

# 電流帰還アンプを利用したアクティブ・フィルタ

By Randy Stephens

Systems Specialist, Member Group Technical Staff

## 目次

はじめに.....	2
CFB補償とVFB補償の比較.....	2
ゲイン +2のサレン・キー型フィルタ.....	2
ゲイン +5のサレン・キー型フィルタ.....	4
ゲイン -2 V/Vの多重帰還型フィルタ.....	5
ゲイン -5 V/Vの多重帰還型フィルタ.....	7
結論.....	9
参考文献.....	9
関連サイト.....	9

## 図

図1. CFBアンプ補償の略図.....	2
図2. ゲイン +2V/Vのサレン・キー型40MHzフィルタ.....	3
図3. ゲイン +2V/Vのサレン・キー型フィルタのレスポンス.....	3
図4. ゲイン +5V/Vのサレン・キー型40MHzフィルタ.....	4
図5. フゲイン +5V/Vのサレン・キー型フィルタのレスポンス.....	4
図6. ゲイン -2V/VのMFB 40-MHzフィルタ.....	5
図7. 出ゲイン -2V/VのMFBフィルタ・レスポンス.....	6
図8. FCの代わりに抵抗を使用したゲイン -2V/VのMFBフィルタ・レスポンス.....	6
図9. 他のフェライト・チップを使用したときのゲイン -2V/V の、MFBフィルタ・レスポンス.....	7
図10. ゲイン -5V/VのMFB 40MHzフィルタ.....	7
図11. ゲイン -5V/VのMFB フィルタ・レスポンス.....	8
図12. AFCの代わりに抵抗を使用したゲイン -5V/VのMFBフィルタ・レスポンス.....	8
図13. 他のフェライト・チップを使用したゲイン -5V/Vの、MFBフィルタ・レスポンス.....	8

この資料は日本テキサス・インスツルメンツ(日本TI)が、お客様がTIおよび日本TI製品を理解するための一助としてお役に立てるよう、作成しております。製品に関する情報は随時更新されますので最新版の情報を取得するようお勧めします。TIおよび日本TIは、更新以前の情報に基づいて発生した問題や障害等につきましては如何なる責任も負いません。また、TI及び日本TIは本ドキュメントに記載された情報により発生した問題や障害等につきましては如何なる責任も負いません。

## はじめに

回路設計ではフィルタが非常によく使用されます。ADCのアンチエイリアシング回路やDACのイメージ除去回路や通信システム内の中間周波数(IF)段といった回路で使われている他、単純な帯域制限回路にも使われています。ただし、関心の対象となる周波数が100~200メガヘルツを超える場合は、電流帰還(CFB)アンプを使用してフィルタリングを実行する方がよいかもしれません。

CFBアンプには、VHF帯のフィルタとして使用するのに特に適した特性がいくつかあります。その特性とは、基本的に無限のゲイン帯域幅積、電流ノイズを多くすることで電圧ノイズを本質的に低くしていること、および非常に高いスルー・レート性能などです。

## CFB 補償と VFB 補償の比較

電圧帰還(VFB)アンプとCFBアンプの主な違いのひとつは、VFBアンプでは帰還パスで非常に広範囲の抵抗を使用でき、普通の周波数レスポンス特性を維持できることです。CFBアンプは帰還パスのインピーダンスによってアンプの補償を行うため、VFBアンプに元から備わっているような抵抗の柔軟性はほとんどありません。VFBアンプを使った場合、キャパシタを帰還パス内に置くと極がひとつだけ形成されます - したがって、1次のフィルタが形成されます。ただしCFBアンプに対してこれを行うと、アンプが発振してしまいます。なぜこうなるのでしょうか?この問題についての検討はいくつかのアプリケーション・レポートで見ることができるので(参照文献1~3)、本論では言及しません。

図1には、CFBアンプの補償を行う方法を最も単純化して示しています。単純なRCフィルタ1つとバッファ1つよりもずっと多くの構成要素がCFBアンプにはあるのですが、アンプの挙動を見るにはこの図の方法が簡単です。抵抗(R)は外付けで、帰還抵抗として表せますが、キャパシタ(C)は内部固定です。本物のRCフィルタと同じように、Rが増加すると補償値が増えて帯域が減少しますが、Rが減少しすぎると帯域が増えて、バッファ自体のトランジション周波数( $f_t$ )が作用し始めて不安定性が生じるまでになります。Rと並列にキャパシタを追加すればCの補償が無効になり、発振につながることは容易に想像できます。

参照文献 4では、帰還ループ内にキャパシタが存在する可能性がある場合でもCFBアンプを正常動作させる方法について論じています。この同じ技法を使えば、必要に応じてどんな種類のアクティブ・フィルタでも構築できます。CFBアンプの利点をより明確に知るために、ゲイン $\pm 2 \sim \pm 5$ でコーナー周波数が40MHz、リプルが0.5dBの2次チエビシェフ・フィルタを1組構成しました。

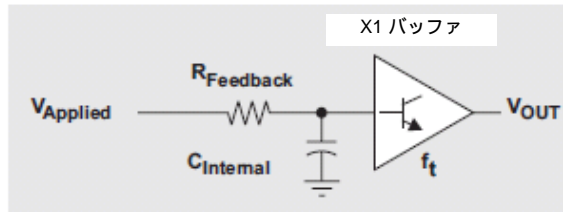


図1. CFBアンプ補償の略図

## ゲイン +2 のサレン・キー型フィルタ

サレン・キー型フィルタは、基本的にフィルタ・ループから分離した帰還ループを持つため、本質的にCFBアンプに適しています。この回路では、周波数特性に直接影響を与えずに、帰還ループで任意の抵抗を使用できます。サレン・キー型フィルタの詳細な解析については、参照文献 5で調べることができます。適切な定数設計を実現するには、非常に時間がかかる可能性があります。プロセスを簡素化し、計算ミスの可能性を最小限にするのに役立つために、Texas Instruments (TI) はFilterPro™というフィルタ設計プログラムを開発しました。FilterProはTIのウェブサイトから無償でダウンロードできます(www.ti.com にアクセスし、キーワード検索欄に“FilterPro”と入力してください)。このプログラムがあれば、工業標準の部品値を使用して必要なフィルタを容易に実現し、期待されるフィルタ周波数レスポンスを表示できます。

このツールの欠点は、理想的なアンプを使用していることです。現実ではどのアンプにも独自の帯域制限があるため、フィルタの周波数レスポンスが変わってしまう可能性があります。アンプの帯域幅は最低でもフィルタのコーナー周波数の10倍程度高くすることが望ましくなっています。アンプの帯域幅がどのようにしてフィルタのレスポンスを変えるかは、本論でこれから述べられるテスト結果の一部で示されます。

THS4271によって、フォワード・ゲインが+2V/V (+6dB)、(コーナー周波数が)40MHz、リップルが0.5dBの2次チェビシェフ・フィルタを構成しました(図2参照)。THS4271は、ゲイン+2での帯域幅が390MHzのユニティ・ゲイン安定のVFBアンプです。同じフィルタがTHS3201でも実現されています -- THS3201はゲイン+2での帯域幅が725MHzのCFBアンプで、やはり図2に示されています。

テストはすべて±5Vの電源を使用して実行され、テスト回路はプリント基板(PCB)上で適切な高速レイアウト技法とバイパス・コンデンサを用いて構築されました。これらのフィルタに共通する問題は、入力インピーダンスが一定ではなく、dcからフィルタのレスポンスをはるかに超えた所まで急激に変化しかねないということです。dcでは終端抵抗100Ωと並列の入力インピーダンスによって入力抵抗が決められるということは、図から容易に分かります。通常、VFBとCFBアンプ両方における非反転入力インピーダンスは数百メガオームよりずっと大きく、低い周波数では事実上無視できます。

極端に高い周波数では、アンプ入力のキャパシタンス(数pF)、PCB(数pF)、およびパッケージ(約1pF)によってアンプの有効な入力インピーダンスが減少しますが、システムの主要なキャパシタは27pFと47pFの外付けキャパシタである必要があります。インピーダンスを正しくマッチングすることは不可能であるため、これらのフィルタすべてに終端抵抗をつけ、コーナー周波数40MHzで約50Ωのインピーダンスが得られるように決めました。

キャパシタの値を選択する際の非常に重要な考慮事項は、キャパシタンスを最低でも10pFより高い値にしておくことです。これは、システム内のすべてのストレー・キャパシタンスの影響を減らすためです。この目標は常に実現できるとはかぎりません。このような場合はPCB上のストレー・キャパシタンス量の測定を試み、それに従ってキャパシタ値を調整し直し、適正な設計値にするのがよいでしょう。一般に認められた方法としてはもうひとつ、3.9pFではなく3.3pFを使うなど、単に使用する標準キャパシタ値を一段階落とすというテクニックもあります。

図2のVFBおよびCFBアンプをテストした結果を、図3に示します。

これらのレスポンスの両方から分かるのは、要求する0.5dBリップルではなく約0.75dBリップルが存在するという事です。ただし、部品公差や寄生成分や、これがゲイン2で40MHzの場合のレスポンスであるという事実を考慮すれば、これはかなり妥当なレスポンスです。

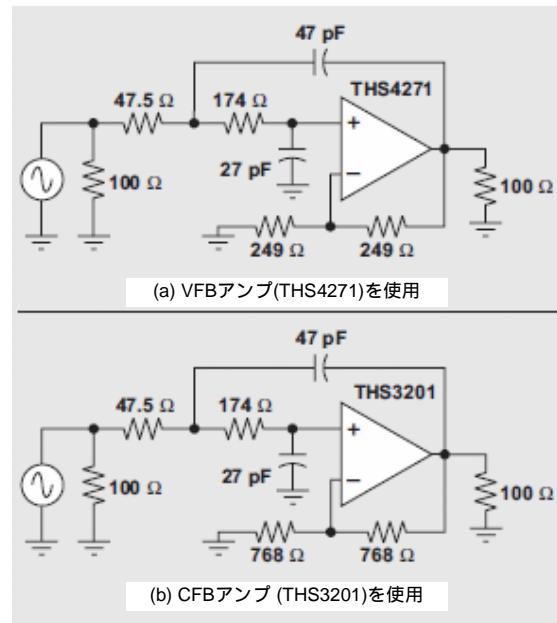


図2. ゲイン +2V/Vのサレン・キー型40MHzフィルタ

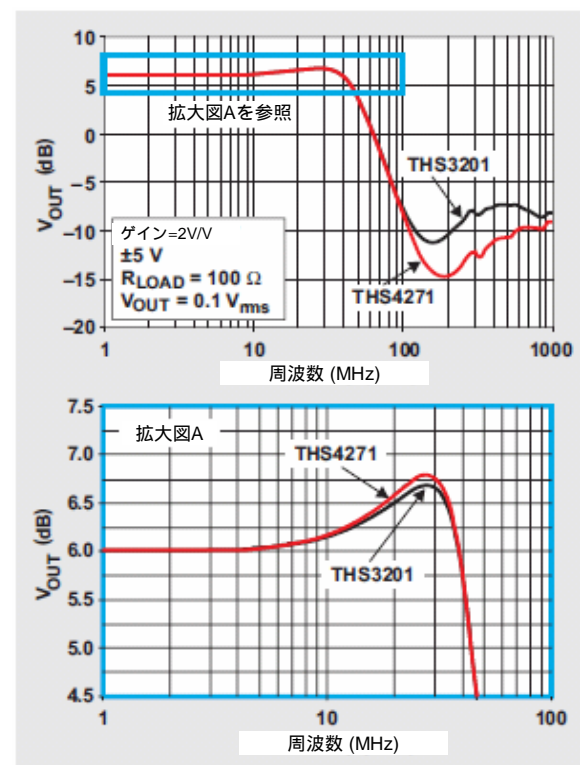


図3. ゲイン +2V/Vのサレン・キー型フィルタのレスポンス

両方のアンプは挙動が似ているため、どちらを使ってもよいように思えますが、実際は2つの間には目に見えない大きな違いがあります。VFBアンプと比較してCFBアンプのスルー・レート性能が非常に高いということは、CFBアンプの方が大振幅レスポンスでも、より大振幅での歪み特性でも優れていることとなります。単純な次の式を使えば、

$$f = \frac{\text{Slew rate}}{2\pi V_{\text{PEAK}}}$$

40MHzでの5VPP信号の場合、スルー・レートは最低でも628 V/μsになるはずだということが分かります。もちろん、このタイプの信号を再現する性能はTHS4271 (1000V/μs)とTHS3201 (5200V/μs)の両方にありますが、CFBアンプにはスルー・レートが5倍になるという利点があるため、その奇数歪みについてもVFBより優れているはずで

もうひとつの興味深い結果は、THS3201を使ったフィルタは最高でも11dBの減衰量(入力基準)ですが、THS4271では15dB近くの減衰量になるということです。このようなレスポンスは、実はサレン・キー型フィルタでは予想の範囲内です。サレン・キー型フィルタのトポロジーでは、アンプの出力インピーダンスはしゃ断域内の非常に低い値でなければなりません。入力とアンプ出力を接続している47pFのキャパシタも、入力信号にとっての良好な高周波パスとなります。このように非常に高い周波数で優れた性能を示すために、アンプは帯域幅と低出力インピーダンスを持たないといけません、そうしないと高周波を除去できず、信号がシステムを通過してしまうこととなります。

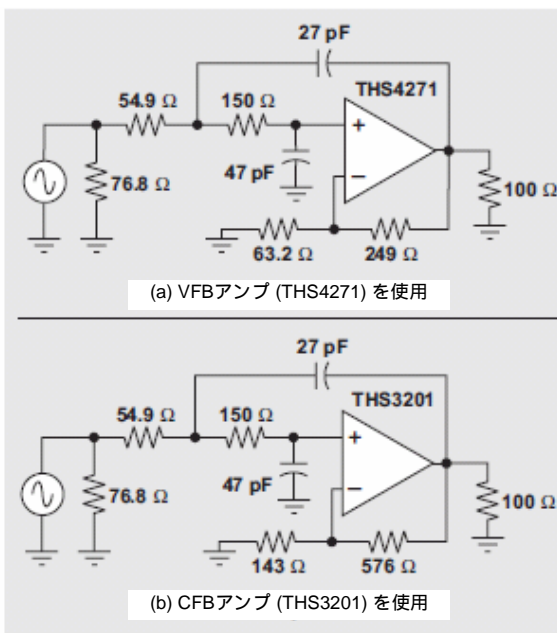


図4. ゲイン +5V/Vのサレン・キー型40-MHzフィルタ

## ゲイン +5のサレン・キー型フィルタ

次のステップでは、ゲインが+2V/V(6dB)から+5V/V(14dB)へ変化するのに伴って、レスポンスがどのように変化するかを確認します。VFBアンプの帯域幅はゲインが増加するにつれて減少し、フィルタの周波数レスポンスへの影響を示し始めるはずで

す。ゲイン+5V/VでTHS4271は約85MHzの帯域幅を持っていますが、これはフィルタに要求されるコーナー周波数の約2倍に過ぎません。一方、CFBアンプでは帰還抵抗を減少させるだけでずっと高い帯域幅を持つことが可能です。これは、アンプの非補償型化(decompensation)と考えられます。ゲイン+5V/VでのTHS3201の帯域幅は約540MHzになります。FilterProを使って、図4のフィルタを得ました。負帰還パスの部品値は、フィルタの部品中で任意に選べるといふ点に注目してください。ただし、適正なフィルタ帰還を実現するためには、比率だけは変えないようにする必要があります。これによりCFBアンプもVFBアンプも、各々に独自の「最適な」抵抗値をシステムで利用できるようになります。

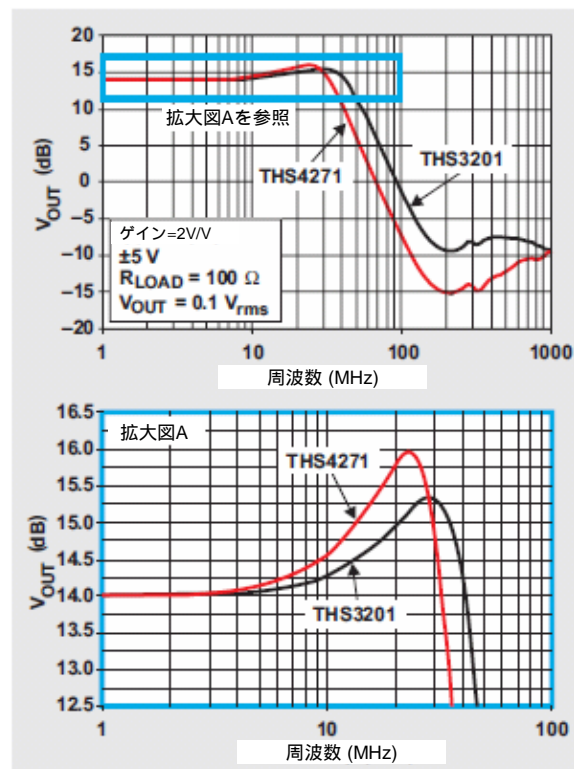


図5に示すレスポンスには、要求値であるリップル0.5dBよりもかなり多いピーキングが見られます。このピーキングの一部は部品公差が原因ですが、主原因はアンプの帯域幅能力が減少したことです。VFBアンプ (THS4271)では、34MHzでの-0.5dBポイントとともに2dB近くのピーキングが見られますが、これは目標仕様からかけ離れた値です。

CFBアンプ (THS3201)のピーキングは約1.25dBですが、その-0.5dBポイントは約44 MHzのところにあります。帯域幅がフィルタのコーナー周波数の約13倍であるという事実は、フィルタ・レスポンスでは部品公差が高い影響力を持つ要因であることを強く示しています。

今回も、減衰量は、ゲイン+2V/Vの設計と+5V/Vの設計間で似たようなものになっています。これは、元々予期されていたように、設計においてはアンプの周波数特性が大きな要因であることを意味します。

もうひとつ強調すべき点は、通常3V/Vより大きなゲインでのCFBアンプのノイズは、VFBアンプのノイズより低くするのが容易であるということです。これは、CFBアンプの電圧ノイズが元々低いことと、ゲインが高くなるのに伴って最適な帰還抵抗が減少するため、CFBの反転電流ノイズからのノイズ寄与も減少することが理由です。一方、VFBの主要なノイズ成分は電圧ノイズから発生しますが、この電圧ノイズはアンプのゲインによって直接増幅されます。

最後に取り上げるべき問題は、高ゲイン・システムに適している非補償型VFBアンプの存在について取り扱うことです。それらのVFBアンプはOPA843, OPA846, OPA847などであり、それぞれの最小ゲインは+3 V/V, +7 V/V, +12 V/Vとなっています。これらのアンプでは通常、最小ゲインが増加するにつれて電圧ノイズが減り、それに伴ってスルー・レートとゲイン帯域幅積も高くなります。これらのVFBアンプは確かに、様々な高ゲインのフィルタ設計で効果的に使えるかもしれない代替手段ですが、一体型アンプのソリューションに関しては、CFBアンプが色々な目的で役立ちます。

## ゲイン -2V/V の多重帰還型フィルタ

次に広く使用されているのが、多重帰還型(MFB)フィルタです。これはRauchフィルタともいわれます。MFBフィルタの利点のひとつは、部品値の変化に対する感度が少ないことです。実世界のキャパシタでは温度変動が±15%、周波数変動が+5/-10%、動作電圧変動が±10%などという例が珍しくないことを考えると、この感度の少なさは重要です。同じ0.5dBリップルのチェビシェフ・フィルタの設計は、FilterProを使ってゲイン-2V/V (+6dBで位相差180°)で行われ、図6(a)のTHS4271のところに示されています。

MFBの設計にはいくつか短所があります。第一に、帰還パスのキャパシタ値が非常に小さい -- 10pFであるという事実です。アンプ周辺で非常に小さい抵抗値を使用しても、それほどキャパシタ値は増えません。もうひとつ起こりうる問題は、反転構成ではアンプのノイズ・ゲインがサレン・キー型フィルタより+1高くなるということです。これはアンプの帯域幅が、ゲイン帯域幅積をノイズ・ゲインで割った値にほぼ等しいことを意味します。ノイズ・ゲインは常に非反転端子を基準にしているため、その値はゲイン1 + Rf/Rgとなります。ゲインが-2V/Vであるこの設計では、ノイズ・ゲインが+3V/Vであり、非反転サレン・キー型フィルタの設計の場合よりも有効な帯域幅が減少します。フィルタのコーナー周波数を優に超えて動作している場合、帰還キャパシタは基本的にショートになり、その結果アンプのノイズ・ゲインが+1になることに注意してください。このため、非補償型VFBアンプを使用することは、特別なテクニックがない限りは推奨しません。

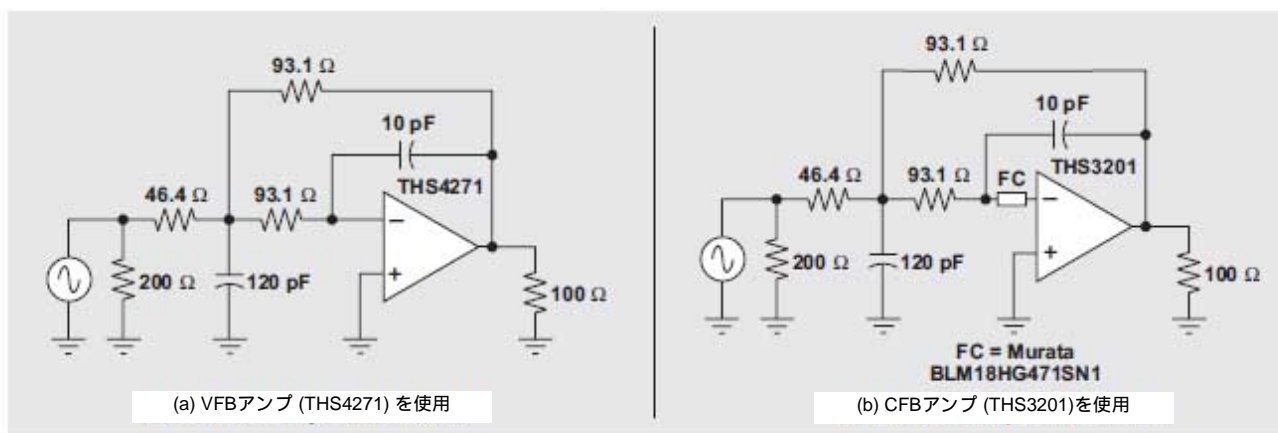


図6. ゲイン -2V/VのMFB 40MHzフィルタ

このトポロジーをCFBアンプに利用することは可能でしょうか？ 帰還ループに直接キャパシタが付いており、従来通りに考えるならばCFBアンプを使用する見込みはありません。ただし、参照文献 4に概要を示した技法を用いれば、CFBアンプをMFB回路に使用することが可能になります。このテストには、インピーダンスが700 MHz で約650、1GHzで約600 であることから、村田製作所のフェライト・チップ BLM18HG471SN1を選択し使用しました。フェライト・チップを使用する主な理由は、アンプの安定性を保つのに十分なインピーダンスを高い周波数でも維持できるのと同時に、低い周波数でのインピーダンスが低い -- したがってノイズが小さいことです。このチップのインピーダンスは20MHzで約200、6MHzで約100 であるため、システムの総合ノイズにおける反転電流ノイズの影響を考慮しなければならないことを念頭に置く必要があります。CFBアンプのTHS3201を使ったMFB回路の最終設計を図6bに示します。図7に示すこれらのシステムの周波数レスポンスは、MFBフィルタを使用する申し分のない理由を示しています。帯域外減衰がサレン・キー型フィルタのレスポンスよりもずっと -- 約20dBも優れているからです。この優位性は、MFBフィルタの入力にある固有のRCフィルタ(46.4、120pF)に起因するものです。アンプの帯域幅が不十分になっても、フィルタは入力信号をグラウンドに短絡します。

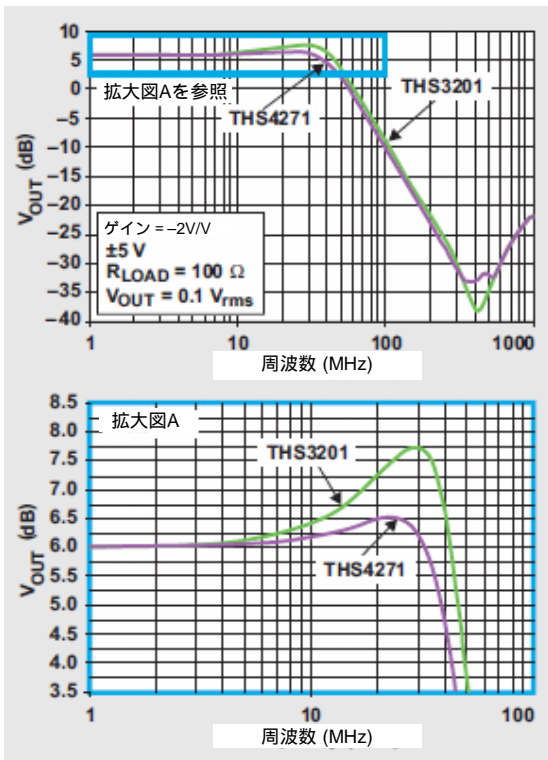


図7. ゲイン  $-2V/V$ のMFBフィルタ・レスポンス

図7からはまた、VFBアンプのフィルタ・レスポンス -- リブル0.5dBとコーナー周波数36MHz -- の方がずっと優れていることが分かります。CFBアンプのリブルはほぼ2dBであり、拡張されたコーナー周波数は44MHzです。あるテストPCBと別のPCBの間では全く同じ部品に交換されたため、この過剰ピーキングに対する主な要因が部品のバラつきである可能性は除外できます。また、THS3201の帯域は600MHzを超え、ゲインは $-2 V/V$ であるため、アンプの帯域幅との相互作用の影響は最小限になります。その上、THS4271はゲイン $-2V/V$ で帯域がわずかに約220MHzです。このため、このピーキングの原因として考えられるのは、フェライト・チップとアンプの相互作用以外に考えられないことになります。

フェライト・チップのインピーダンスは、周波数の増加とともに増加します。CFBアンプの補償は帰還インピーダンスによって決まるため、これはアンプの特性に直接影響を与えることとなります。この影響が本当にあるかどうかをテストするには、フェライト・チップを純粋な抵抗750 と249 に交換します。この抵抗を使用したときのレスポンスを図8に示してあります。興味深いことに、周波数が増加すると、フェライト・チップのレスポンスは750 抵抗のレスポンスに近づいていきます。フェライト・チップのインピーダンスは最高で約700 なので、これは理にかなっています。

もうひとつ注目に値するのは、249 抵抗によりアンプの安定性が保たれるということです。

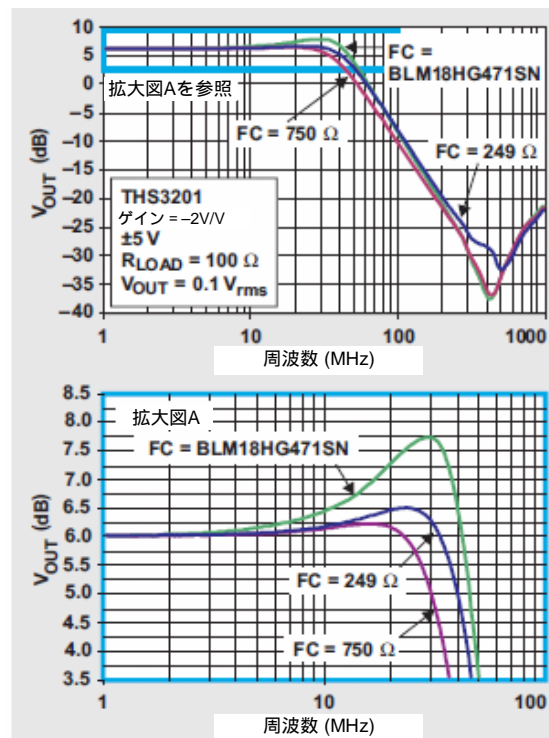


図8. FCの代わりに抵抗を使用したゲイン  $-2V/V$ のMFBフィルタ・レスポンス

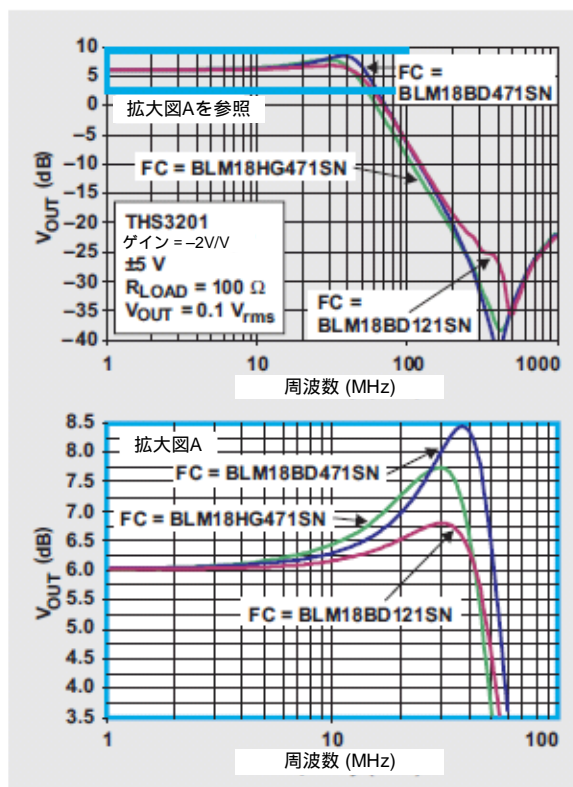


図9. 他のフェライト・チップを使用したときのゲイン  
-2 V/V の、MFBフィルタ・レスポンス

我々の予想では、THS3201がゲイン-1V/Vで安定するためには、最低でも600 のインピーダンスが必要だということになっています。それがインピーダンス249 でも安定しているのは、10pFのキャパシタには750MHzでいくらかのインピーダンスがあるからです。実世界のキャパシタには、インピーダンスを高い周波数で増加させるようなインダクタンス成分があることを思い出してください。このインピーダンスをアンプの出力インピーダンスに加算すると、反転構成での実際の抵抗値により、アンプが安定します。約400MHzでのレスポンスはかなり例外的ですが、これは安定性に少し問題が出てきたことを暗示しています。ただし、このポイントで減衰が-30dBの場合、システムの安定性は維持されません。不安定になる条件の1つに、振幅が0dBより大きくなければならないというものがあるからです。

フェライト・チップのインピーダンス特性がシステムに直接影響しているのは明らかです。他のタイプのフェライト・チップの使用も検討されており、それらのレスポンスは図9に示してあります。このプロットでは、100MHzでインピーダンスが120 のみの場合にBLM18BD121SNのチップを使用すると、最も良いパフォーマンスが得られるように見えます。このチップのインピーダンスは800MHzで最大300 ですが、これは400MHzでの249 抵抗の高周波特性に似ています。しかし、ここでも、相当量の減衰があるためにシステムの安定性が保たれています。

## ゲイン-5V/V の多重帰還型フィルタ

最後に調査する回路も、ゲインが-5 V/Vであること以外は同じMFBトポロジーです。周知のとおり、これはノイズ・ゲインが+6 V/Vであることを暗に示していますが、アンプの帯域幅への影響はこの2つのゲインの間で無視できるほどのもので、心配する必要はありません。図10は、この構成のテストに使用する回路です。この設計に関して明らかに心配すべきなのは、帰還パスにある3.3pFです。ストレー・キャパシタンスは、キャパシタンス値に関連する回路に影響を与えやすいのです。この周辺の抵抗値を下げることは可能ですが、10pFという値は入力抵抗を53.6 から15.8 に変え、フィルタのしゃ断域に大きすぎる負荷を与えてしまいます。言うまでもありませんが、フィルタは図10に示すように使用されます。

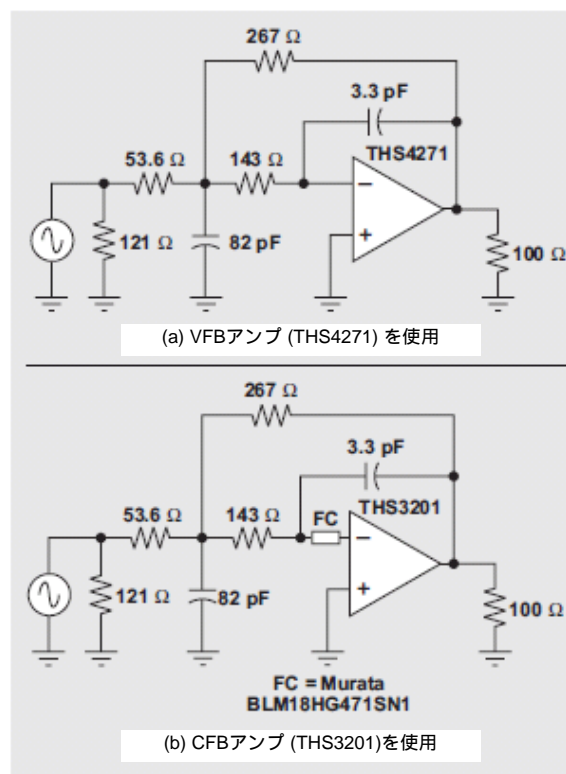


図10. ゲイン -5V/VのMFB 40MHzフィルタ

図11にはレスポンスを示してありますが、これはだいたい予想通りになっています。VFBアンプでは帯域幅が不十分なため40MHzフィルタを正しく構成できない上にロールオフが早すぎるため、コーナー周波数が23MHzという結果になります。

CFBアンプでは、わずか1.25dBほどのピーキングと、34MHzのコーナー周波数を示します。前述のように、フェライト・チップとアンプの相互作用が始まります。CFBアンプのレス

ポンスのように、ゲイン-2V/VのMFB設計は、フェライト・チップのインピーダンスとの相互作用を示します。ゲイン-5 V/Vの設計でも、図12と13に示すように、同様の結果を示します。最良のレスポンスが達成されるのは、通過帯域のコーナー周波数でのチップのインピーダンスが非常に低く、最低でも400~500MHzで250 にまで増加した時です。

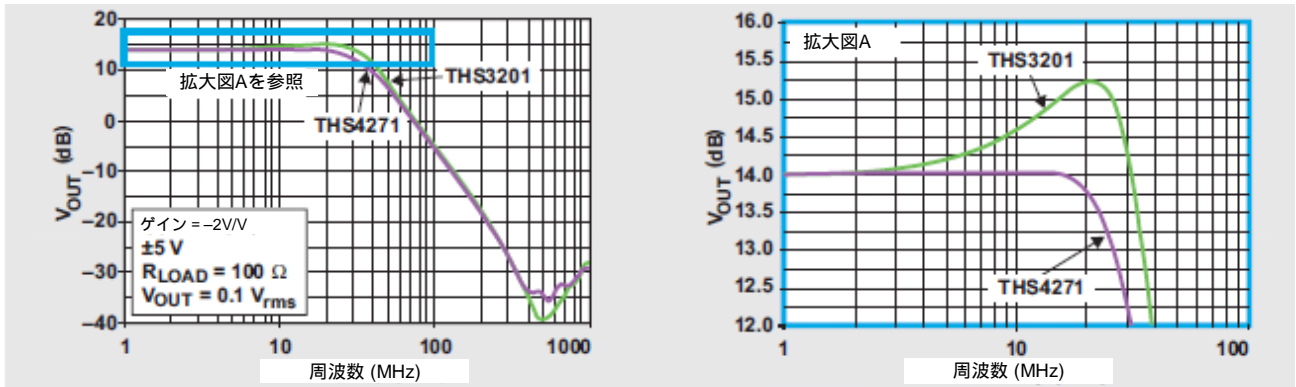


図11. ゲイン -5 V/VのMFB フィルタ・レスポンス

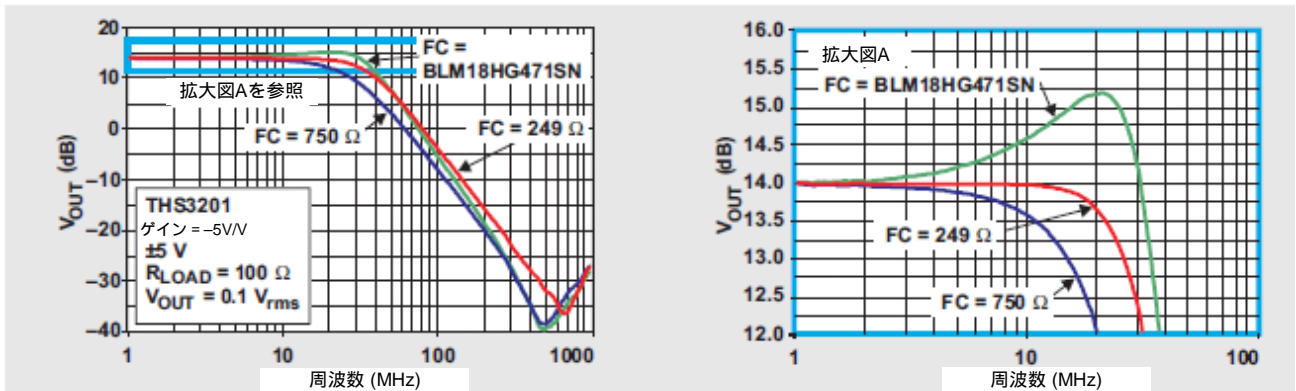


図12. FCの代わりに抵抗を使用したゲイン -5V/VのMFBフィルタ・レスポンス

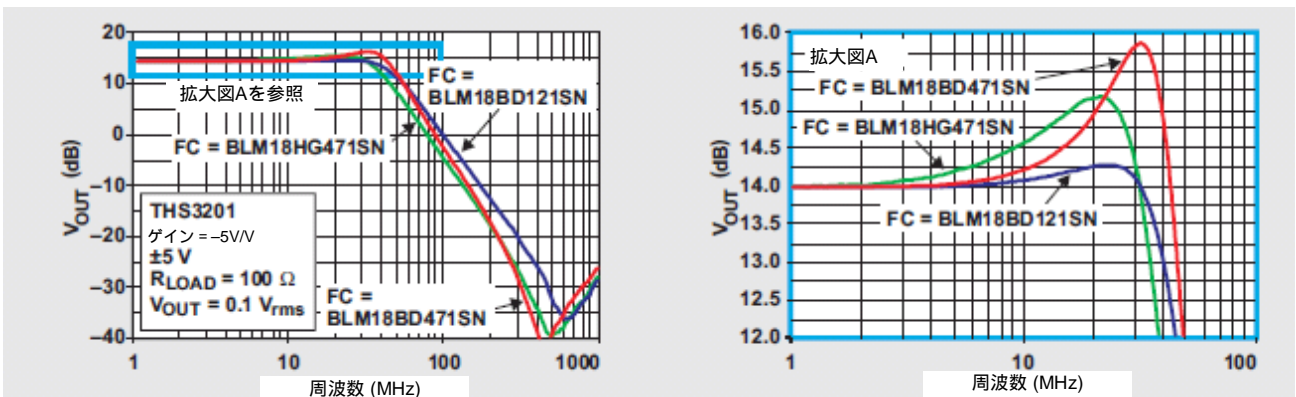


図13. 他のフェライト・チップを使用したゲイン -5V/Vの、MFBフィルタ・レスポンス



## 結論

どのような回路要求であっても、設計にトレードオフはつきものです。フィルタリングも例外ではありません。MFBフィルタのシャ断域におけるパフォーマンスは確かに、サレン・キー型フィルタのパフォーマンスを20dB以上も上回るほどの優秀さを示しています。また公差に対する感度についてもずっと優れています。ただし、非常に小さいキャパシタをシステムで使用すると、フィルタとしての有用性全体が制限される可能性があります。

CFBアンプをフィルタとして使用することは、確かに有効であることが証明されています。強化された帯域幅とスルーレートの能力は、VFBアンプさえも上回る可能性を示しています。しかし、MFB設計におけるトレードオフは、優れた高周波フィルタとしてCFBアンプが受け入れられることに対する障害となるかもしれません。とはいえ、10MHzより低い周波数を使って個別にテストした結果は優秀なものでした。これは当然の結果です。フェライト・チップのインピーダンスは通常ここまで高くはならず、システムでは無視できるものだからです。

ゲインの増加につれて出力ノイズを減少させるという長所を生かすならば、CFBアンプを選択することは適正なアプリケーションを実現するためにプラスになる可能性があります。ただし万能ではないため、回路にはVFBアンプを使用した方がより適切かもしれません。

ユニティ・ゲイン安定のVFBアンプはもちろんだんなトポロジーでも問題なく動作しますが、ゲイン帯域幅積に制限があり、スルーレート能力はCFBアンプと比べると大幅に低くなります。また高ゲインで帯域幅が減少するので、マルチゲインが必須とされる場合には、VFBアンプでは構成部品として完璧ではないかもしれません。その代わりとして、サレン・キー型フィルタでは、非補償型アンプを高ゲインで使用することが推奨されるでしょう。この方法ならばより高いパフォーマンスを低ノイズで実現できるからです。しかしこの方法が使えるのは限られたゲイン・レンジ内のみなので、独自の特別な補償テクニックがないかぎり、MFBフィルタとして使用することはできません。

## 参考文献

本論の記事に関する情報の詳細については、ファイルを [www.s.ti.com/sc/techlit/litnumber](http://www.s.ti.com/sc/techlit/litnumber) (「litnumber」を、下のリストにある資料の番号「TI Lit. #」に置き換えて) からダウンロードしてください。

- | 資料タイトル  | TI Lit. # |
|---|-----------|
| 1. James Karki, "Voltage Feedback Vs. Current Feedback Op Amps," <i>Application Report</i> . . . . .s1va051                                     |           |
| 2. Anthony D. Wang, "The Current-Feedback Op Amp: A High-Speed Building Block," <i>Application Bulletin</i> . . . . .sboa076                    |           |
| 3. John Austin, "Current Feedback Amplifiers: Review, Stability Analysis, and Applications," <i>Application Bulletin</i> . . . . .sboa081       |           |
| 4. Randy Stephens, "Expanding the Usability of Current-Feedback Amplifiers," <i>Analog Applications Journal</i> (3Q 2003), pp. 23.28 . .slyt099 |           |
| 5. James Karki, "Effect of Parasitic Capacitance in Op Amp Circuits," <i>Application Report</i> . . . . .sloa013                                |           |

## 関連サイト

[analog.ti.com](http://analog.ti.com)  
[www.ti.com/sc/device/partnumber](http://www.ti.com/sc/device/partnumber)  
 "partnumber"をTHS3201, THS4271, OPA843, OPA846またはOPA847に置き換えてください。

# ご注意

日本テキサス・インスツルメンツ株式会社(以下TIJといひます)及びTexas Instruments Incorporated(TIJの親会社、以下TIJおよびTexas Instruments Incorporatedを総称してTIといひます)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。従ひまして、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ご確認下さい。全ての製品は、お客様とTIとの間に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TIの標準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ひ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TIとの間で合意された保証条件に従ひ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たり、保証もしくは是認する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、且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、且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。

Copyright © 2007, 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。)

- 直射日光があたる状態で保管・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ひ基板実装すること。
  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