ANALOG DEVICES

# TNJ-050
# アナログ電子回路技術ノート

## LTspice でアクティブ・フィルタのノイズ解析（中編）

### サレン・キー型と多重帰還型アクティブ・フィルタを比較し、ローノイズ化を図るために LT1128 を使ってみる

著者: 石井 聡

## はじめに

ひとつ前の技術ノートでは、LTspice を使って「アクティブ Low Pass Filter（LPF）」のノイズ特性に関して、その基本的な考え方や特性自体について検討してみました。$Q$値が大きくなってくると、信号ゲインのピークよりも、ノイズ・ゲインのピークのほうが上昇率が高くなることが分かりました。

アクティブ・フィルタのノイズ性能だなんて、書籍や Web の記事でもこれまで見かけたことがありませんでしたが、相当オモシロイものだということが分かりました。

今回の技術ノートでは、どうすればローノイズなアクティブ LPF を実現できるかを考えていきます。ここまで見てきたサレン・キー型 LPF と多重帰還型 LPF のノイズ特性の違いを検討し、OP アンプを超ローノイズ OP アンプ LT1128 に変えてシミュレーション実験もしてみます。

## サレン・キー型と多重帰還型 LPF を比較する

まず異なるアクティブ・フィルタのトポロジー（構成）で、ノイズ特性がどう変わるかを見ていきます。ここで「異なるトポロジー」としては、前回の技術ノートでみてきた「サレン・キー型」と、これから説明していく「多重帰還型」で考えてみます。

図 1 は前回の技術ノートの図 4 の再掲です。これはサレン・キー型 LPF の特性を確認する LTspice のシミュレーション回路です。図 2 のシミュレーション結果（前回の技術ノートの図 5 の再掲）では、$Q$ = 4, 3, 2, 1, 1/$\sqrt{2}$, 0.5 として、回路の$Q$値（Quality Factor）を変えてシミュレーションしています。$Q$値を変えることで、カットオフ周波数において信号ゲインのピークが 18dB ほど変化していることが分かります。

「なぜ$Q$値の異なるものを考えるか？」ですが、高次なアクティブ・フィルタ（切れのいい、という意味）では、$Q$値の異なる図 1 のような 2 次アクティブ・フィルタ回路をカスケード（従属）に接続していき、多段フィルタとして目的の特性を実現するからです。

### 多重帰還型 LPF と周波数特性を比較する

図 3 は多重帰還型 LPF の特性を確認する LTspice のシミュレーション回路です。図 4 にシミュレーション結果を示しますが、図 1 や図 2 と同じように、$Q$ = 4, 3, 2, 1, 1/$\sqrt{2}$, 0.5 として回路の$Q$値を変えてシミュレーションしています。この図 4 の結果は図 2 と全く同じだということが分かります。信号ゲインのピークの変動も 18dB になっています。これにより「回路動作としては、このふたつのフィルタ回路（サレン・キー型と多重帰還型）は同じもの」ということが確認できました。

さて、それではノイズ特性は一体どうなるのでしょうか。

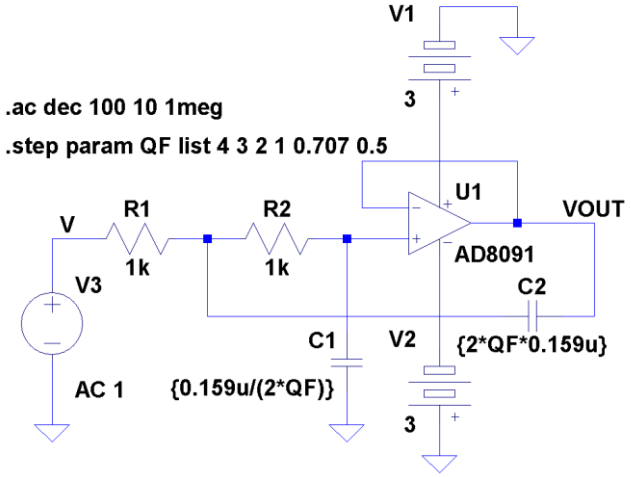



図 1. サレン・キー型フィルタ（カットオフ周波数 1kHz。前回の技術ノート図 4 再掲）

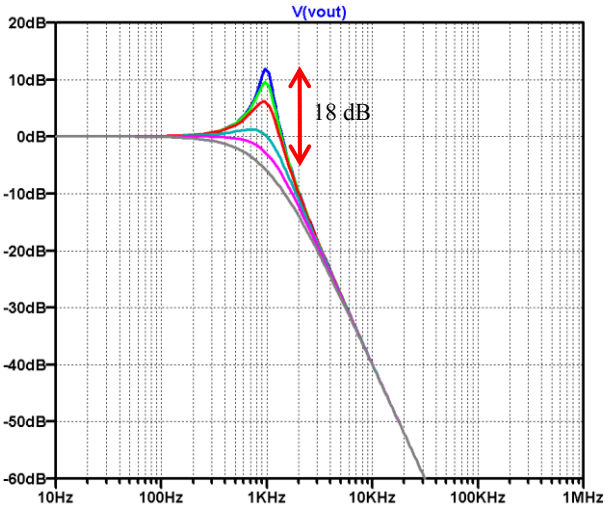



図 2. 図 1 の回路の $Q$値ごと（$Q$ = 4, 3, 2, 1, 1/√2, 0.5）による入出力振幅伝達特性（前回の技術ノート図 5 再掲）

アナログ・デバイセズ株式会社は、提供する情報が正確で信頼できるものであることを期していますが、その情報の利用に関して、あるいは利用によって生じる第三者の特許やその他の権利の侵害に関して一切の責任を負いません。また、アナログ・デバイセズ社の特許または特許の権利の使用を明示的または暗示的に許諾するものでもありません。仕様は、予告なく変更される場合があります。本紙記載の商標および登録商標は、それぞれの所有者の財産です。
©2018 2019 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

Rev. 0

アナログ・デバイセズ株式会社

本　　社／〒105-6891　東京都港区海岸 1-16-1　ニューピア竹芝サウスタワービル
電話 03（5402）8200
大阪営業所／〒532-0003　大阪府大阪市淀川区宮原 3-5-36　新大阪トラストタワー
電話 06（6350）6868

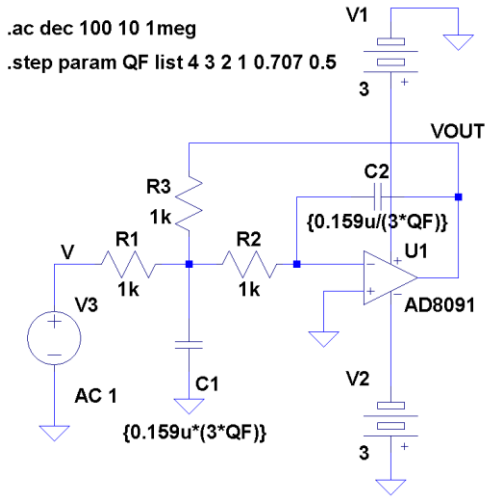



図 3. 多重帰還型フィルタ（カットオフ周波数 1kHz）

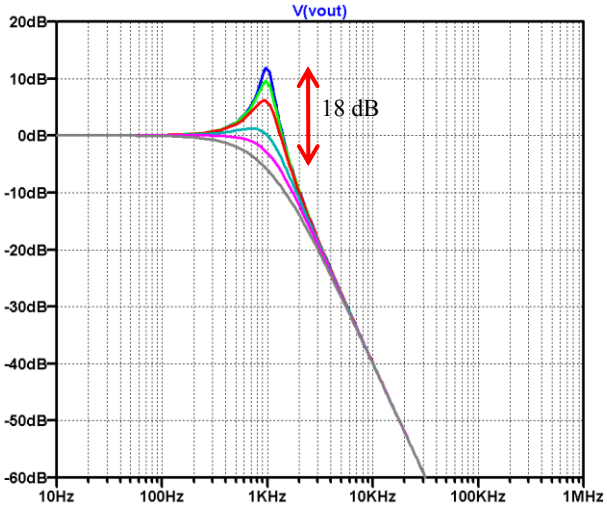



図 4. 図 3 の回路の $Q$値ごと（$Q$ = 4, 3, 2, 1, 1/√2, 0.5）による入出力振幅伝達特性

### 多重帰還型 LPF のほうがノイズ特性が悪い

図 5 のようにサレン・キー型 LPF と多重帰還型 LPF で、それぞれノイズ・シミュレーションを実行してみました。ノイズ特性は多重帰還型 LPF のほうが悪いことが分かります。「回路動作としては、このふたつのフィルタ回路（サレン・キー型と多重帰還型）は同じもの」なわけですが（信号極性は反転しますが）、ノイズ特性は同じではないのですね…。

OP アンプ出力で得られる全ノイズ電圧実効値（rms 値）の計算を、CTRL を押しながらグラフ領域の V(onoise)のラベルを左クリックする、という操作でやってみました。

サレン・キー型が 20.5 $\mu$ Vrms、多重帰還型が 25.2 $\mu$ Vrms となり、多重帰還型での SNR（Signal to Noise Ratio; SN 比）の劣化は 1.8dB となりました（まあ、それ程大きな差異ではありませんが）。

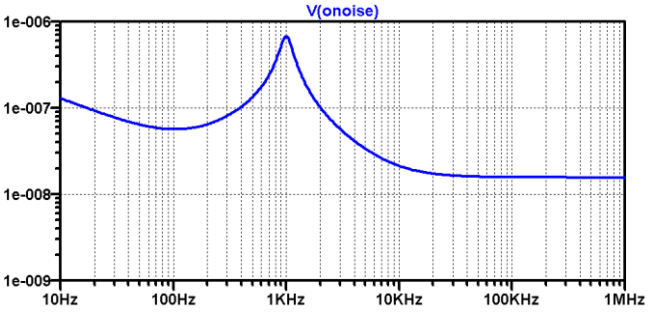
### 多重帰還型 LPF のノイズ密度スペクトルが大きい原因を考察する

ノイズ特性は多重帰還型 LPF のほうが悪いことが分かりました。この原因はどこから来ているのでしょうか。その確認のため、多重帰還型 LPF のノイズ・ゲインをシミュレーションする回路を図 6 のように作ってみました。

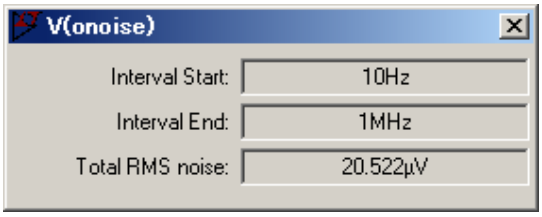
ノイズ・ゲインは「**その回路を非反転増幅回路として考えたときのゲイン**」なので、この回路構成でノイズ・ゲインのシミュレーションができることも納得できるでしょう。

シミュレーション結果を図 7 に示します。$Q$ = 4 の場合のノイズ・ゲインは 33.8dB あり（サレン・キー型は 30.3dB）、$Q$値を変えて$Q$ = 4, 3, 2, 1, 1/√2, 0.5 としたときのノイズ・ゲインの変動幅は 28.6dB（サレン・キー型は 26.6dB）になっています。また回路が反転増幅回路構成になっているので、DC でのノイズ・ゲインも 6dB（サレン・キー型の場合は 0dB）になっている、という違いもあります。

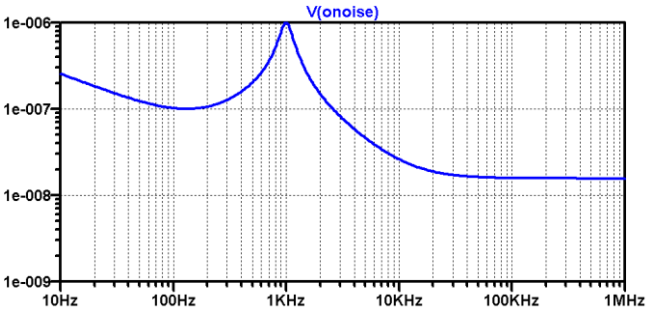
OP アンプの入力換算ノイズが、このノイズ・ゲインで増幅されて出力に現れるわけです。



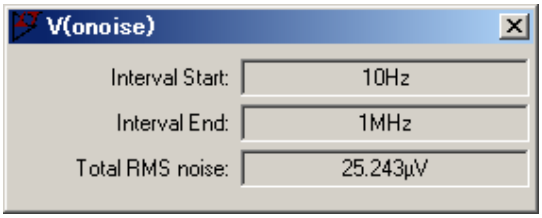

(a) サレン・キー型 LPF のノイズ密度スペクトル（$Q$ = 4）




(b) 上記の全ノイズ実効値は 20.5 $\mu$ Vrms




(c) 多重帰還型 LPF のノイズ密度スペクトル（$Q$ = 4）




(d) 上記の全ノイズ実効値は 25.2 $\mu$ Vrms

図 5. サレン・キー型 LPF と多重帰還型 LPF のノイズ密度スペクトルと rms ノイズを比較する

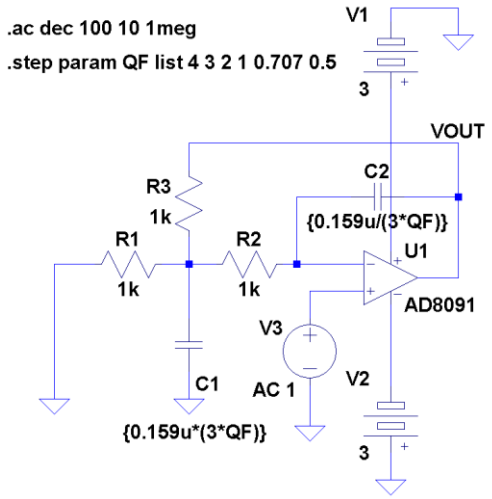



図 6. 多重帰還型 LPF のノイズ・ゲインを
シミュレーションする回路

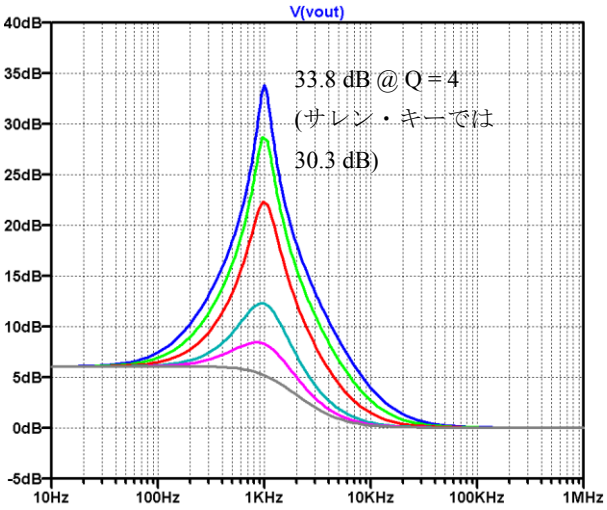



図 7. 図 6 の回路の $Q$値ごと（$Q$ = 4, 3, 2, 1, 1/√2, 0.5）
によるノイズ・ゲインの変化

## LT1128 に OP アンプを交換してノイズ特性を考える

ここまで OP アンプは AD8091 というものを用いました。今更ですが AD8091 をご紹介すると、AD8091 は高速レール to レール OP アンプで低価格な製品です。

http://www.analog.com/jp/ad8091

【概要】

AD8091 （シングル）と AD8092 （デュアル）は、低価格、電圧帰還の高速アンプであり、＋3 V、＋5 V、±5 V の電源で動作するように設計されています。これらのデバイスは、負側レールの下側 200mV まで、かつ正側レールの内側 1V までの入力電圧範囲を持つ真の単電源動作機能を備えています。

低価格にもかかわらず、AD8091／AD8092 は全体に渡って優れた性能と多様性を提供します。出力電圧の振幅はそれぞれのレールの 25mV 以内と拡張されており、優れたオーバドライブ回復特性を備え、最大出力ダイナミックレンジを提供します。

・・・

AD8091 は G = +1 で-3dB 帯域幅が 110MHz という高速なものです。このような高速 OP アンプをカットオフ周波数 1kHz のアクティブ・フィルタに用いた理由ですが、この技術ノートではお話ししていませんが、アクティブ LPF が高域でも正しい性能を出すためには（とくにサレン・キー型では）、カットオフ周波数よりも十分に高い周波数特性をもつ OP アンプを使用する必要があるからです。そうしないと減衰域で適切な減衰量を確保することができないのです（次の技術ノートの最後にその話題も少し説明します）。

### 超ローノイズ OP アンプ LT1128 に交換してみる

実は AD8091 は電圧性ノイズ特性がそれほど良いものではありません…。電圧性ノイズはノイズ・ゲイン倍で出力に現れるため、この特性に注意する必要があります。

そこで図 1 のサレン・キーLPF 回路の OP アンプを、超ローノイズ OP アンプ LT1128 に交換してみます。その LT1128 は

http://www.analog.com/jp/lt1128

【概要】

LT1028(利得-1 で安定)/LT1128(利得+1 で安定)では、0.85nV/√Hz(1kHz)および 1.0nV/√Hz(10Hz)など新しいノイズ性能の規格が得られます。この超低ノイズとともに優れた高速仕様(利得・帯域幅積が LT1028 では 75MHz、LT1128 では 20MHz)、無歪み出力、および高精度パラメータ(0.1μV/℃のドリフト、10μV のオフセット電圧、30,000,000 の電圧利得)が得られます。LT1028/LT1128 の入力段はほぼ 1mA のコレクタ電流動作によって低電圧ノイズを達成していますが、入力バイアス電流はわずか 25nA です。

LT1028/LT1128 の電圧ノイズは 50Ω抵抗のノイズ以下です。したがって、低ソース・インピーダンスのトランスジューサまたはオーディオ・アンプのアプリケーションでは全システムのノイズに対する LT1028/LT1128 の影響は無視できます。

・・・

AD8091 と LT1128 の比較を表 1 に示しました。私がよく使う、元々の ADI の超ローノイズ OP アンプである AD797 も参考として掲載してみました。LT1128 のほうが電流性ノイズが低く、相当の高性能であることが分かります。

図 8 に図 1 の OP アンプを LT1128 に交換したシミュレーション回路を、図 9 にそのシミュレーション結果を示します。AD8091 の場合と比較して、ノイズ密度スペクトルが非常に低くなっていることが分かります〔同図(a)〕。比較のために同図(b)に AD8091 の結果〔図 5(a)の再掲〕を示します。

LT1128 出力で得られる全ノイズ電圧実効値（rms 値）は、図 10 のように AD8091 の 20.5μVrms〔図 5(b)〕から 3.41μVrms まで低減しており、なんと 15.6 dB も SNR が改善しています。

表 1. OP アンプごとのノイズ性能

| | 電圧性ノイズ typ @ 1kHz | 電流性ノイズ typ @ 1kHz |
|---|---|---|
| AD8091 | 18nV/√Hz | 1.8pA/√Hz |
| LT1128 | 0.85nV/√Hz | 1pA/√Hz |
| AD797（参考） | 0.9nV/√Hz | 2pA/√Hz |

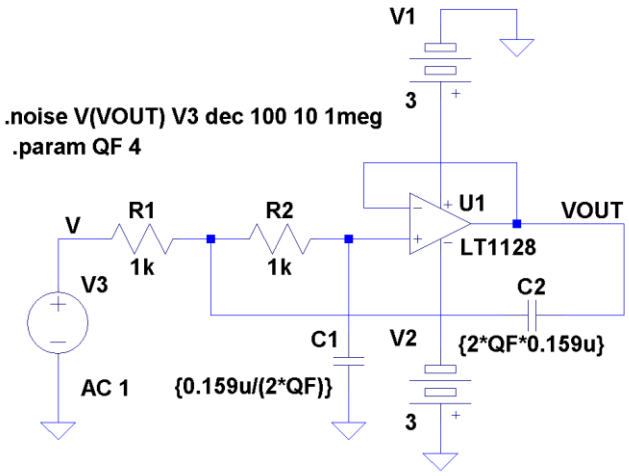
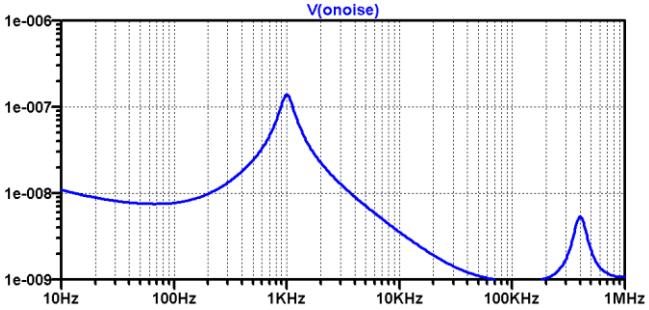
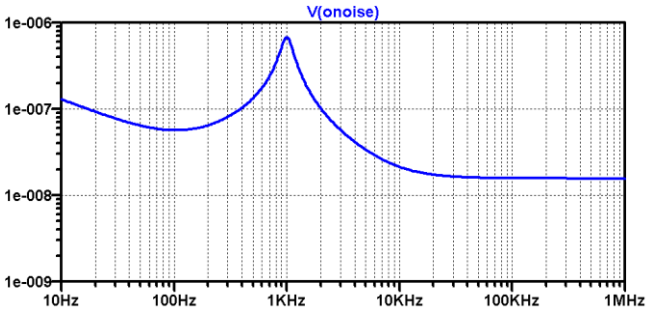



図 8. 図 1 のサレン・キー型 LPF の OP アンプを超ローノイズ OP アンプ LT1128 に交換してみる（$Q$ = 4）




(a) LT1128 でのノイズ密度スペクトル




(b) 比較のための AD8091 でのノイズ密度スペクトル〔図 5(a)の再掲〕

図 9. サレン・キー型 LPF を LT1128 に交換したノイズ・シミュレーション結果（$Q$ = 4）

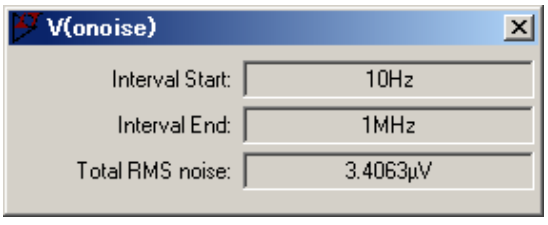



図 10. LT1128 を使用したサレン・キー型 LPF（図 8、図 9）の全ノイズ電圧実効値。3.41 $\mu$ Vrms まで低減している

## LT1128 の LPF での電流性ノイズや抵抗のサーマル・ノイズの影響は

ひとつ前の技術ノートで、OP アンプ回路全体におけるノイズ・ソースは

- OP アンプの電圧性ノイズ
- OP アンプの電流性ノイズ
- 抵抗のサーマル・ノイズ

があると示しました。これまでみてきた AD8091 でのアクティブ・フィルタでは電圧性ノイズが支配的になっており、電流性ノイズは無視できるものでした。しかし LT1128 ではこれらの関係はどうなるでしょうか。

簡単に見積もってみましょう。LT1128 の電流性ノイズは 1pA/√Hz で、使用している抵抗は図 1 のように 1kΩ ですから、電流性ノイズにより抵抗で生じる電圧降下は

```
1E-12[A] * 1E3 [Ohm] = 1E-9[V]
```

となり LT1128 の電圧性ノイズ 0.85nV/√Hz を超えてしまっていることが分かります！また実は、抵抗のサーマル・ノイズも

$$V_N = \sqrt{4kTBR} \qquad (1)$$

で計算してみると（$B$ = 1Hz としてノイズ密度を求めると）4.07nV/√Hz もあるのです！

そこで LT1128 の電圧性ノイズだけの影響をシミュレーションで見るために、ひとつ前の技術ノートで説明したように

- 電流性ノイズで生じる電圧降下を低く抑えるため、抵抗を 1Ω に
- カットオフ周波数を 1kHz に維持するため、コンデンサの大きさを 1000 倍に
- 抵抗 1Ω を問題なく駆動できるようにするため、バッファとして Voltage Controlled Voltage Source（VCVS）E1 を追加
- 抵抗からのサーマル・ノイズをなくすために LTspice のオプション「noiseless」を各抵抗素子にオマケで追加（1Ω なのでこの影響はほぼ無い）

というように回路を修正してみました。この回路図を図 11 に、またシミュレーション結果を図 12 に示します。

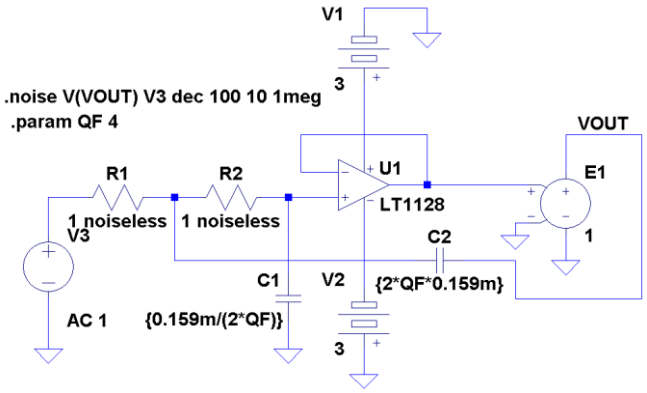
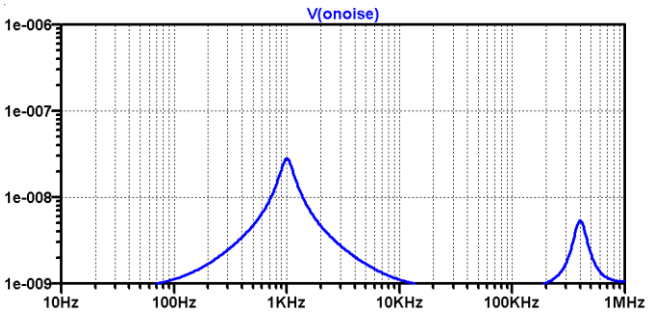
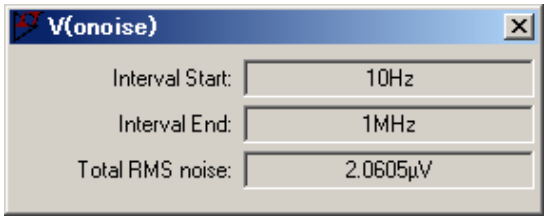



図 11. LT1128 の電圧性ノイズの影響のみを見られるように抵抗を 1Ω、コンデンサの大きさを 1000 倍にした（低抵抗を駆動できるようにバッファとして VCVS も追加。$Q$ = 4）




(a) ノイズ密度スペクトル




(b) 全ノイズ電圧実効値。2.06 $\mu$ Vrms に低減している

図 12. 図 11 のノイズ・シミュレーション結果（$Q$ = 4）

ノイズ密度スペクトルが非常に低くなっていることが分かります。LT1128 出力での全ノイズ電圧実効値（rms 値）は、3.41 $\mu$ Vrms から 2.06 $\mu$ Vrms まで低減しており、4.6dB の改善が確認できます。AD8091 の 20.5 $\mu$ Vrms からすれば、なんと 20.2 dB の SNR 改善となるわけです。

1mVrms の入力信号に対しても、56dB の SNR を確保できることになります。

### 実際の回路では 1Ω の抵抗と VCVS なんて使えないぞ！

「図 11 のような構成にすればローノイズを実現できることは分かった。しかし抵抗 1Ω と VCVS なんて実際の回路では使えないではないか。これは机上の空論でしかないぞ」とお思いの方もいらっしゃると思います。

ここであらためて一旦基本に戻って、「それぞれのノイズ・ソースの影響度」という点を考えてみます。OP アンプ回路全体のノイズ・ソース

- OP アンプの電圧性ノイズ
- OP アンプの電流性ノイズ
- 抵抗のサーマル・ノイズ

これらはそれぞれ相互に無関係（無相関）に振舞うものです。そのため、それぞれは RSS（Root Sum Square; 自乗和平方根）で影響度が効いてきます。RSS をもっと簡単にいうと「電力で足し算する」という考え方です。RSS とは

$$V_{NALL} = \sqrt{V_{N1}^2 + V_{N2}^2 + V_{N3}^2} \qquad (2)$$

と表されます。ノイズ・ソースを$V_{N1}, V_{N2}, V_{N3}$とすると、それぞれは「自乗」として効いてくることになります。$V_{N1}$と$V_{N2}$が 2:1 であれば、$V_{N2}$の影響度は 25 %しかないことになります。

この考えを図 11 の机上の空論的回路に応用します。図 13 のように、図 8 の回路の抵抗を 1kΩ から 270Ω にし、コンデンサは 3.7 倍（1000/270 = 3.7）にします。そうすると抵抗のノイズへの影響度を$0.27^2 = 0.073$; 7.3%に低減できます。

LT1128 がドライブする負荷電流は大きめになりますが、ドライブ可能なレベルにはなります（LT1128 の出力短絡電流は 20mA @ 125℃）。

負荷電流のワーストケースを考えてみましょう。いま入力信号 V3 が 3V ピークで、信号周波数はカットオフ周波数より十分に高いとすると、その周波数では C1, C2 がショートされたかたちになりますので、VOUT = 0V になります。このとき入力信号 V3 から R1 に流れる電流をすべて OP アンプ出力がシンク／ソースすることになります。そうすると OP アンプ出力の電流は約 10mA ピークになります。これは LT1128 の出力短絡電流量の半分で、十分にドライブが可能だということが分かります。

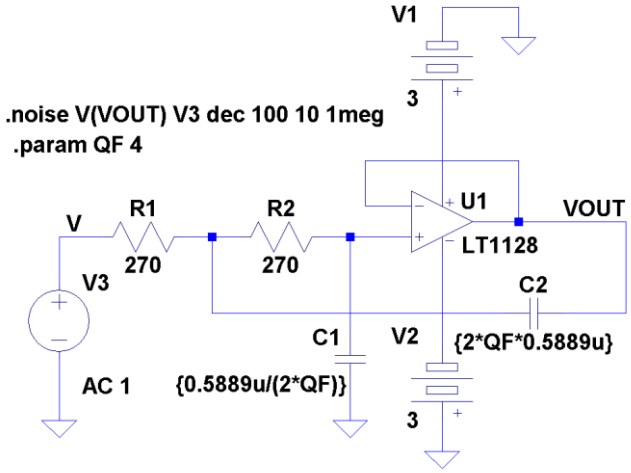
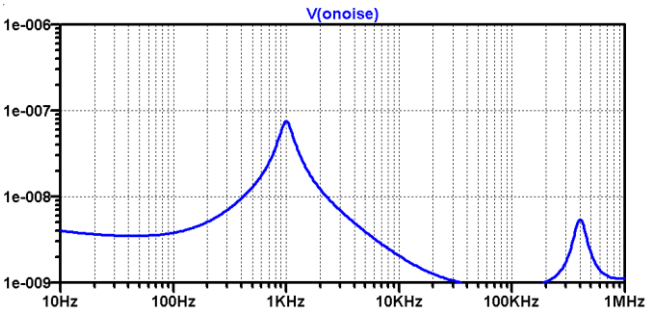
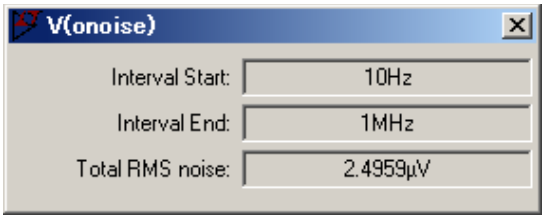



図 13. 図 8 の回路の抵抗を 270Ω に低減し、コンデンサを 3.7 倍にした（$Q$ = 4）




(a) ノイズ密度スペクトル




(b) 全ノイズ電圧実効値。2.50 $\mu$ Vrms になっている

図 14. 図 13 のノイズ・シミュレーション結果（$Q$ = 4）

### 抵抗を約 1/4 にするだけでかなり特性が改善するぞ！

図 8 の回路から抵抗を 270Ω にし、コンデンサの容量を 3.7 倍（1000/270 = 3.7）にした図 13 の回路で、ノイズ・シミュレーションした結果を図 14 に示します。抵抗値を 27%にしたところ（影響度が$0.27^2 = 0.073$; 7.3%になること）がポイントです。同図(a)のグラフを見ても、図 12 の理想状態とそれほど違いが見られませんし、全ノイズ電圧実効値（rms）をみても、理想的な状態の 2.06μVrms に対して 2.50μVrms に上昇するのみで、これは 1.8dB の SNR 劣化にしかなりません。繰り返しますが「RSS で効いてくる」ということがポイントです。ちなみに抵抗を 100Ω にすると 2.21μVrms（0.7dB の劣化）になりました。

なお、この考え方は、採用を考えている OP アンプの電圧性ノイズと電流性ノイズがどれだけあり、またそこに何Ωの抵抗を用いるかによって変わってきます。そのため

**電圧性ノイズ ＞ 電流性ノイズ × 抵抗値**

**電圧性ノイズ ＞ 抵抗のサーマル・ノイズ**

が基本的な「ざっくりとした」見極め点といえるでしょう。

## 本当にこれで最適ですか？

これで最適！と本当に言い切れるでしょうか。もう少し検討してみましょう。

### シミュレーション結果の周波数軸をリニアにかえてみる

図 14 を良くみてみると、図の右側、100kHz から 1MHz あたりに「ノイズの盛り上がり」が確認できます。これはどのアンプでも生じるものではないようで、図 5 の AD8091 では観測されていません。LT1128 に起因するもののようです。

ここで図 14 の横軸をリニア・スケールに変えてみたものを図 15 に示します。マーカで測定している低域（1000Hz）でのノイズ密度は 75nV/√Hz 程度になっていますが、その範囲は非常に狭いものです。いっぽう 0.25MHz から 0.55MHz 程度までに、5nV/√Hz 程度をピークとした盛り上がりが確認できます。たとえば平均 2nV/√Hz のノイズ密度が 300kHz（0.55MHz～0.25MHz）に分布していると考えれば、その実効値は. 1nV/√Hz × √300kHz =1.1μVrms と計算できます。「高域に出ているノイズ密度スペクトル」は無視できないものであったわけです！

### カットオフ 5kHz のポスト・フィルタを接続してみる

そこで図 13 の回路を改良して、図 16 のようにカットオフが 5kHz になるようなポスト・フィルタを接続してみました。これで 0.25MHz から 0.55MHz 程度にあったノイズ密度の盛り上がりをフィルタリングしてみます。

このシミュレーション結果を図 17 に示します。ノイズ密度の盛り上がりが低下しています。

図 18 のように実効値も表示してみました。1.43 μVrms になっており、4.9dB も改善していることが分かります。結構大きい改善ですね…。

AD コンバータ 1 ビット分解能相当の SNR 改善は約 6dB になりますので、この 4.9dB の改善は結構大きいことが分かります。

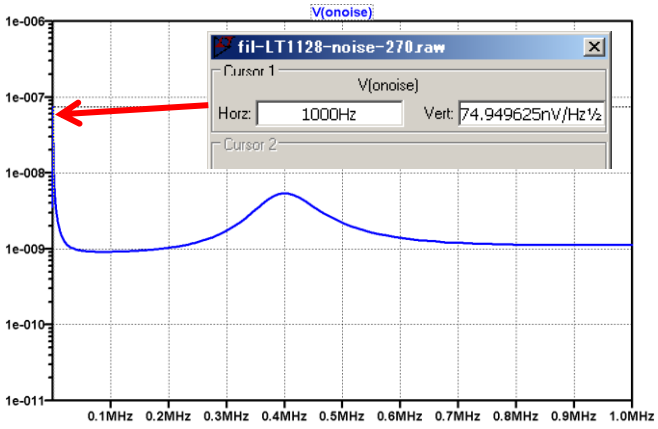



図 15. 図 14 のノイズ・シミュレーション結果の横軸をリニア・スケールに変えてみた

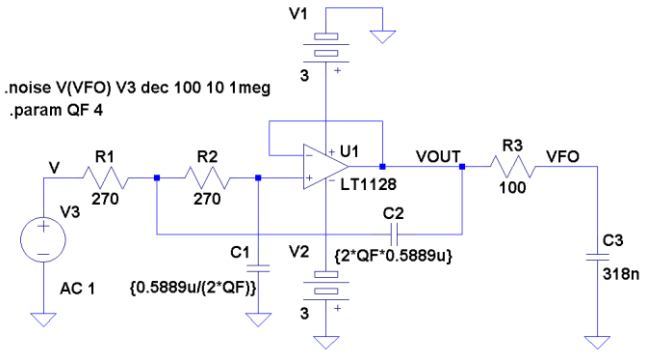



図 16. 図 13 の回路にカットオフ周波数 5kHz のポスト・フィルタを接続してみた

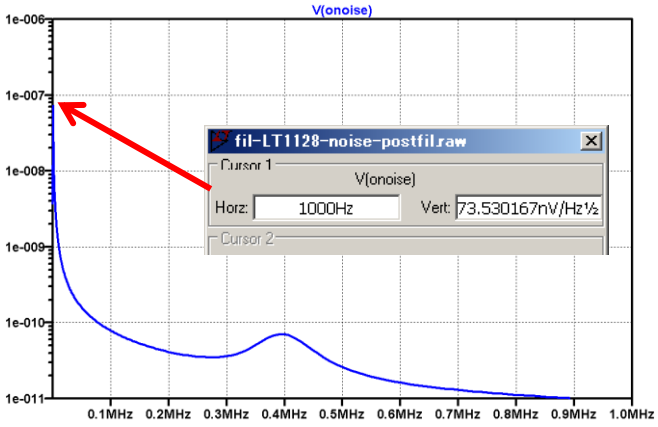



図 17. 図 16 のノイズ・シミュレーション結果。横軸はリニア・スケールにしている

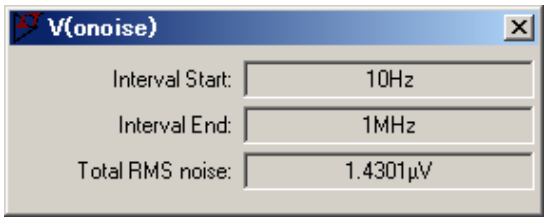



図 18. 図 17 の全ノイズ電圧実効値

## まとめ

今回の技術ノートでは、サレン・キー型 LPF と多重帰還型 LPF のノイズ特性の違いと、どうすればローノイズなアクティブ LPF を実現できるか、OP アンプを超ローノイズ OP アンプの LT1128 に変更して考えていきました。やればやるほどアクティブ・フィルタのノイズ特性を最適化することは奥が深いことが分かりました。

今回は一例をお見せしたわけですが、おなじようなかたちで LTspice を用いて色々なアナログ回路のノイズ特性を確認することができるわけです。

次回の技術ノートでは、高次なアクティブ・フィルタを実現するため、複数の OP アンプ・アクティブ LPF をカスケード（従属）に接続していくときに、異なる*Q*値の個々の LPF 回路をどの順番で接続していけばよいかを考えていきます。

## 参考文献

[1] 柳沢 健, 金光 磐; アクティブフィルタの設計, 1973 年, 株式会社産報（絶版）

[2] Mike Engelherdt 著, LTspice Users Club 訳; LTspice XVII 公式和訳マニュアル, アナログウエア No.3, トランジスタ技術 2017 年 9 月号別冊付録, CQ 出版社