動フィルタに特有の問題を克服します。スイッチト・キャパシタ・フィルタは外部キャパシタやインダクタが不要であり、そのカットオフ周波数は外部クロック周波数によって $\pm 0.2\%$ の標準精度に設定されます。これにより、安価な水晶制御発振器を使用した不変で反復可能なフィルタ設計や、クロック周波数を変化するだけで広範囲に渡ってカットオフ周波数を可変できるフィルタが得られます。更に、スイッチト・キャパシタ・フィルタは、温度依存性が非常に小さくなっています。



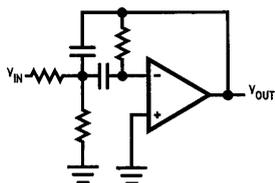
TL/H/11221-49

(a) カレン・キーの2次能動ローパス・フィルタ



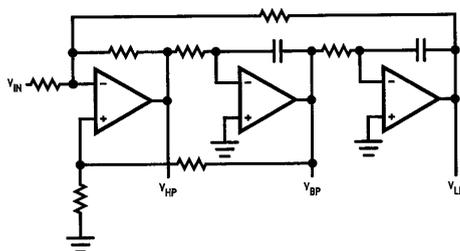
TL/H/11221-50

(b) 多重掃選の4次能動ハイパス・フィルタ



TL/H/11221-51

(c) 多重掃選の2次バンドパス・フィルタ



TL/H/11221-52

(d) ユニバーサル状態変数2次能動フィルタ

FIGURE 32. オペアンプ、抵抗、キャパシタによる能動フィルタ回路の例

スイッチト・キャパシタ・フィルタは、クロックによってデータをサンプリングするシステムです。入力信号は高速でサンプリングされ、連続的ではなく、不連続な時間を基本として処理されます。これは、スイッチト・キャパシタ・フィルタと通常の能動、受動フィルタとの根本的な違いであり、後者は“連続時間”フィルタとも呼ばれます。

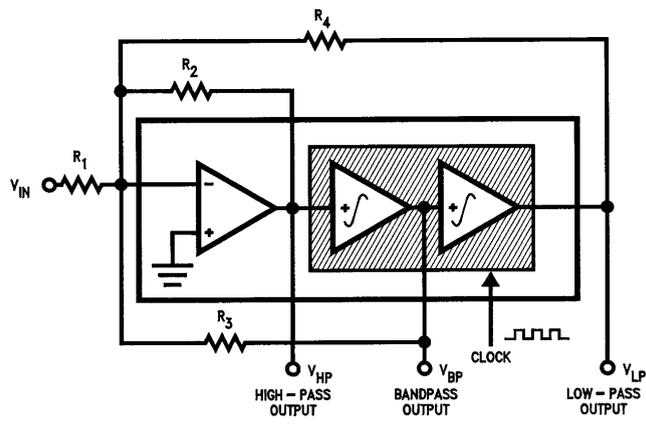
スイッチト・キャパシタ・フィルタの動作は、抵抗と同様の働きをするオンチップ・キャパシタとMOSスイッチの機能を基本とします。これらのオンチップ・キャパシタの値はIC上の他のキャパシタと非常にマッチングが取れており、結果としてカットオフ周波数が外部クロック周波数に比例し、それによってのみ決定される集積フィルタが得られます。現在、このような集積フィルタは、ほとんどが状態変数能動フィルタ構成を基本としていますので、それらはまた能動フィルタでもあります。通常の技術用語では、スイッチングしない、つまり連続的な能動フィルタ技術を使用するフィルタに対して“能動フィルタ”の名称を使用します。スイッチト・キャパシタ・フィルタの大きな欠点は、出力でのランダム雑音とクロック・フィードスルーの両方の雑音が標準の能動フィルタよりも多いことです。

ナショナルセミコンダクター社は、数種類の異なるスイッチト・キャパシタ・フィルタを製造しています。この内のLMF100、MF10の2つは、何個かの適切な外部抵抗を選択するだけで、1.2項で説明した全ての種類のフィルタの合成に使用できます。これらの抵抗の値と配置に

よって、外部クロックで設定される中心周波数やカットオフ周波数を持つ振幅応答と位相応答の基本的形状が決まります。ローパス、ハイパス、およびバンドパスの各出力を与えるために接続されている4つの外部抵抗を持つLMF100のフィルタ・ブロックをFig. 33に示します。通常の能動フィルタが反転積分器を使用するのに対してスイッチト・キャパシタ・フィルタは非反転積分器を利用することを除けば、この回路はFig. 32(d)のユニバーサル状態変数フィルタの形に似ていることに注目して下さい。スイッチト・キャパシタ・フィルタのクロック周波数を変更すると積分器の抵抗値が変化するので、それに比例してフィルタの中心周波数も変化します。LMF100とMF10にはユニバーサル・フィルタ・ブロックが2つあります。

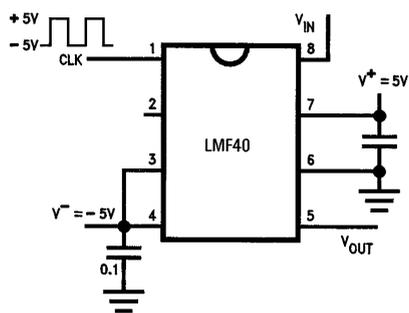
LMF100、およびMF10は全ての種類のフィルタを実現できるユニバーサル・フィルタであるのに対し、LMF40、LMF60、MF4、およびMF6は、クロック(f_0 を設定)と電源以外の外部素子を必要としない4次と6次のバターワース・ローパス・フィルタとしてだけ構成されています。LMF40とLMF60の振幅応答曲線とともにその標準回路をFig. 34とFig. 35に示します。

LMF90の4次ノッチ・フィルタ(Fig. 38)のようなその他のデバイスも専用の機能を持っており、たLMF90では論理入力を使用して様々な応答曲線をプログラムできます。



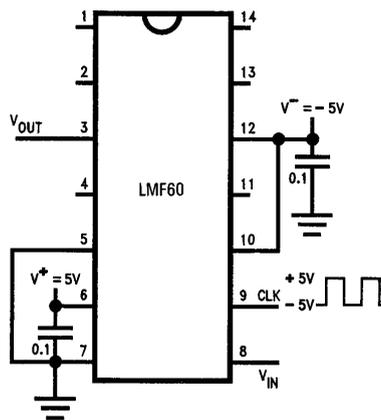
TL/H/11221-53

FIGURE 33. 外部抵抗を接続してハイパス、バンドパス、およびローパスの各出力を得る2次ユニバーサル・スイッチト・キャパシタ・フィルタのブロック図。ノッチとオールパスの応答は、外部抵抗の異なる接続で得られます。このフィルタの中心周波数は、クロック周波数に比例します。2つの2次フィルタが、LMF100とMF10に内蔵されています。



TL/H/11221-54

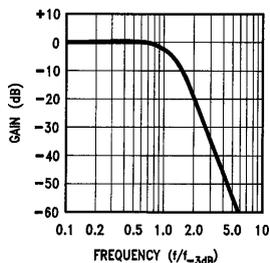
(a)



TL/H/11221-55

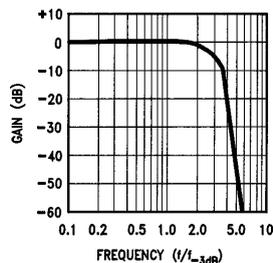
(b)

FIGURE 34. LMF40とLMF60の代表的な応用回路。これらの回路は±5V電源で動作し、CMOSクロック・レベルに対応します。単一電源での動作、またはTTLクロック・レベルに関しては2.3項と2.4項を参照ください。



TL/H/11221-56

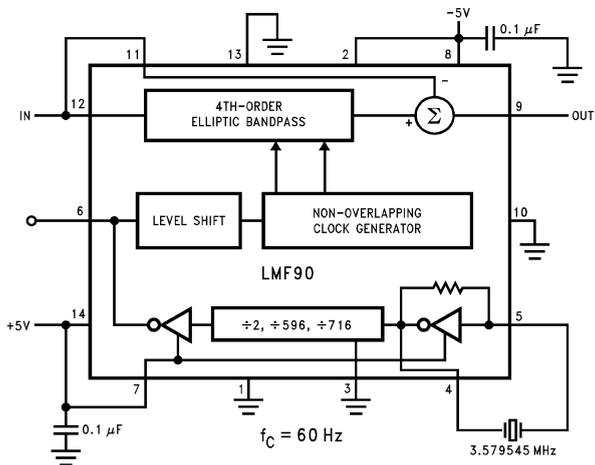
(a) LMF40



TL/H/11221-57

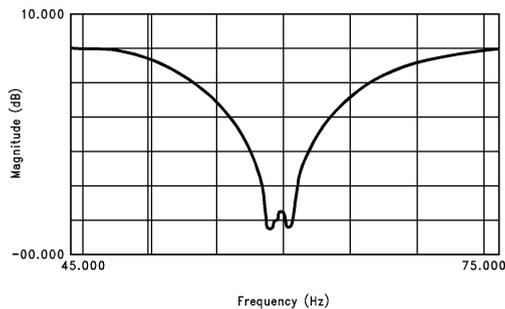
(b) LMF60

FIGURE 35. LMF40とLMF60の代表的な振幅応答曲線。カットオフ周波数は、それぞれ1に正規化されています。



TL/H/11221-61

(a)



TL/H/11221-62

(b)

FIGURE 36. LMF90の4次エリプティック・ノッチフィルタ。クロックは外部で生成されるか、水晶を使用して内部で生成されます。(a)に示す回路を使用すると、60Hzのノッチを作ることができます。端子3をV⁺に接続すると、50Hzのノッチが得られます。端子2をグラウンドかV⁺に接続すると、中心周波数は2倍か、3倍になります。(a)の回路の応答が(b)に示されます。

2.4 能動、受動、およびスイッチト・キャパシタ・フィルタ:どの方法が最良か?

それぞれのフィルタ技術は、あるフィルタの問題ではほぼ理想的な解決策であるけれども、他の応用では全く受け入れられないような特有の長所と短所があります。ここでは、能動、受動、スイッチト・キャパシタの各フィルタの最も重要な違いを簡単に見ていきます。

精度:スイッチト・キャパシタ・フィルタは、ほとんどの場合に高精度であるという長所があります。中心周波数の標準精度は通常、ほとんどのスイッチト・キャパシタICで約0.2%であり、最悪でも0.4%から1.5%の範囲です(もちろん、クロックは正確であるものとする)。受動フィルタや通常の能動フィルタ技術を使用してこれだけの精度を達成するには、誤差を減らすために非常に精度の良い抵抗とキャパシタ、そして場合によってインダクタを使用するか、素子の値をトリミングする必要があります。能動や受動フィルタの設計でスイッチト・キャパシタ・フィルタよりも優れた精度を達成することは可能ですが、余分な費用がかかります。必要であれば、精度を高めるために抵抗をプログラムしたスイッチト・キャパシタ・フィルタ回路をトリミングすることもできますが、これもやはり余分な費用がかかります。

費用:この点では、どの技術も特に優れてはいません。極が一つのフィルタで十分であるなら、受動RC回路網が理想的な解決策かもしれません。更に複雑な設計には、スイッチト・キャパシタ・フィルタがそれほど費用がかからず、高価な回路基板の占有空間もわずかで済みます。高い精度が必要な時は、個別の構成で使用する受動素子、特にキャパシタはかなり高価になります。これは、表面実装素子が必要な非常にコンパクトな設計で更に顕著になります。反対に、速度や精度が重要な問題ではない時は、通常の能動フィルタでかなり安価に構築できます。

雑音:受動フィルタは発生する雑音がわずかであり(抵抗の熱雑音のみ)通常の能動フィルタでも一般的にスイッチト・キャパシタICよりも雑音が少なくなっています。スイッチト・キャパシタ・フィルタは、その内部の基本構成ブロックとしてオペアンプによる能動積分器を使用します。その回路で使用する積分キャパシタは形状が非常に小さくなければならぬので、その値も非常に小さくなければなりません。従って、その積分器の入力抵抗は、有用な時定数を達成するために大きな値でなければなりません。抵抗値が大きいと熱雑音電圧のレベルが高くなります。スイッチト・キャパシタ・フィルタからの標準的な出力雑音レベルは、20kHzの帯域幅で100 μ Vから300 μ Vrms程度です。スイッチト・キャパシタ・フィルタの積分器の入力抵抗はスイッチとキャパシタで構成されますが、それらが本当の抵抗と同じ熱雑音レベルを発生するということは興味深いことです。

(公表されているスイッチト・キャパシタ・フィルタとオペアンプ・フィルタの雑音レベルの比較には、スイッチト・キャパシタ・フィルタの雑音レベルがオペアンプによるフィルタとほぼ同程度であることを示すために、オペアンプによる設計において非常に雑音の多いオペアンプを使用しているものがあります。しかし、雑音レベルがほとんどのスイッチト・キャパシタ・フィルタの設計よりも少なくとも20dB低いフィルタは、LM833のような安価で雑音が少ないオペアンプを使用して構築できます。)

スイッチト・キャパシタ・フィルタは通常の能動フィルタよりも高い雑音レベルを持つ傾向にありますが、それでも80dBから90dB程度のダイナミック・レンジに達しており、雑音から信号を識別するためにフィルタに十分に大きな信号レベルが加えられるならば、多分ほとんどの応用において十分です。

スイッチト・キャパシタ・フィルタが信号経路に混入させる不要量は熱雑音だけではありません。これらはクロックを使用するデバイスなので、クロック波形の一部(10mVp-p程度)がフィルタの出力に現れます。多くの場合、クロック周波数は信号周波数に比べて十分に高いので、クロック・フィードスルーは無視できるが、少なくとも出力の受動RC回路網で除去できますが、この程度のクロック雑音を許容できない応用もあります。

オフセット電圧:受動フィルタには、固有のオフセット電圧がありません。フィルタをオペアンプ、抵抗、およびキャパシタから構成する時は、そのオフセット電圧は、オペアンプのオフセット電圧と様々なフィルタ段のdc利得の簡単な関数になります。従って、通常の技術を使用してオフセットがミリボルト以下のフィルタを構築することはそれほど困難ではありません。スイッチト・キャパシタ・フィルタのオフセットははるかに大きく、通常は数ミリボルトから約100mVの範囲です。中にはオフセットが1Vを超えるフィルタもあります。明らかに、スイッチト・キャパシタ・フィルタは、オフセットを補正する外部回路を使用しない限り、dc精度が要求されるアプリケーションには不適切です。

周波数範囲:単一のスイッチト・キャパシタ・フィルタは、0.1Hz付近から100kHz付近までの中心周波数の範囲で動作できます。受動回路、またはオペアンプ/抵抗/キャパシタから成る回路も非常に低周波で動作するように設計できますが、そのためには非常に大きく、そしておそらく高価なリアクタンス素子が必要になります。通常の能動フィルタを100kHz以上の周波数で正常に動作させるには高速オペアンプが必要です。

可変性:通常の能動や受動フィルタもスイッチト・キャパシタ・フィルタで可能な任意の中心周波数を持つように実際に設計できますが、いくつもの素子の値を変更せずにその中心周波数を変更することは極めて困難です。スイッチト・キャパシタ・フィルタの中心(またはカットオフ)周波数はクロック周波数に比例するので、外部回路を変更せずに5、6decadeの範囲で容易に変更できます。これは複数の中心周波数を必要とする応用では重要な利点です。

素子数/回路基板面積:この点では、スイッチト・キャパシタの方法ははるかに簡単です。受動フィルタは各極ごとに1つのキャパシタインダクタを必要とし、また通常の能動フィルタの方法は2次フィルタごとに普通少なくとも1つのオペアンプ、2つの抵抗、2つのキャパシタを必要としますが、単一機能の専用モノリシック・フィルタは、たとえ複数の極を持つ伝達関数に対してもクロック以外の外部素子を使用しません。抵抗でプログラム可能なスイッチト・キャパシタ・デバイスは一般的に2次フィルタごとに4つの抵抗を必要としますが、他の方法に必要な素子よりも小さな占有空間で済みます。

エイリアシング:スイッチト・キャパシタ・フィルタはデータをサンプリングするデバイスですので、入力信号にクロック周波数の2分の1より高い周波数が含まれている時にエイリアシングに敏感になります。特定の応用でこれが影響するかどうかは、その応用自体によります。ほとんどのスイッチト・キャパシタ・フィルタのクロック周波数対中心周波数の比率は50:1か100:1ですから、エイリアシングが発生する周波数は中心周波数の25倍か50倍のところまで。感知できる振幅の信号がクロック周波数の2分の1より高い周波数にない時は、エイリアシングは問題にはなりません。ローパスやバンドパスの応用では、クロック周波数付近に存在する信号は、その信号がエイリアシングされてフィルタの阻止帯域に反映されてもフィルタで減衰されるので、許容できることが多くあります。

エイリアシングが問題となる時は、不要な高周波信号を除去するために、スイッチト・キャパシタ・フィルタの前に簡単な受動RCローパス・フィルタを追加して解決できることがあります。これは、スイッチト・キャパシタ・フィルタがローパスやバンドパスの機能を行う時には一般的に有効ですが、ハイパスやノッチ・フィルタでは、そのエイリアシング防止用の受動フィルタがフィルタ応答全般の通過帯域幅を減少させるので実用的ではないことがあります。

設計作業:この点では、システム要求によってどの種類のフィルタにも利点がありますが、一般的にスイッチト・キャパシタ・フィルタは設計がはるかに容易です。LMF40のような最も簡単に使えるデバイスでは、適当な周波数のクロックだけがが必要です。LMF100のような抵抗でプログラム可能なユニバーサル・フィルタでさえ、設計は比較的簡単です。多数の会社から販売されているLMF100型フィルタの設計支援ソフトウェアを使用すれば、設計手順は更に顧客に身近になります。ナショナルセミコンダクター社は、そうしたフィルタ・ソフトウェア・パッケージの1つを無償で提供しています。顧客は、そのプログラムを使用してカットオフ周波数、通過帯域リップル、阻止帯域減衰量などの条件で所望のフィルタ動作を指定した後、フィルタの構築に使用する2次部分の必要な特性を決定することができます。プログラムはまた外部抵抗の値を計算し、周波数と振幅や位相のデータを作成します。

それでは、どこでスイッチト・キャパシタ・フィルタを使えば有意義で、どこで連続フィルタを使えば便利でしょうか?何種類かの応用を見てみましょう。

音検出(通信、FAX、モデム、生体医学計測、音響計測、ATEなど): スwitchト・キャパシタ・フィルタは、正確な中心周波数と基板占有空間が小さいという利点から、この分野ではほぼいつも最良の選択です。

雑音除去(生体医学計測とATE用の電源周波数ノッチ、一般計測用のローパス雑音フィルタ、データ・アキュジション・システム用のエイリアシング防止フィルタなど):これらの応用は全て、スイッチト・キャパシタ・フィルタでも通常の能動フィルタでもほとんどの場合うまく処理できます。中心、またはカットオフ周波数と比較して信号の帯域幅がエイリアシングを発生するほど十分に高いが、システムがdc精度を必要とする場合には、スイッチト・キャパシタ・フィルタは問題となることがあります。エイリアシングの問題は外部の抵抗とキャパシタで簡単に解決することが多いのですが、dc精度が必要である時は通常、高精度オペアンプで構築した通常の能動フィルタにするのが最良です。制御可能な可変周波数フィルタ(スペクトル分析、多機能フィルタ、ソフトウェア制御の信号プロセッサなど):スイッチト・キャパシタ・フィルタは、その中心周波数がクロックで制御されるため、複数の中心周波数を必要とする応用で優れています。その上、単一のフィルタは5decadeの範囲の中心周波数で動作できます。連続フィルタのカットオフ周波数を調整することははるかに難しく、アナログ・スイッチ(少数の中心周波数に最適)電圧制御増幅器(中心周波数の精度が劣る)またはDAC(ごく限られた制御範囲で優れた精度を持つ)のいずれかが必要です。

オーディオ信号処理(音調制御とその他のイコライザ、オールパス・フィルタ、能動クロスオーバー回路網など):

スイッチト・キャパシタ・フィルタは通常、ハイファイ・オーディオへの応用には雑音が多すぎます。標準のダイナミック・レンジが約80dBから90dBであるスイッチト・キャパシタ・フィルタは、通常60dBから70dBの信号対雑音比です(上限を20dBとする)。また、通常オーディオ・フィルタは同時に3decadeの信号周波数を処理する必要があるため、エイリアシングの問題が生じる可能性があります。一般のオーディオ用には連続フィルタを使用したほうが良いのですが、多くの通信システムにはスイッチト・キャパシタ・フィルタに適合する帯域幅とS/N比がありますので、このようなシステムではモノリシック・フィルタの可変性と小さな形状という長所を利用できます。

生命維持装置への使用について

弊社の製品はナショナル セミコンダクター社の書面による許可なくしては、生命維持用の装置またはシステム内の重要な部品として使用することはできません。

1. 生命維持用の装置またはシステムとは(a)体内に外科的に使用されることを意図されたもの、または(b)生命を維持あるいは支持するものをいい、ラベルにより表示される使用方法に従って適切に使用された場合に、これの不具合が使用者に身体的障害を与えると予想されるものをいいます。
2. 重要な部品とは、生命維持にかかわる装置またはシステム内のすべての部品をいい、これの不具合が生命維持用の装置またはシステムの不具合の原因となりそれらの安全性や機能に影響を及ぼすことが予想されるものをいいます。

ナショナル セミコンダクター ジャパン株式会社

本社 / 〒135-0042 東京都江東区木場2-17-16 TEL.(03)5639-7300 <http://www.nsjk.co.jp/>

製品に関するお問い合わせはカスタマ・レスポンス・センタのフリーダイヤルまでご連絡ください。



0120-666-116



この紙は再生紙を使用しています

ご注意

日本テキサス・インスツルメンツ株式会社（以下TIJといいます）及びTexas Instruments Incorporated（TIJの親会社、以下TIJないしTexas Instruments Incorporatedを総称してTIといいます）は、その製品及びサービスを任意に修正し、改善、改良、その他の変更をし、もしくは製品の製造中止またはサービスの提供を中止する権利を留保します。従いまして、お客様は、発注される前に、関連する最新の情報を取得して頂き、その情報が現在有効かつ完全なものであるかどうかをご確認下さい。全ての製品は、お客様とTIJとの間取引契約が締結されている場合は、当該契約条件に基づき、また当該取引契約が締結されていない場合は、ご注文の受諾の際に提示されるTIJの標準販売契約約款に従って販売されます。

TIは、そのハードウェア製品が、TIの標準保証条件に従い販売時の仕様に対応した性能を有していること、またはお客様とTIJとの間で合意された保証条件に従い合意された仕様に対応した性能を有していることを保証します。検査およびその他の品質管理技法は、TIが当該保証を支援するのに必要とみなす範囲で行なわれております。各デバイスの全てのパラメーターに関する固有の検査は、政府がそれ等の実行を義務づけている場合を除き、必ずしも行なわれておりません。

TIは、製品のアプリケーションに関する支援もしくはお客様の製品の設計について責任を負うことはありません。TI製部品を使用しているお客様の製品及びそのアプリケーションについての責任はお客様にあります。TI製部品を使用したお客様の製品及びアプリケーションについて想定される危険を最小のものとするため、適切な設計上および操作上の安全対策は、必ずお客様にてお取り下さい。

TIは、TIの製品もしくはサービスが使用されている組み合わせ、機械装置、もしくは方法に関連しているTIの特許権、著作権、回路配置利用権、その他のTIの知的財産権に基づいて何らかのライセンスを許諾するということは明示的にも黙示的にも保証も表明もしておりません。TIが第三者の製品もしくはサービスについて情報を提供することは、TIが当該製品もしくはサービスを使用することについてライセンスを与えるとか、保証もしくは是認するということを意味しません。そのような情報を使用するには第三者の特許その他の知的財産権に基づき当該第三者からライセンスを得なければならない場合もあり、またTIの特許その他の知的財産権に基づきTIからライセンスを得て頂かなければならない場合もあります。

TIのデータ・ブックもしくはデータ・シートの中にある情報を複製することは、その情報に一切の変更を加えること無く、かつその情報と結び付けられた全ての保証、条件、制限及び通知と共に複製がなされる限りにおいて許されるものとします。当該情報に変更を加えて複製することは不正で誤認を生じさせる行為です。TIは、そのような変更された情報や複製については何の義務も責任も負いません。

TIの製品もしくはサービスについてTIにより示された数値、特性、条件その他のパラメーターと異なる、あるいは、それを超えてなされた説明で当該TI製品もしくはサービスを再販売することは、当該TI製品もしくはサービスに対する全ての明示的保証、及び何らかの黙示的保証を無効にし、かつ不正で誤認を生じさせる行為です。TIは、そのような説明については何の義務も責任もありません。

TIは、TIの製品が、安全でないことが致命的となる用途ないしアプリケーション（例えば、生命維持装置のように、TI製品に不良があった場合に、その不良により相当な確率で死傷等の重篤な事故が発生するようなもの）に使用されることを認めておりません。但し、お客様とTIの双方の権限有る役員が書面でそのような使用について明確に合意した場合は除きます。たとえTIがアプリケーションに関連した情報やサポートを提供したとしても、お客様は、そのようなアプリケーションの安全面及び規制面から見た諸問題を解決するために必要とされる専門的知識及び技術を持ち、かつ、お客様の製品について、またTI製品をそのような安全でないことが致命的となる用途に使用することについて、お客様が全ての法的責任、規制を遵守する責任、及び安全に関する要求事項を満足させる責任を負っていることを認め、かつそのことに同意します。さらに、もし万一、TIの製品がそのような安全でないことが致命的となる用途に使用されたことによって損害が発生し、TIないしその代表者がその損害を賠償した場合は、お客様がTIないしその代表者にその全額の補償をするものとします。

TI製品は、軍事的用途もしくは宇宙航空アプリケーションないし軍事的環境、航空宇宙環境にて使用されるようには設計もされていませんし、使用されることを意図されてもありません。但し、当該TI製品が、軍需対応グレード品、若しくは「強化プラスチック」製品としてTIが特別に指定した製品である場合は除きます。TIが軍需対応グレード品として指定した製品のみが軍需品の仕様書に合致いたします。お客様は、TIが軍需対応グレード品として指定していない製品を、軍事的用途もしくは軍事的環境下で使用することは、もっぱらお客様の危険負担においてなされるということ、及び、お客様がもっぱら責任をもって、そのような使用に関して必要とされる全ての法的要求事項及び規制上の要求事項を満足させなければならないことを認め、かつ同意します。

TI製品は、自動車用アプリケーションないし自動車の環境において使用されるようには設計されていませんし、また使用されることを意図されてもありません。但し、TIがISO/TS 16949の要求事項を満たしていると特別に指定したTI製品は除きます。お客様は、お客様が当該TI指定品以外のTI製品を自動車用アプリケーションに使用しても、TIは当該要求事項を満たしていなかったことについて、いかなる責任も負わないことを認め、かつ同意します。

Copyright © 2011, Texas Instruments Incorporated
日本語版 日本テキサス・インスツルメンツ株式会社

弊社半導体製品の取り扱い・保管について

半導体製品は、取り扱い、保管・輸送環境、基板実装条件によっては、お客様での実装前後に破壊/劣化、または故障を起こすことがあります。

弊社半導体製品のお取り扱い、ご使用にあたっては下記の点を遵守して下さい。

1. 静電気

- 素手で半導体製品単体を触らないこと。どうしても触る必要がある場合は、リストストラップ等で人体からアースをとり、導電性手袋等をして取り扱うこと。
- 弊社出荷梱包単位（外装から取り出された内装及び個装）又は製品単品で取り扱いを行う場合は、接地された導電性のテーブル上で（導電性マットにアースをとったもの等）、アースをした作業者が行うこと。また、コンテナ等も、導電性のものを使うこと。
- マウンタやはんだ付け設備等、半導体の実装に関わる全ての装置類は、静電気の帯電を防止する措置を施すこと。
- 前記のリストストラップ・導電性手袋・テーブル表面及び実装装置類の接地等の静電気帯電防止措置は、常に管理されその機能が確認されていること。

2. 温・湿度環境

- 温度：0～40℃、相対湿度：40～85%で保管・輸送及び取り扱いを行うこと。（但し、結露しないこと。）

- 直射日光が当たる状態で保管・輸送しないこと。
3. 防湿梱包
 - 防湿梱包品は、開封後は個別推奨保管環境及び期間に従い基板実装すること。
 4. 機械的衝撃
 - 梱包品（外装、内装、個装）及び製品単品を落下させたり、衝撃を与えないこと。
 5. 熱衝撃
 - はんだ付け時は、最低限260℃以上の高温状態に、10秒以上さらさないこと。（個別推奨条件がある時はそれに従うこと。）
 6. 汚染
 - はんだ付け性を損なう、又はアルミ配線腐食の原因となるような汚染物質（硫黄、塩素等ハロゲン）のある環境で保管・輸送しないこと。
 - はんだ付け後は十分にフラックスの洗浄を行うこと。（不純物含有率が一定以下に保証された無洗浄タイプのフラックスは除く。）

以上