

ビデオ用 アクティブフィルタ

従来のビデオフィルタは、受動LC回路とアンプで構成されていました。これをアンプとRCフィルタで構成すると、より小型で効率的な回路が生まれます。また、初期のビデオフィルタは性能が悪いことで有名でしたが、1960年代に開発された感度解析とプリディストーション法により高性能な回路が実現できるようになりました。

高性能なオペアンプと専用PCソフトウェアによって広帯域アクティブフィルタが実現できるようになりましたが、これだけでは各アプリケーションのニーズを満足することはできません。ビデオフィルタの場合、アプリケーションと信号フォーマットに応じて回路設計を調整する必要があります。主なビデオアプリケーションは、以下の2つです。

アンチエイリアシングフィルタ：アナログデジタル変換器(ADC)の前に挿入し、ナイキスト周波数(ADCサンプリングレートの1/2)を超える周波数の信号を減衰させるフィルタです。周波数応答を可能な限り急峻にし、カットオフ周波数を超える信号をできる限り小さくします¹。ITU-601アプリケーションなどでは、アナログフィルタとデジタルフィルタ、オーバサンプリングADCを組み合わせ、このような性能を実現しています。PCグラフィックスなどのアプリケーションでは、アンチエイリアシングはほとんど必要ありません。

再生フィルタ：(sinx)/xフィルタや0次ホールド補正器とも呼ばれるフィルタで、デジタルアナログ変換器(DAC)の後段に配置し、DACクロックを残して、サンプリングによって発生した複数のイメージを除去します。再生フィルタの選択はアンチエイリアシングフィルタほど厳格でないのが普通です。理由は、DACのホールド機能がフィルタとして作用するため選択が甘くてもかまわないからです。これによる応答の劣化も発生します。利用できるフォーマットはRGBとコンポーネント、コンポジット、RGB PCグラフィックスです。

すべてのアプリケーション、及びビデオフォーマットでも、ビデオフィルタは群遅延(周波数対遅延)と呼ばれるパラメータによって定義される「位相の線形性」が求められます。どの程度の位相線形性が求められるかは、アプリケーションとビデオフォーマットによって異なります。たとえば、アンチエイリアシングフィルタとコンポーネントフォーマットの組み合わせでは、コンポジットビデオを取り扱う再生フィルタ型アプリケーションよりも仕様が厳しくなります。各アプリケーションやフォーマットによって必要とされる仕様は、NTSCやPAL/DVB、ITU、SMPTE、VESAによって定められています。

このアーティクルでは、フィルタの比較を行い、アプリケーションやフォーマットによってどのような設計が最適となるかを明らかにします。設計時に必要精度を確保

できるように、プリディストーション法と要素感度法を用い、ラウフフィルタとサレン・キーフィルタについてGBWとカットオフの関係を比較します。

以下のフィルタについて検討します。

- ITU-601アンチエイリアシングフィルタ
- 20MHzアンチエイリアシング・再生フィルタ
- HDTV再生フィルタ

フィルタとその特性

使用目的がアンチエイリアシングにせよ再構成にせよ、映像フレームレートを通させるため、フィルタにはローパス特性が必要となります。これは同時に、ACカップリングに注意しなければならないことを意味します。ローパスフィルタは、その振幅特性、または多項式の名前で分類されます(ベッセル、バターワース、チェビシェフ、カウア)。これらのフィルタ特性をラジアンで正規化すると、図1のようになります。ふつうはコストを抑えるため選択の余地が大きく、ボールの数が少ないフィルタを選びますが、必要とされる位相線形性によっては選択の幅が狭くなるケースもあります。

位相線形性と群遅延

フィルタの位相線形性は、包絡線遅延や群遅延(GD)と周波数の関係によって表されます。群遅延がフラットということは、周波数によって遅延量が変化しないことを示しており、時間領域では波形が保存されることとなります。つまり、群遅延の絶対量よりも、群遅延のばらつきの方が重要なのです。群遅延とは別に「時間一致」で表される遅延のチャンネル間変動がありますが、これと群遅延を混同しないように注意する必要があります。

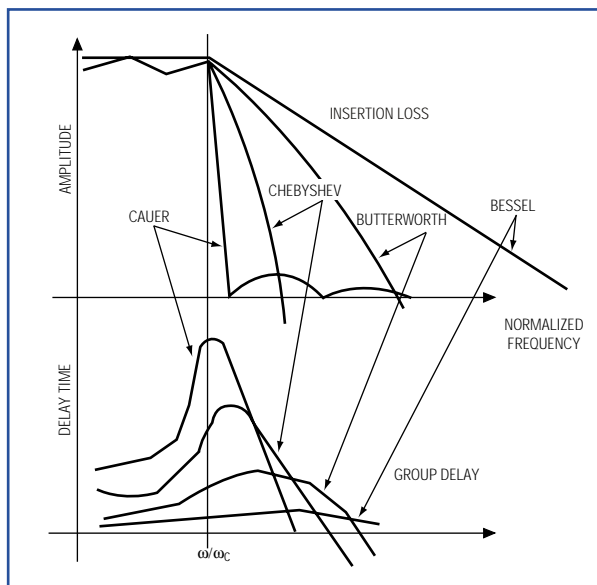


図1. ラジアンで正規化された各種フィルタの増幅および群遅延の周波数特性

もちろん群遅延がないほうが良いわけですが、どの程度であれば許容可能なのか、また、その理由はなぜなのかを知っておくべきでしょう。この問いに対する答えは、アプリケーションとビデオフォーマットによって異なります。たとえば、ITU-470でコンポジットビデオを取り扱う場合には、群遅延についてかなりの許容度があります。しかし、ITU-601では群遅延について厳しい規格が定められており、シリアル化前のフェーズジッタ抑制とMPEG-2圧縮の両方について生成安定性を確保しています。では、位相線形性を確保するためには、どのようなフィルタ特性が必要なのか見てみましょう。

図1の群遅延カーブを見ると、カットオフ周波数($\omega/\omega_c = 1$)近くにピークがあります。このような問題が起きる原因は、カットオフ周波数近くで位相が急激に変化することです。バターワースフィルタを例に考えてみましょう。6MHzの3ポールフィルタでは、フィルタ帯域内に20ns~25nsの群遅延変動があります。フィルタ選択性を高めるとポールが増え、群遅延変動も増加します。群遅延変動を抑えるために工夫されたフィルタ²もあります。ベッセルや位相近似、トンプソンバターワース、ルジャンドルなどです。いずれにせよ、ビデオ関係でもっともよく使われるのはバターワースフィルタです。

コンポーネントビデオの処理における群遅延の問題

群遅延変動はあらゆるフォーマットとアプリケーションに影響を及ぼします。その影響度合いは、信号数と帯域幅によって異なります。コンポジットNTSC/PALは信号数が1であり、群遅延はITU-470で定められています。この仕様を満足するのは簡単です。一方、RGBとコンポーネントビデオは複数の信号を持ちます。RGBでは帯域幅の等しい信号が複数あるのに対し、コンポーネントビデオでは帯域幅が異なるため、群遅延のマッチングもRGBは簡単ですが、コンポーネントビデオでは困難です。

Pb信号とPr信号は帯域幅が輝度信号(Y)の半分であるため、Y信号の倍の群遅延が発生します³。対処としては、Y信号に遅延段を追加し、信号を遅らせるという方法があります。PbとPrのサンプリングレートを倍にして、帯域幅を等しくするという方法も考えられます。つまり、サンプリングレートを4:2:2から4:4:4⁴にして、RGBと同じ信号処理ができるようにしてしまうわけです。追加されたPb信号とPr信号のサンプリングは、再生フィルタ回路において平均化されたり、アンチエイリアシングにより取り除きます。

コンポーネントビデオには、もう一つ、S-VHSがあります。この処理は複雑です。YチャンネルはYPbPrのケースと同じですが、彩度信号(C)にはローパスではなくバンドパスフィルタをかけたほうがよさそうです。YPbPr信号にバンドパスフィルタをかけると群遅延やタイミングの問題が起きるので、そのような処理はできません。アナログエンコーディングがかかっていない限り、Y信号とC信号に同一特性のローパスフィルタをかけます。S-VHSは、遅延量を等しくしようとしたときに発生する問題よりも、帯域幅に対する許容度のほうが高いのです。S-VHSは再生アプリケーションで使用されることが多く、Y信号とC信号のタイミングを正しく保つ方が重要になります。

オペアンプの選択

フィルタ特性を決めたら、次はその特性を実現する回路の構築になります。もっともよく使われるのは、オペアンプ1つによるサレン・キー回路(非反転)とラウフ回路(反転)です。広帯域なビデオアプリケーションでオペアンプを使用する場合には、最小GBW(利得帯域幅積)に注意する必要があります。通常のビデオ信号は $2V_{p-p}$ と大きいので、大信号GBWが基準になります。これは、もっと小さな $2V_{p-p}$ 0.1dB GBWとは異なるパラメータです。

フィルタ回路におけるオペアンプのGBWは、カットオフ周波数に対してどの程度大きければいいのでしょうか。ラウフ(反転)フィルタでは、フィルタ特性の位相項は以下の式で表されます。

$$\text{Arg}[K(j\omega)]_{\text{inv}} = -(\omega_c/\text{GBW}_{\text{rad}})(1+R_f/R_i) \quad (\text{式 1})$$

サレン・キー(非反転)フィルタでは、次式のようにになります。

$$\text{Arg}[K(j\omega)]_{\text{noninv}} = \pi - (\omega_c/\text{GBW}_{\text{rad}})(1+R_f/R_i) \quad (\text{式 2})$$

ただし、 R_f と R_i はゲイン設定抵抗(単位は Ω)、 GBW_{rad} はオペアンプの利得帯域幅積、 ω_c はフィルタのカットオフ周波数(単位はラジアン/秒)です。ゲインは、 R_f と R_i ⁵に値を代入し、 $(\omega_c/\text{GBW}_{\text{rad}})$ について解くと得られます。ゲインが1のラウフ回路では $R_f/R_i = 1$ であり、サレン・キー回路は $R_f/R_i = 0$ になります。つまり、位相誤差が等しい場合、サレン・キー回路のGBWはラウフ回路の半分です。ゲインを高くすると両者の差はなくなっていくため、GBWという面におけるサレン・キーの優位性はなくなっていきます。もちろん、他にもさまざまな問題を考慮する必要があります。

プリディストーションと帯域幅、Q、及び要素感度法

$\text{GBW}_{\text{rad}}/\omega_c$ が無大にならない限り、フィルタの閉ループポールが移動します。これが、設計値と比較して実際のフィルタの帯域(ω_c)が低くなる原因です⁶。この現象を補償するために設計帯域を予め高くしておく方法が、プリディストーション法です。表1と表2に示した値を使えば、サレン・キー回路とラウフ回路について希望する帯域を実現するためには設計帯域をどのように設定すればいいかを計算することができます。もちろん、構成部品の公差も考慮に入れる必要があります。

構成部品の公差を考慮するためには、 S_X^Y という感度関数⁷が必要です。これは、Xパラメータの値の変動と、その結果生じるYパラメータの変動の比です。たとえば、表1から、(ラウフ回路と比較して)サレン・キー回路のQは、C1とC2の変動に対する感度が高いことがわかります。つまり、サレン・キー回路はラウフ回路よりも寄生発振がおきやすいのです。ただし、ここで重要なのは S_X^Y によってこのような予測が可能になること、そして、その予測に従い、適切な設計が可能になるということです。次に、標準的な設計例を見てみましょう。

表1. 構成部品に対する感度とBW及びQプリディストーション予測式
(サレン・キー型、 $\omega_0 = 1 \text{ rad/sec}$)

Sensitivity Function S_X^Y	Gain K = 3 - 1/Q (R1 = R2 = C1 = C2 = 1)	Gain K = 1 (R1 = R2 = 1)	Gain K = 2 (R1 = C1 = 1)
$S_x^\omega (x = R1, R2, C1, C2)$	-1/2	-1/2	-1/2
S_K^Q	14	50	10
S_{R1}^Q	4.5	0	4.5
S_{R2}^Q	-4.5	0	-4.5
S_{C1}^Q	9.5	1/2	5.5
S_{C2}^Q	-9.5	-1/2	-5.5
S_{Ra}^K	-9/14	N/A	-1/2
S_{Rb}^K	9/14	N/A	1/2
ω_C (actual)	ω_C (design)[1 - 1/2(3 - 1/Q) ² ω_C / GBW]	ω_C (design)[1 - ω_C Q / GBW]	—
Q (actual)	Q (design)[1 + 1/2(3 - 1/Q) ² ω_C / GBW]	Q (design)[1 + ω_C Q / GBW]	—

表2. 構成部品に対する感度とBW及びQプリディストーション予測式
(ラウフ型、 $\omega_0 = 1 \text{ rad/sec}$)

Sensitivity Function S_X^Y	Gain K = 1 (R1 = R2 = R3 = 1)	Gain K = 2 (R1 = 1, R3 = H ₀ , R2 = (H ₀ / 1 + H ₀))	Gain K = 2 (C1 = 1, C2 = C1 / 100)
$S_x^\omega (x = R2, R3, C1, C2,$ $S_{R1}^\omega = 0)$	-1/2	-1/2	-1/2
S_{R1}^Q	1/3	1/3	1/3
S_{R2}^Q	-1/6	0	0
S_{C1}^Q	1/2	1/2	1/2
S_{C2}^Q	-1/2	-1/2	-1/2
S_{R3}^K	1	1	1
S_{R1}^K	-1	-1	-1
S_{R3}^Q	1/6	0	0
ω_C (actual)	ω_C (design)[1 - 3 ω_C Q / 2GBW]	—	—
Q (actual)	Q (design)[1 + 3 ω_C Q / 2GBW]	—	—

アンチエイリアシングフィルタの設計

アンチエイリアシングフィルタでは、図2に示すITU-601テンプレートから選択性を求めることができます。指定帯域は5.75MHz ±0.1dB、挿入損失は6.75MHzで12dB、8MHzで40dB、群遅延変動は帯域0.1dBに対し±3nsとします。このような特性をアナログフィルタだけで実現するのは不可能ですが、4xオーバーサンプリングとすれば27MHzで12dB、32MHzで40dBで所望の性能が実現できることとなります。

ソフトウェアや正規化された線図⁸を用いると、-3dB帯域幅が8.45MHzの5ポールバターワースフィルタにより、群遅延は満足できないが、選択性は満足できることがわかります。群遅延性能を満足させるためには遅延段が必要ですが、そのとき重要な役割を果たすオペアンプパラメータは2V_{p-p} 0.1dBという帯域です⁹。この値を式1と式2に代入し、設計値を求めます。図3aと図3bに

示す回路例と振幅応答、群遅延特性は、4xオーバーサンプリング時のものです。

次に、PCビデオについて考えてみましょう。VESAでは、アンチエイリアシングフィルタや再生フィルタのテンプレートが定められていません。解像度がXGA(1024 x 768、85Hz)では、サンプリングレートが94.5MHz、ナイキスト周波数が47.25MHzとなります。ナイキスト周波数で35dB以上の減衰を得るために、20MHzの4ポールバターワースフィルタを使用します(図4a、図4b)。この回路でも、過渡応答と大信号帯域幅(2V_{p-p}で175MHz)が優れていることから、MAX4450/4451を使用しました。

再生フィルタ

DACの後ろに挿入する再生フィルタは、さらに理解されていないアプリケーションの1つです。再生フィルタとはサンプリングクロックを除去するものだと考えている

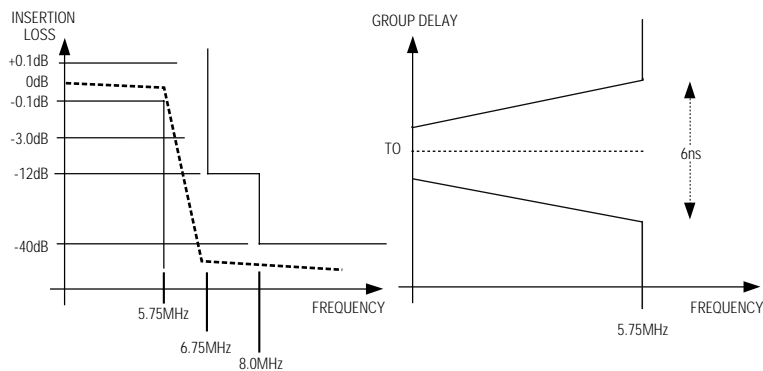


図2. ITU-R BT.601-5基準に定められたアンチエイリアシング仕様を示すフィルタテンプレート

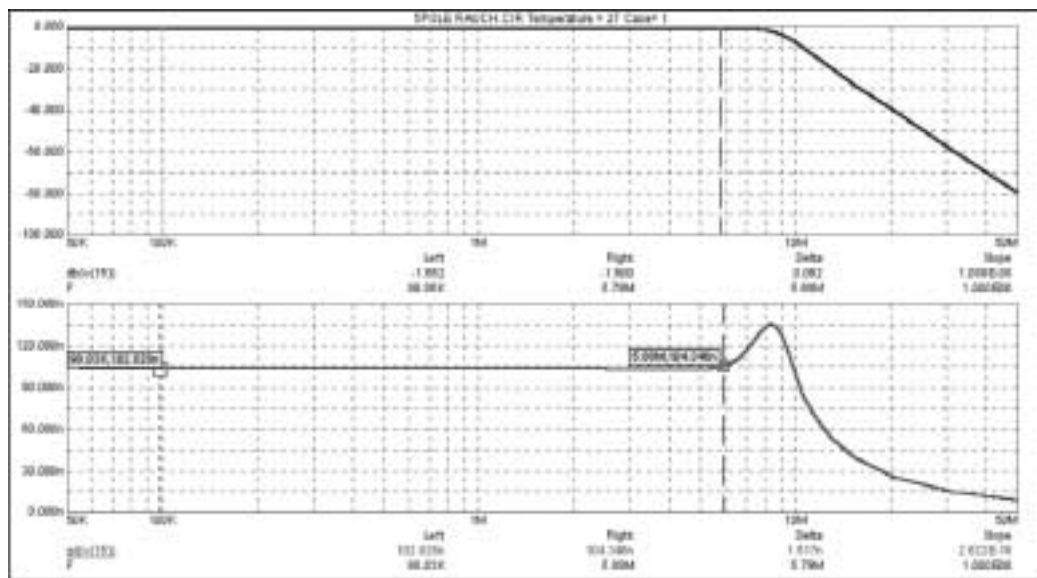
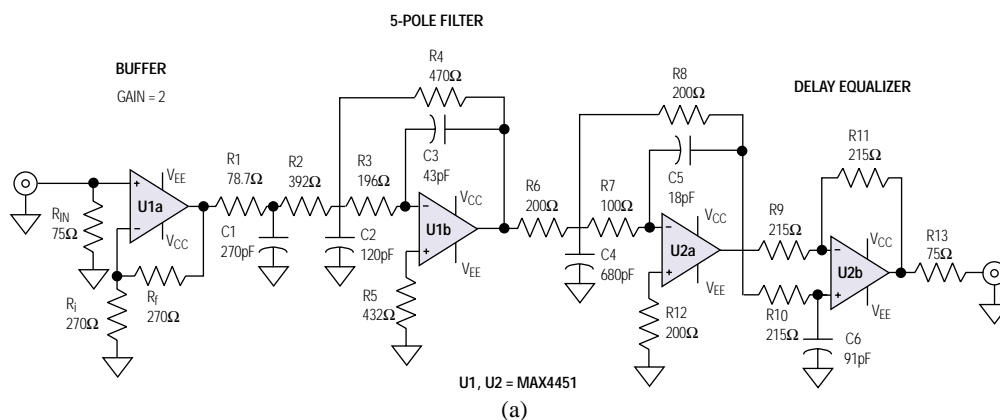
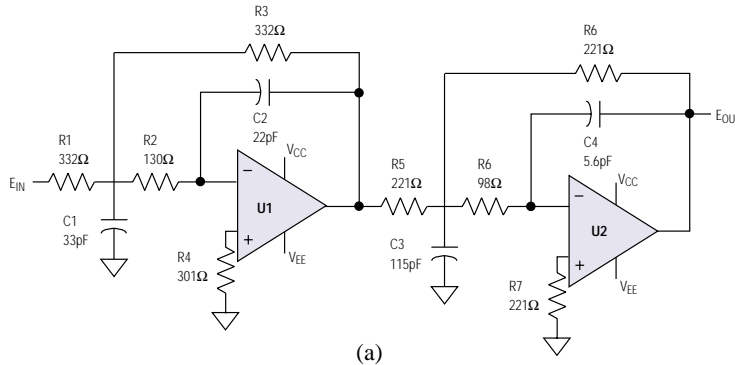
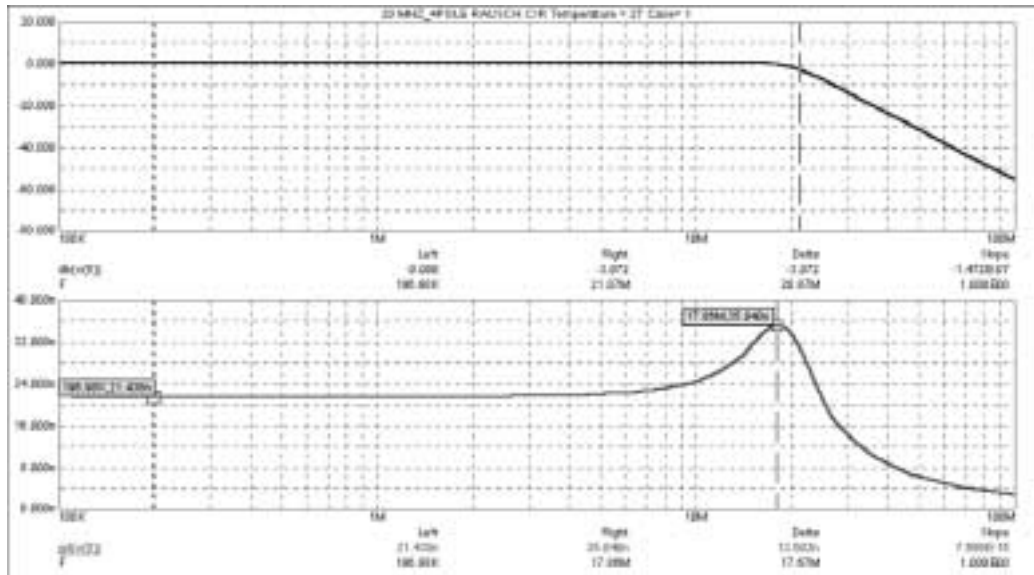


図3. ITU-601アンチエイリアシングに使用する5ポール、5.75MHzバターースフィルタの回路例(a)と出力応答(b)。回路は遅延イコライザを持つラウフ構成



(a)



(b)

図4. XGAグラフィックスのアンチエイリアシングに使用する4ポール、20MHzバターワースフィルタの回路例(a)と出力応答(b)。回路はラウフ構成

設計技術者もいますが、これはまったくの間違いです。サンプリングされた信号は、サンプリングクロックの高調波を中心とした複数の信号イメージがくり返される形になります。再生フィルタは、このうち、ベースバンドのサンプル以外のすべてを除去するものです。アンチエイリアシングフィルタが正しく動作すれば、DAC出力は図5のAだけとなり、その右側にあるサンプルはすべて除去されます。再生とアンチエイリアシングはとてもよく似ています。違いは、1サンプルの存在時間が短いため、DACは1クロックの間だけホールドすることになり、スロープを階段状に近似するという点だけです。

このホールド機能は、バターワースフィルタやベッセルフィルタと特性¹⁰がよく似たデジタルフィルタに相当します(図6)。サンプリング周波数の1/2で-4dBの応答と

なっている点に着目してください。再生フィルタが持つもう一つの役割は、この損失を補償することで、そのために図7aに示すような振幅イコライザが必要になります。イコライザは、ベッセルフィルタのような応答を持つ遅延段を使用しており、DACサンプリングレート(F_S)がわかれば設計可能です。図7bは、振幅イコライザがある場合とない場合のDACの周波数応答です。遅延段と同じように、振幅イコライザも再生フィルタに組みこむことが可能です。

このホールド応答も、サンプリングクロックを中心としたポールを持ち、クロックを完全に除去します。いずれにしても、ほとんどの再生アプリケーションでクロック減衰量が性能指数とされています。さて、再生フィルタの機能が理解できたところで、設計をしてみましょう。

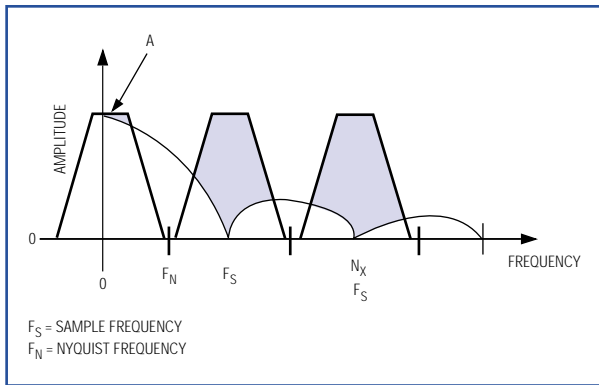


図5. サンプリング周波数(F_S)とナイキスト周波数(F_N)に対するDAC出力スペクトラムの例

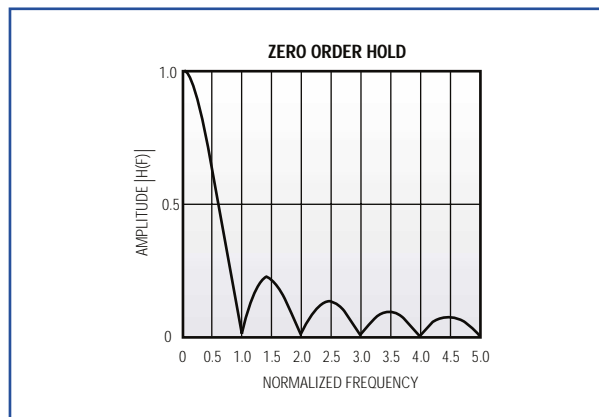
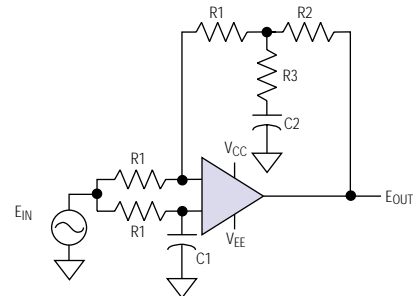


図6. DACの「ホールド」機能により、サンプリング周波数の倍数でゼロとなる($\sin x$)/ x 応答が生成します

NTSC/PALの再生では、13.5MHzで20dB以上、27MHzで40dB以上という減衰が必要とされるのが普通です(ω_c はビデオ規格によって異なる)。ここでは、2つの理由から、サレン・キー回路による3ポールバターワースフィルタにしました。理由の一つめは、フィルタのゲイン(+2)により、逆終端ケーブルを駆動するためです。もう一つは、遅延イコライザなしで群遅延変動を調整し、性能を高めることができるようにするためです(図8a~図8dにNTSCとPALの振幅応答と群遅延特性などを示す)。このようなアプリケーションではDACのデジタル振幅補正を持つことが多いですが、これは必要に応じて追加することも簡単です。

XGA用回路として、サレン・キー回路による20MHz、3ポールのバターワースフィルタに図8の回路で振幅補正を行うものを示します(図9aと図9b)。図4のアンチエイリアシングフィルタと異なるのは、逆終端の75 同軸ケーブルを駆動する+2のゲインを持つ点です。

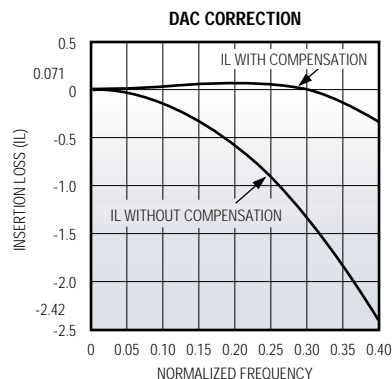
最後に検討するアプリケーションは、HDTV用再生フィルタです。SMPTE 274とSMPTE 296Mのテンプレートを用いて中心周波数を算出すると、 $\omega_c = 0.4 \times F_S = 29.7\text{MHz}$



The component's values are a function of the sampling frequency of the DAC.

1. $R1 \times C1 = 1/4 \times \text{Fsample}$
2. $R2 = R1/10$
3. $R3 = R1/50$
4. $C2 = 12 \times C1$

(a)



(b)

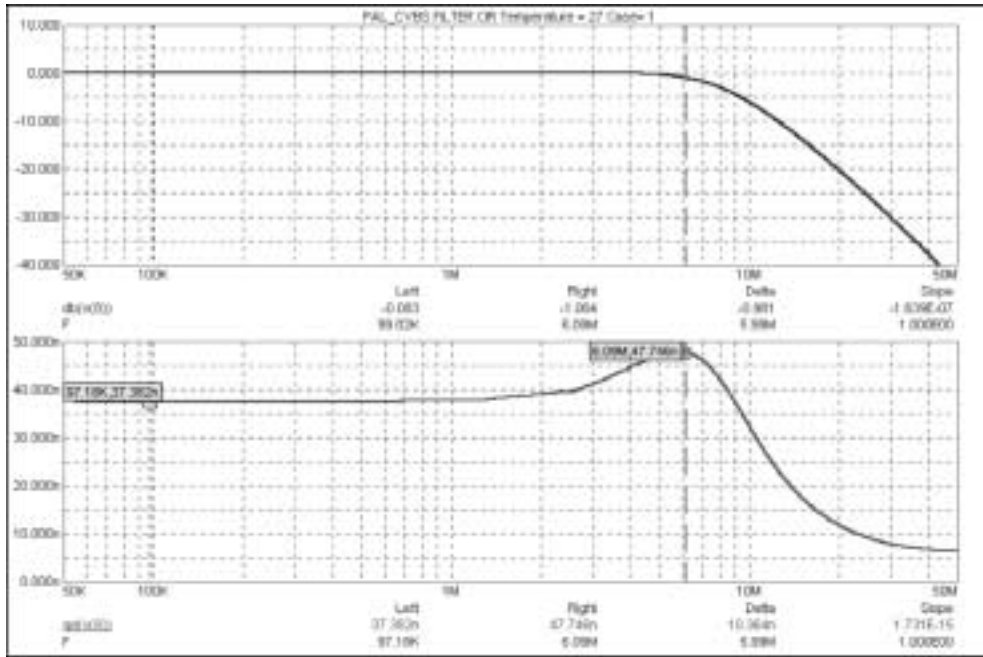
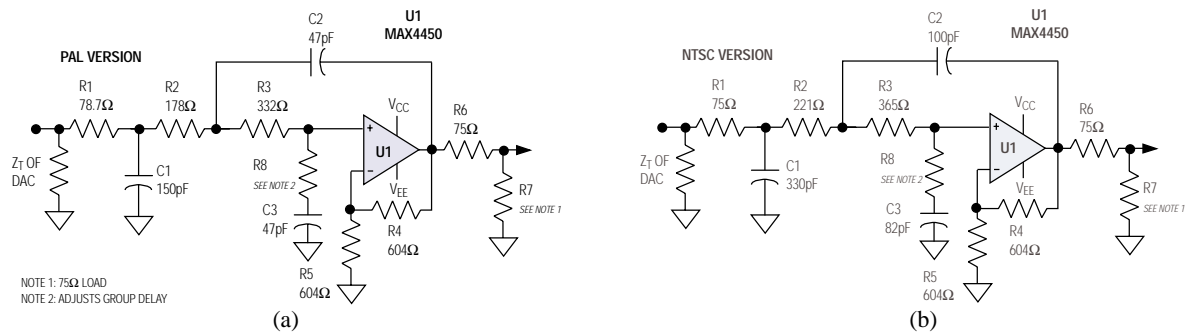
図7. 振幅イコライザ回路(a)による($\sin x$)/ x 補正がある場合とない場合のDAC出力(b)

となります。群遅延の補正は必須であり、DAC用振幅の補正もふつうは適用します。この結果、30MHz、5ポールのサレン・キー回路(図10)で、減衰率は74.25MHzで40dB以上、かつ、逆終端の75 同軸ケーブルを駆動する+2のゲインを持つフィルタとなりました。

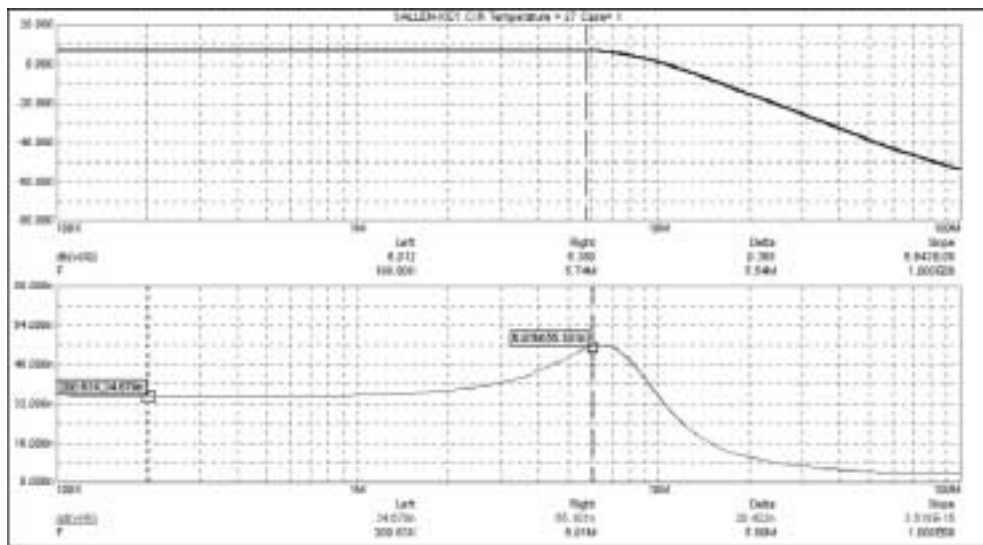
実用的なビデオ用アクティブフィルタの設計手法

フィルタ設計を手作業で行うにせよソフトウェアを利用するにせよ、あるいはその組み合わせで行うにせよ、最終的に希望したとおりの応答が得られるとはかぎりません。原因のひとつは、算出された応答と標準的な構成部品を用いて得られる実際の応答が一致しないことにあります。

このような誤差を抑えるため、まず、コンデンサの値(5%)を定めてから、組み合わせる抵抗値を求めます。これが現実的なやり方です。つまり、公差として1%や2%のコンデンサがありますが、その値は5%ごとになります。これに対し、抵抗は、値も公差も1%のものが

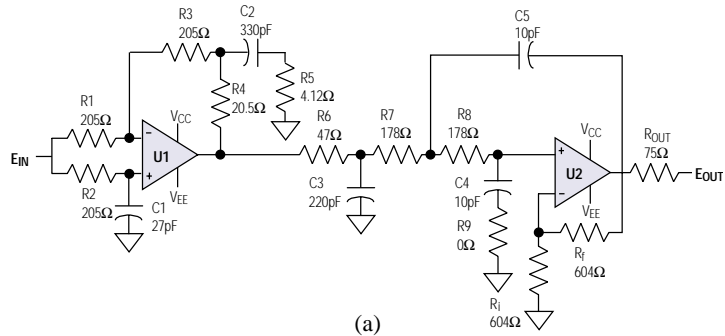


(c)

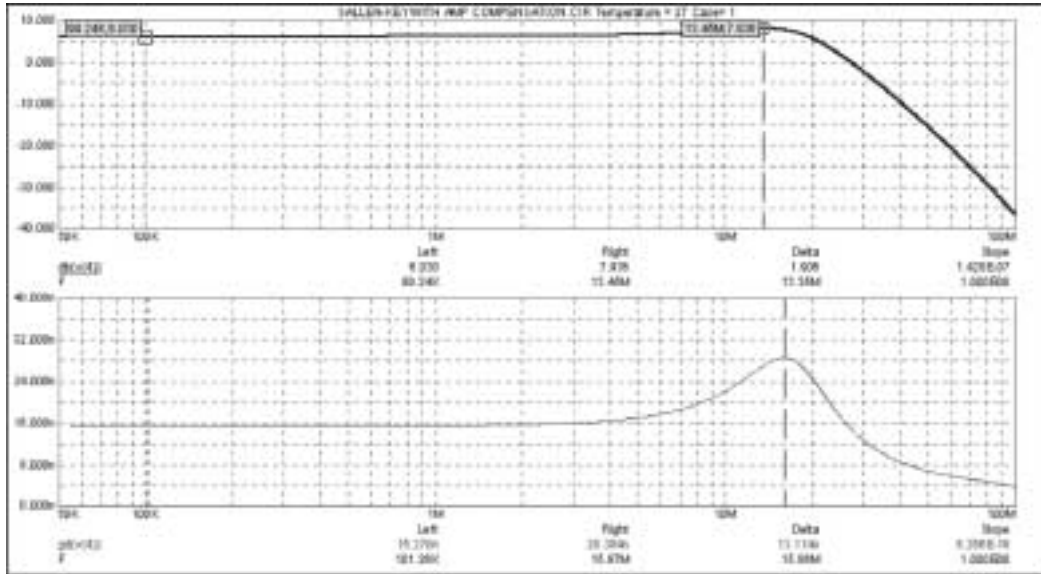


(d)

図8. 群遅延が調整可能な再生フィルタ。PAL用(a)は(c)に示す振幅応答と群遅延特性を持ち、NTSC用(b)は(d)に示す振幅応答と群遅延特性を持ちます。



(a)



(b)

図9. $(\sin x)/x$ 補正を備えたXGA再構成用の3ポール、20MHzバターースフィルタ(a)。出力応答は(b)のとおりです。

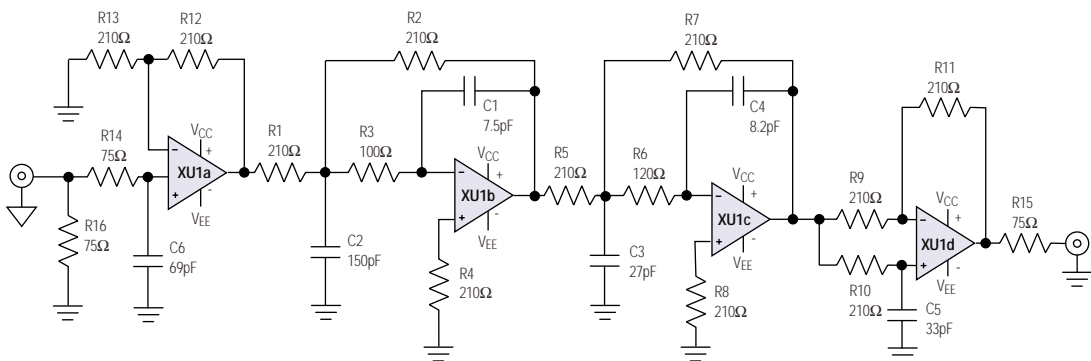


図10. DAC用振幅補正を備えたHDTV用5ポール、30MHz再生フィルタ。

入手可能です。このようにすれば、設計値にもっとも近い回路定数を実現し、正確な振幅応答を得ることができます。

作成したフィルタが不安定であったり発振したりする場合もあります。そのような場合には、入力をグランドに落としても発振が続くかどうかをチェックします。発振が止まる場合には、インピーダンスが高すぎることを意味します。設計インピーダンスを下げれば発振も止まるでしょう。グランドに落としても発振が続く場合には、発振周波数がフィルタのカットオフ周波数近傍以下かどうかをチェックします。カットオフ周波数近傍以下の場合、コンポーネントが寄生による発振である可能性が高いでしょう。発振周波数がカットオフ周波数よりも高い場合には、オペアンプが回路レイアウトに原因がある可能性が高いと思われます。

適切なレイアウトは芸術品のように見えますが、実は、少数の簡単な原理に従うだけで実現可能です。まず、クリーンな電源としっかりしたグランドが必要です。つまり、フィルタに低ESRコンデンサを使ったり、必要に応じてレギュレータを使うということです。バイパスコンデンサで形成されるループは小さくしないと、寄生インダクタンスがコンデンサと共振してしまいます。アナログ回路ではしっかりしたグランドプレーンが必要とされますが、帯域が高くなると、グランドプレーンに寄生容量が発生してしまいフィルタ特性が劣化することがあります。そのような問題を避けるために、影響を受ける部品や回路トレースの下にはグランドプレーンを設置しないようにします。

リファレンス

- 1 フィルタの応答がカットオフ周波数で-3dB減衰します
- 2 Taylor and Williams, Electronic Filter Design Handbook, McGraw Hill, ISBN 0-07-070441-4
- 3 同上
- 4 4:2:2サンプリングとは、もともと、カラー副搬送波のオーバーサンプリング度合いを示すものでした。ITU-601では副搬送波周波数が3.375MHzとなりました。つまり、4:2:2サンプリングでは、13.5MHzと6.75MHzでサンプリングされることになります。
- 5 非反転では $R_f/R_i = 0$ 。反転では $R_f/R_i = 1$ 。
- 6 E.J. Kennedy, Operational Amplifier Circuits: Theory and Applications.
- 7 Network Analysis and Feedback Amplifier Design (D. Van Nostrand, Princeton NJ, 1945) でH.W. Bodeが定義
- 8 Taylor and Williams 前掲書中
- 9 MAX4450/51のデータシートは、japan.maxim-ic.comをご覧ください。
- 10 このサイン関数を表す式は $(\sin x)/x$ になります。

EDNの2003年6月号にも同様の記事が掲載されています。