

【DAC出力にはかならずフィルタが必要】

DACの出力には必ずポスト・フィルタ（アナログ・フィルタ）が必須である。このため、いろいろなDACの回路を見てみると、アンプとフィルタが何段かになっていて、実に非効率的のようになっていない。通常は、[I/V AMP]+[MAIN AMP]+[FILTER]と、最低三つのアンプがついているのだ。

それでは、ということで、一つの試みとして、トランスインピーダンス・アンプに 2 次のフィルタの機能をつけられないか、検討してみた。

【パッシブ型】

通常の I/V変換回路は、R1とC1とで一つの時定数を持ち、この時定数がアンプの帯域より低い場合には支配的になって 1 次のフィルタの特性となる。

そこでまず考えたのが、図1の普通の I/V変換回路の入力にシリーズに抵抗R2を入れ、DACの電流出力にC2をぶら下げる。すると、R2とC2との時定数が同じにすることにより、2次のパッシブ特性のフィルタを作り上げることができる。

単なるR1、C1によるフィルタよりも急峻なフィルタとなる。しかしながら、あくまでこれはパッシブ・フィルタであり、Qが高くは無いので、フィルタのカットオフ周波数近傍ではなだらかな特性となるのが欠点である。

しかしながら、この方法は単純であり、簡単に高域の信号をカットすることができる利点がある。

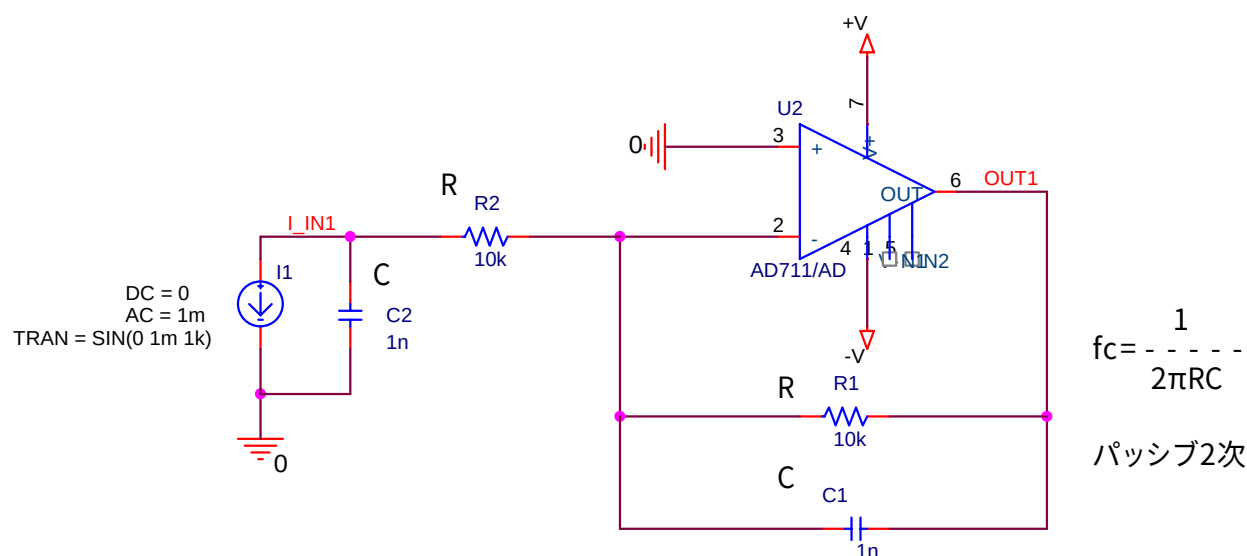


図1：I/V兼パッシブ・フィルタ

【アクティブ型】

では、簡単にもっと急峻なアクティブ・フィルタを作ることができないか？と検討してみた。すると、マルチプル・フィードバック型のフィルタに行き着いた。これはもともと電圧入力アンプの反転アンプの形状をしている。これに電流源を入力すると、なんとこれでもちゃんとフィルタとして動作する。しかもアクティブでQの高いフィルタだ。図2が回路である。

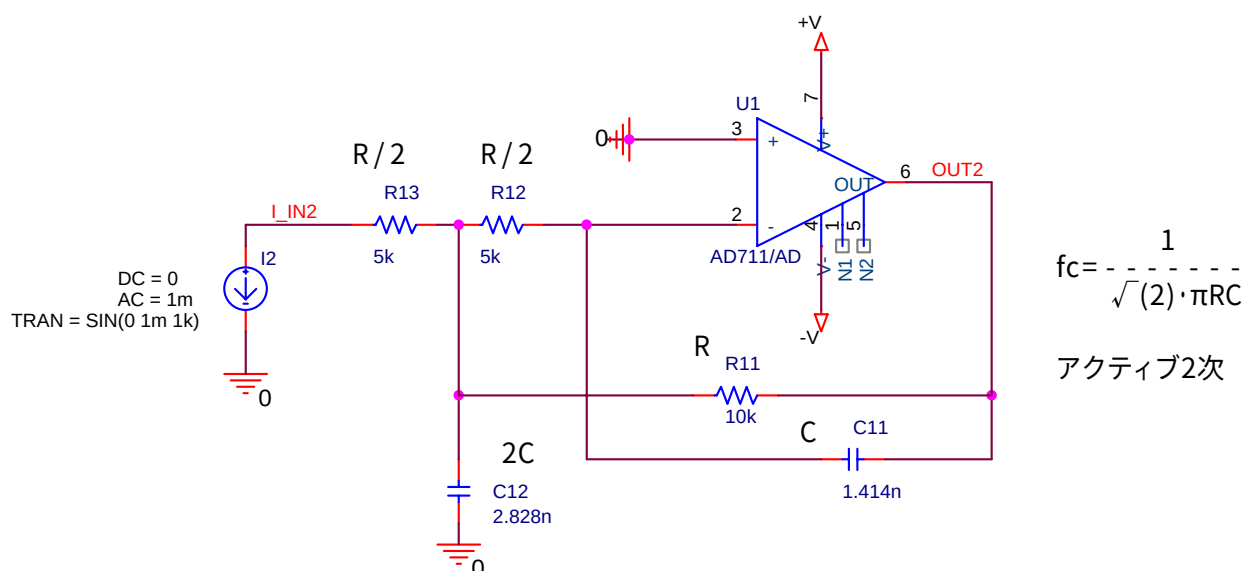


図2：I/V兼アクティブ・フィルタ

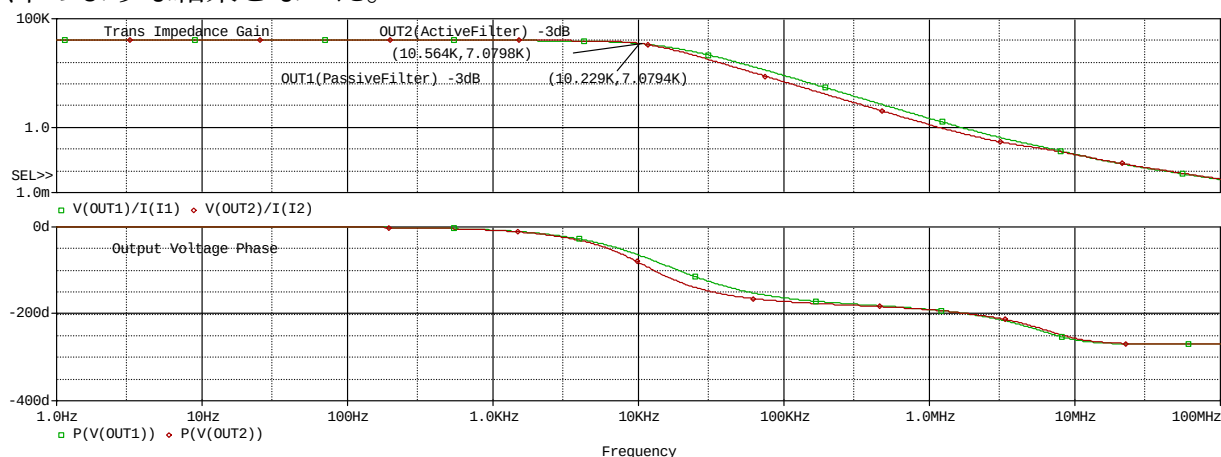
これで十分にアクティブ・フィルタとして急峻な特性を実現できる。図1の回路より抵抗が一本多いだけである。まさか電圧信号を受けることを想定して設計されたアンプがそのままトランスインピーダンス・アンプとしてつかえるとは！

R12、R13はR11の1/2の値、C12はC11の二倍の値となっており、 f_c は図2中に示すとおり。

ちなみにトランスインピーダンス・ゲインは、図1はR1、図2はR11で決定される。

【シミュレーション】

では、シミュレーション実験してみよう。例によって PSpice の C Q 版にて行ったが、以下のような結果となった。



グラフ 1：ゲイン/フェーズ

上がトランスインピーダンス（単位[V/A]）、下が位相（単位[DEG]）である。

若干 f_c が違っているが、おおよそ合っている。OUT2 のアクティブ型の方が f_c 周波数付近にて急峻で Q が高く、効率よくフィルタリングしていることがわかる。

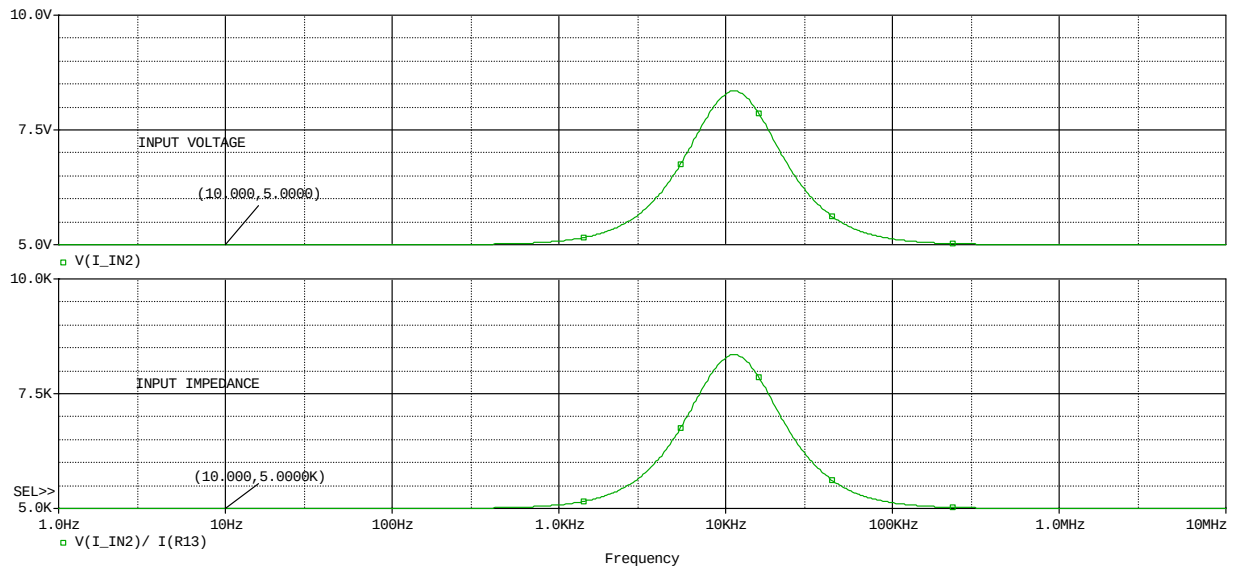
グラフでパッシブ型の方が下になっているのが、その証拠である。 f_c をほぼ一致させているので、Q が高いフィルタの方が早くレベルが落ち始めるのである。

f_c より十分に高い周波数では、ロールオフ特性は変わらずにどちらも 2 次フィルタであることがいえる。

【入力電圧発生の問題点と対策】

この回路は、入力端子（電流源の両端）に発生する電圧が問題となる。

多くの DAC では、出力端子保護回路が入っている。出力端子の電圧が振れすぎるとクリップしてしまい、保護回路に電流が流れて歪んでしまう。



グラフ 2：図 2 の回路の入力電圧に発生する電圧（上）
入力インピーダンス（下）

グラフ 2 を見ればわかるが、図 2 の回路の入力端（DAC の出力端子）には、DAC が 1mA 出力しているときに 5V もの電圧が発生、高域のピークでは 8V にも達することがわかり、これでは DAC 出力が飽和してしまう。この特性は入力インピーダンスの特性そのものである。

これに対処するには、I/V 兼フィルタ回路のマイナス入力に直列に入る抵抗値をできるだけ小さくする必要がある。

電圧フィルタによって算出された式をそのまま当てはめると、高域にピークを生じる。したがって、計算式をこの条件（トランスインピーダンス・アンプ）下で求めなおさなければならないが、今回は単純にシミュレーションにて値を探った。

大まかな方向としては、図 2 において、R12,13 は R11 の 1/2 の値となっている。その分、C11 は C12 の 2 倍の値となっている。この、抵抗が $1/n$ なら C は n 倍という法則を保ったまま、R12,13 および C12 を選ぶ。C12 を大きくすれば、アクティブ 2 次の特性を保ったまま、R12、R13 を小さくでき、DAC の出力端子に発生する電圧を最小限度に抑えることができる。

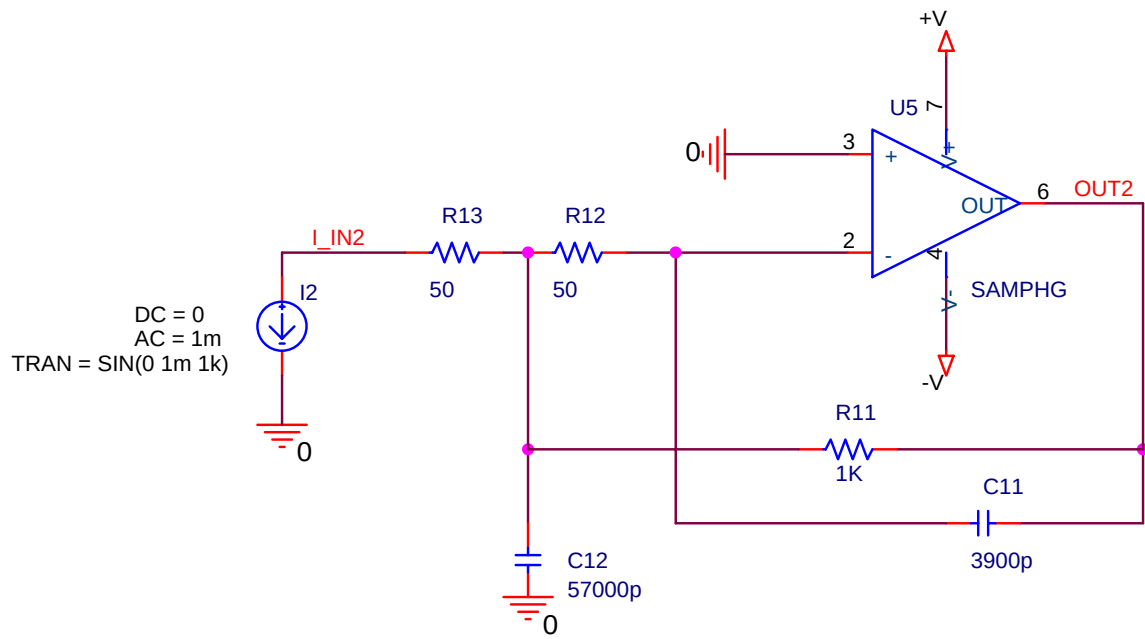
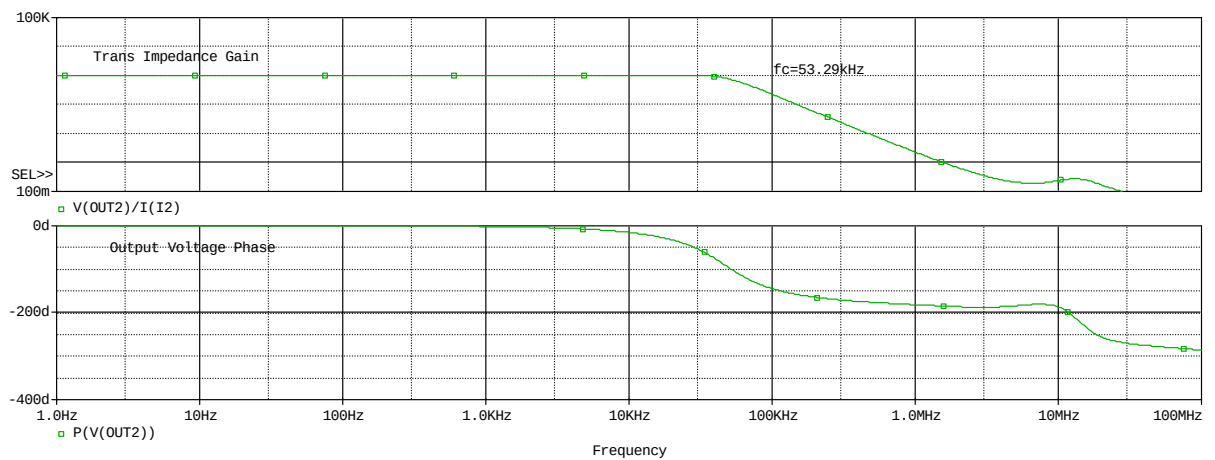
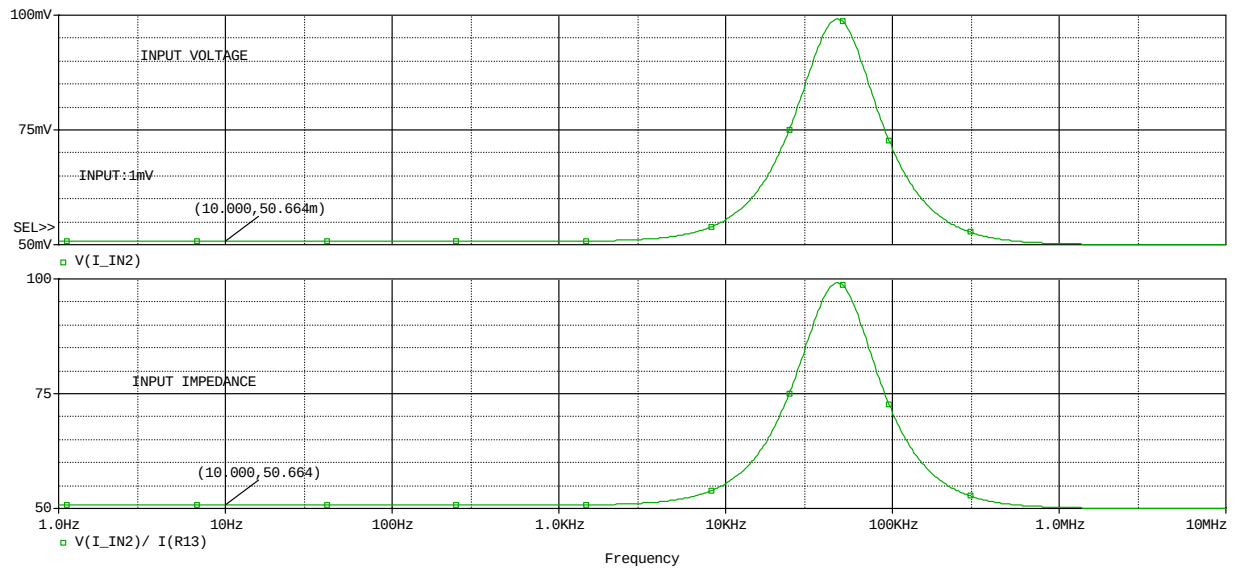


図 3：I/V 兼アクティブ・フィルタ 低入力抵抗タイプ



グラフ 3：低入力抵抗タイプのゲイン/フェーズ特性



グラフ 4：低入力抵抗タイプの入力に発生する電圧（上）
入力インピーダンス（下）

図 3 の回路では（都合上、トランスインピーダンス・ゲインが図 2 とは違うが）、グラフ 3 のようにきちんと Q の高い 2 次のアクティブ・フィルタの特性を実現しつつ、グラフ 4 が示すように、入力端に発生する電圧を小さく抑えることができる。1mA の D A C 出力に対し、100mV 以下の電圧に抑えられている。低周波の領域では 50mV 程度である。この発生電圧の計算は、簡単におおよその値を考えるなら、低周波では「入力電流」×「R13」、ピークでは「入力電流」×「R12+R13」である。

シミュレーションをいろいろとやってみると、R11 がさまざまな値をとっても、C12 を大きくすることによって、R12,R13 は数 10Ω 程度にもってくることができる。また、必ずしも R12=R13 でなくてもよい。R13 ≥ R12 である。

【結論】

今回の検討で、トランスインピーダンス回路と 2 次バターワース特性フィルタとを兼用させるめどが立った。これで、D A C 後のアンプの台数を減らすことができる可能性がある。ただし、入力端に発生する電圧を小さくするため、シミュレーションを用いて工夫して定数を求める必要がある。

今回の検討で、D A C 出力インピーダンス、出力容量等は無視している。実際の回路設計には実際に則してさらに詳細な検討が必要である。

ただ、マニアとしては、メインのアンプの機能もこのアンプに持たせたいところであるが、なかなか難しい。V G A として帰還抵抗を変えてしまうと時定数も Q も変わってしまう。

総合的には、この方式で D A C の出力以降の回路に幅ができたことは言うまでも無い。