

ロー・ノイズ OP アンプの性能を SPICE で最適化してみる

著者: 石井 聡

はじめに

技術ノート TN-004JP では、ノイズ・フリーな理想アンプを用いて抵抗から発生するサーマル（熱・ジョンソン）ノイズについて考えてみました。ここではこれを「ジョンソン・ノイズ」と呼ぶことにします。さてこの技術ノートでは、実際のロー・ノイズ OP アンプ「AD797」を使ってノイズ特性の最適化を試みましょう。

AD797 は最新のデバイスではありませんが、今でもトップ・クラスのロー・ノイズ性能をもっているものです。

実際の OP アンプのノイズ・モデル

まず OP アンプのノイズ・モデルについて説明します。OP アンプは非反転入力(+)と反転入力(-)の2入力になっていますが、

- 電圧性ノイズは、+（もしくは-）の端子に直列に接続されている電圧源としてモデル化されます
- 電流性ノイズは、+と-のそれぞれの端子からグラウンドに並列に接続されている電流源としてモデル化されます

つまりモデル化されたノイズ源は、図1のように3つあり、

- 1) 電圧性ノイズ
- 2) 非反転入力(+)に流れる電流性ノイズ
- 3) 反転入力(-)に流れる電流性ノイズ

になります。この1)～3)はそれぞれ「非相関」の電圧/電流の変化であり、合成されたノイズ量は「電力の足し算、RSS; Root Sum Square」になります。

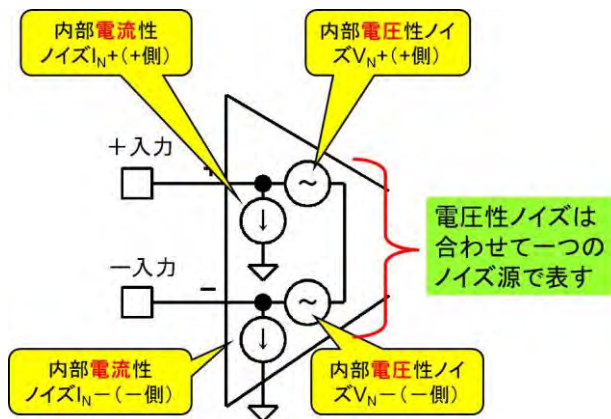


図1. OP アンプのノイズ・モデル

まず一般的な帰還抵抗を用いてみた

解析する回路、それも一番最初にやってみるものを図2に示します。

信号源抵抗 R1 はかなり小さい値 (0.001 Ω) にして、ジョンソン・ノイズが無視できるものとしてあります。

帰還抵抗 R2, R3 は一般的に使われる大きさを想定して、9kΩ、1kΩ にしてあります。9kΩ というのは現実の抵抗部品では非現実的（たとえば E24 系列などという意味）ですが、利得を10倍にするために9kΩ にしてあります。そういう意味ではシミュレーションは便利です。

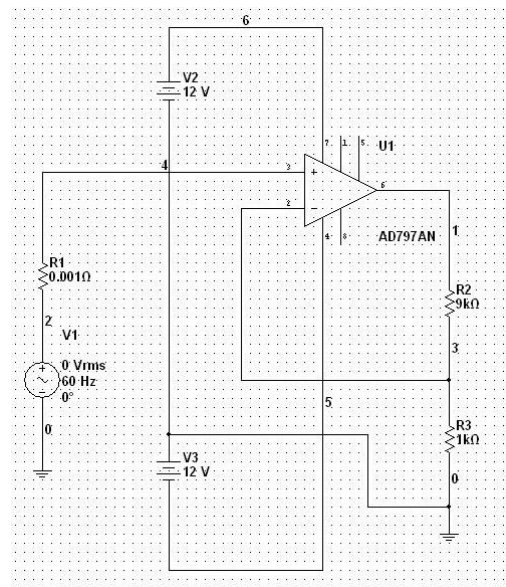


図2. 最初にシミュレーションしてみる回路。帰還抵抗は一般的に使われる9kΩと1kΩ

AD797 のノイズ性能

AD797 のノイズ性能は、1kHz において、

INPUT VOLTAGE NOISE 0.9 nV/√Hz typ (1.2 nV/√Hz max)

INPUT CURRENT NOISE 2.0 pA/√Hz typ

となっています。これが回路全体で相互にどのようにつながっているかを見て行きましょう。

NI Multisim でシミュレーションしてみる

図2の回路を NI Multisim Analog Devices Editon でシミュレーションした結果を図3と図4に示します。図4のノイズ量をみてください。増幅率が10倍ですから、V1に換算された入力等価ノイズ量 noise_spectrum と onoise_spectrum は (V²なので) 100倍の関係になっています。

アナログ・デバイス株式会社は、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・デバイス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。

©2013 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

アナログ電子回路技術ノート

TNJ-005

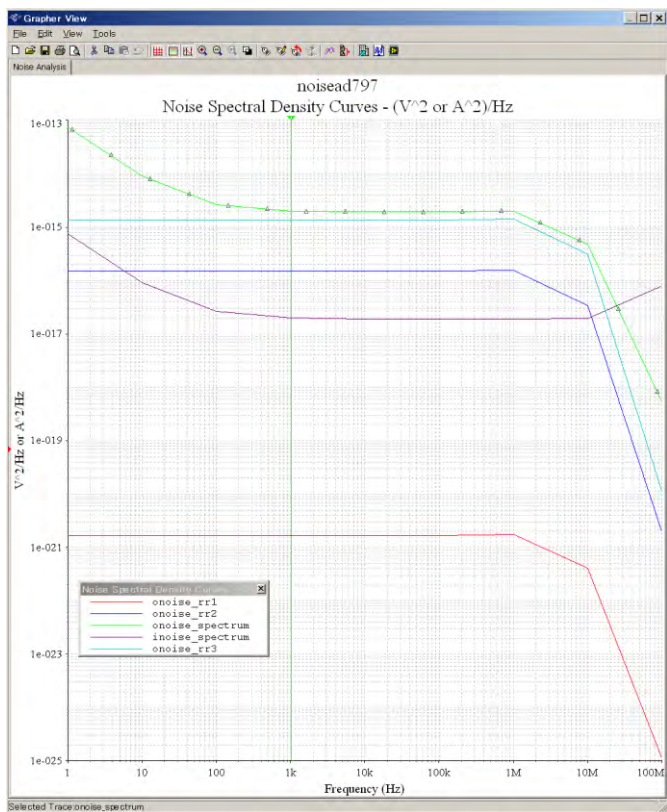


図3. ノイズ・シミュレーション結果

ここでは信号源抵抗はほぼゼロ ($R1 = 0.001 \Omega$) としています。つまりノイズもゼロと言えるはずですが、しかし図4の $\text{inoise_spectrum} = 1.9732\text{E-}15$ をルートして、入力換算ノイズ電圧量としてみると、 $V = 4.4\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ になっています。結構大きな量のノイズです。

支配的なノイズ源はAD797ではなくR3!

図4から、どれが支配的なノイズ源なのかと見てみると、R3であることがわかりますね。実際には

- ①このR3からのジョンソン・ノイズに対して (R2もそうだが小さい量)
- ②OPアンプの電圧性ノイズと、
- ③抵抗R2とR3を並列接続したものにOPアンプAD797の反転入力の電流性ノイズが $V = IR$ で電圧量となり、

それらがRSSで足し算されたかたちで、さらに増幅されて出力に現れてきます。

しかしAD797の電圧性ノイズは $0.9\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ なんです!…。それと比べて、①のようなところから現れるノイズ、それらの合計で $4.4\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ というのは、結構大きいですね…。

これから判ることは、ロー・ノイズ設計では「使用する抵抗値などを良く考えて設計しないと目的の性能が出ない」ということです。

	noise_rr1	noise_rr2	noise_spectrum	inoise_spectrum	noise_rr3
x1	1.0176k	1.0176k	1.0176k	1.0176k	1.0176k
y1	1.6576e-021	1.4918e-016	1.9732e-015	1.9731e-017	1.3426e-015
x2	1.0176k	1.0176k	1.0176k	1.0176k	1.0176k
y2	1.6576e-021	1.4918e-016	1.9732e-015	1.9731e-017	1.3426e-015
dx	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
dy	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
1/dx					
1/dy					
min x	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000
max x	100.0000M	100.0000M	100.0000M	100.0000M	100.0000M
min y	1.1293e-025	1.9824e-021	5.3311e-019	1.9014e-017	1.1106e-020
max y	1.7421e-021	1.5665e-016	7.4087e-014	7.4085e-016	1.4101e-015
offset x	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
offset y	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000

図4. マーカ・リードアウト

アナログ電子回路技術ノート

TNJ-005

帰還抵抗を小さくしてみた

ここまでで、R2とR3（実際はR3が支配的）が出力ノイズに大きく影響を与えていることがわかりました。では R2 = 90Ω、R3 = 10Ωとして二桁抵抗の大きさを下げてみましょう。

NI Multisim でシミュレーションしてみる

図5はこの定数にした回路、そして図6は R2 = 90Ω、R3 = 10Ωとしたときのマーカー・リードアウトです。

図5、図6の R2 = 90Ω、R3 = 10Ωの条件では onoise_spectrum と比較して、出力ノイズに R3 が影響を与える量 (onoise_rr3) が 1/7 (dBだと-8.7dB…電力相当なので 20log ではありません) でほとんど影響がなくなっていることが判ります。

抵抗値を小さくしてみると AD797 のスペックに近くなる

inoise_spectrum は V²の量ですから、この値のルートをとってみると、0.99nV/√Hzになります。この結果は AD797 のスペックにだいぶ近づいていることがわかります。

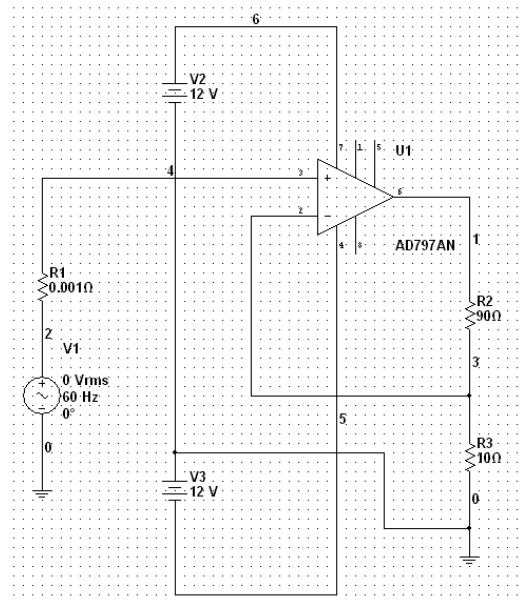


図5. 抵抗値を R2 = 90Ω、R3 = 10Ωとした

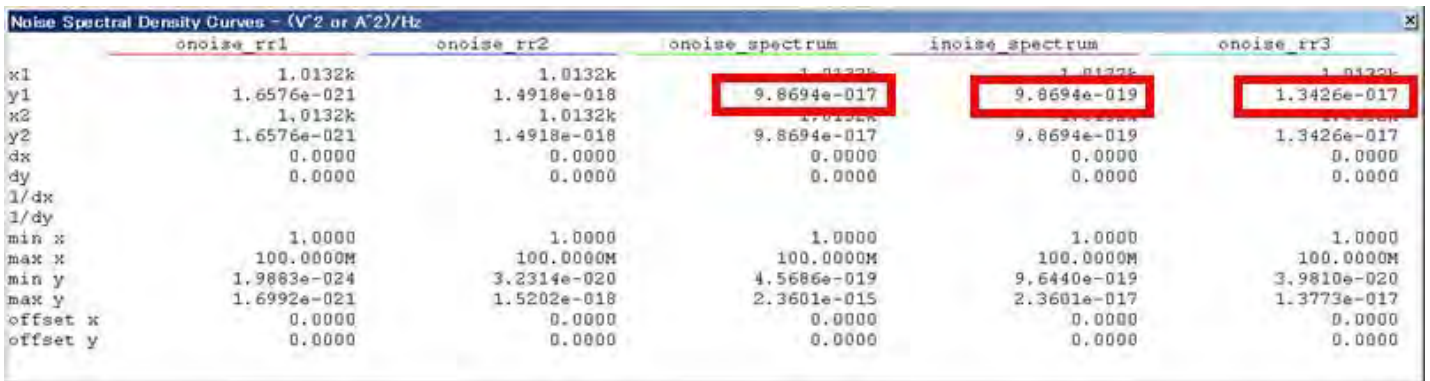


図6. 抵抗値を R2 = 90Ω、R3 = 10Ωとしたときのマーカー・リードアウト

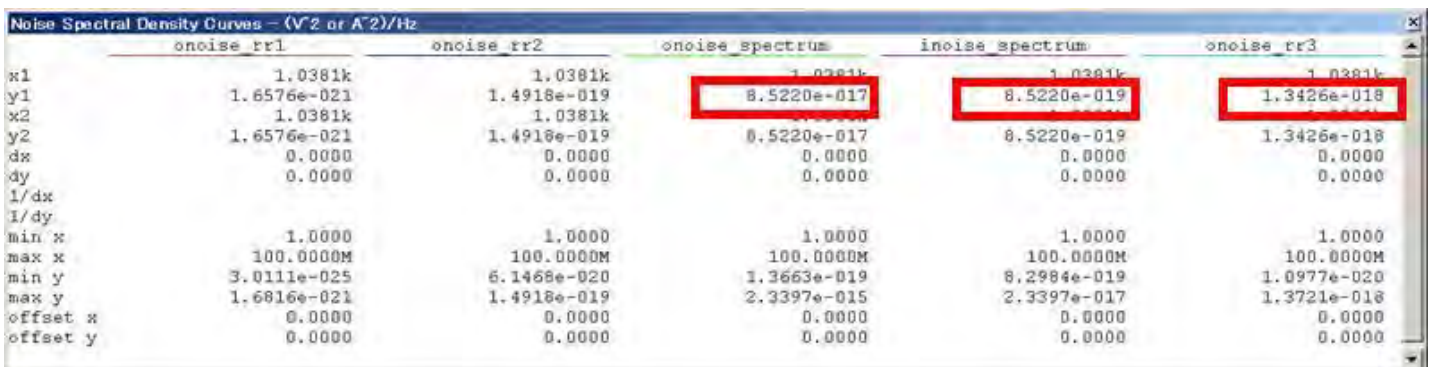


図7. 抵抗値を R2 = 9Ω、R3 = 1Ωとしたときのマーカー・リードアウト

アナログ電子回路技術ノート

TNJ-005

さらに帰還抵抗を小さくしてみた

現実とすれば、これはこれで十分なのですが、再度 $R2 = 9\Omega$ 、 $R3 = 1\Omega$ の条件で計算させてみました。

NI Multisim でシミュレーションしてみる

図 7 はこの $R2 = 9\Omega$ 、 $R3 = 1\Omega$ としたときのマーカ・リードアウトです。noise_spectrum の値のルートをとってみると、 $0.92nV/\sqrt{Hz}$ になっています。これは AD797 のスペックどおりで、シミュレーション上でも良好な結果が出ていることがわかります。いずれにしても $R2 = 90\Omega$ 、 $R3 = 10\Omega$ の条件と比較しても、0.6dB しか違いませんので、 $R2 = 90\Omega$ 、 $R3 = 10\Omega$ でもほぼ十分な特性であることがわかります。

実回路では抵抗値は小さすぎなので適切なところを見つける

といっても、いずれにしても $R2 = 90\Omega$ 、 $R3 = 10\Omega$ というのは、普通に考えても小さな抵抗値です。出力振幅が大きい場合は電流制限でアウトになるところです。ここは小信号で増幅させ後段で再度増幅させること、もしくは $R3$ を小さく、 $R2$ を大きくして利得を大きくすることが対策となるでしょう。

実際問題としては、OP アンプのノイズと比較して、周辺抵抗により生じるノイズ量 [V/\sqrt{Hz}] が 1/2 程度になるくらいで (-6dB) 十分でしょう。

10Ω の R3 から発生するノイズ量は

ここで図 5 において $R3 = 10\Omega$ のときの onoise_rr3 を計算してみましょう。図 5 で $R3$ から発生するノイズ量は、

$$\text{SQRT}(4kTR) [V/\sqrt{Hz}]$$

で、 $R = 10\Omega$ ですから $V_{NR3} = 4.07E-10 V/\sqrt{Hz}$ になります。これが $R2$ と $R3$ で分圧されて、その接続点の電圧 V_{NC} になりますから

$$V_{NC} = V_{NR3} \times 90 / (10 + 90) = 3.66E-10 V/\sqrt{Hz}$$

と計算できます。これは onoise_rr3 の入力換算 = $(V_{NC})^2$ ですから、2 乗して $1.342E-019$ と計算でき、それが利得 A の $A^2 = 100$ 倍され、

$$\text{onoise_rr3} = 1.342E-017 V/\sqrt{Hz}$$

という図 6 でのマーカ読み値になるわけです。

R2 の影響が少なくなるのは OP アンプの出力につながっているから

一応補足ですが、 $R2$ の影響が少なくなる理由を説明しておきます。OP アンプの出力抵抗は低く、出力は交流的にグラウンド接続とほぼ同じ (等価) になります。そのため $R2$ の影響度は、 $R2$ と $R3$ で分圧された量になり、影響度が低減することになります。

入力換算等価「電流源」にしてみる

それでは、一部繰り返しになりますが、入力換算等価電圧源を「電流源」としたときに、この等価「電流」源がノイズ源としてどれだけの大きさになるかを計算してみます。図 8 をご覧ください。電圧源が電流源に置き換わっています。

電圧ノイズ量を再確認

図 7 の抵抗値を $R2 = 9\Omega$ 、 $R3 = 1\Omega$ としたときの onoise_spectrum は $8.5225E-17 V^2/Hz$ でした。それを $1/10^2 = 1/100$ で入力換算した $8.5225E-19 V^2/Hz$ 、そのルート、 $V_N = 9.232E-10 V/\sqrt{Hz}$ ($0.92nV/\sqrt{Hz}$) が入力換算された電圧ノイズ量 V_N になります。

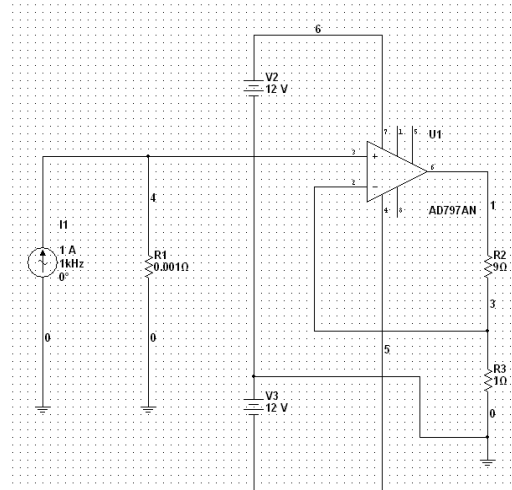


図 8. 信号源を電流源に変更してみた $R2 = 9\Omega$ 、 $R3 = 1\Omega$

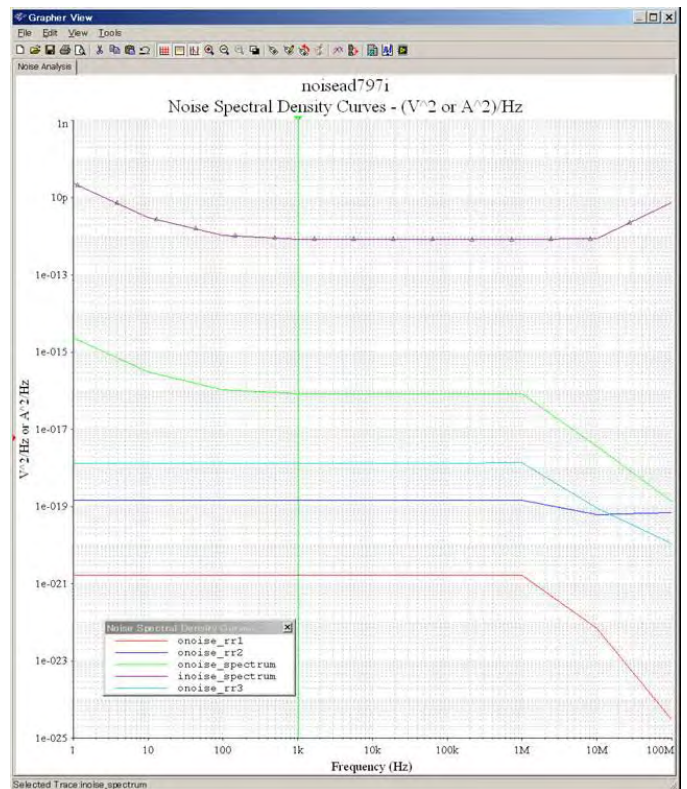


図 9. 図 8 のシミュレーション結果

アナログ電子回路技術ノート

TNJ-005

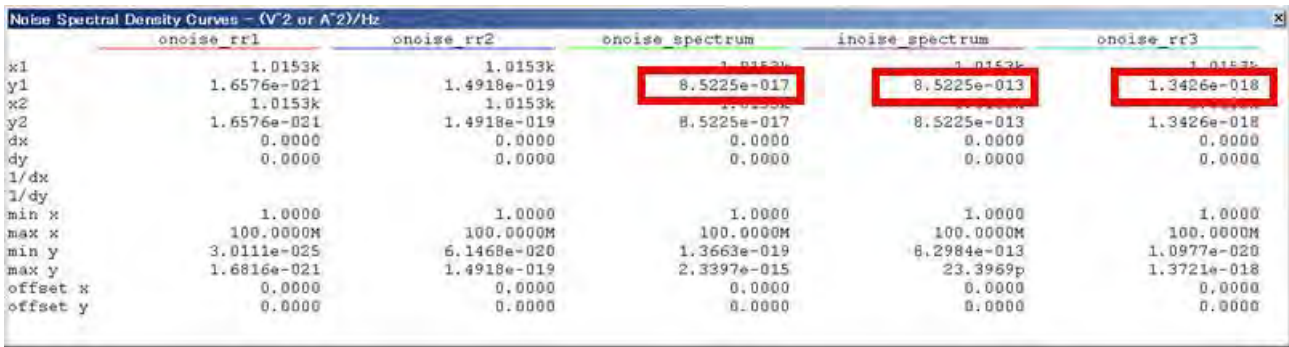


図 10. 電流源にした図 8 のときのマーカ・リードアウト

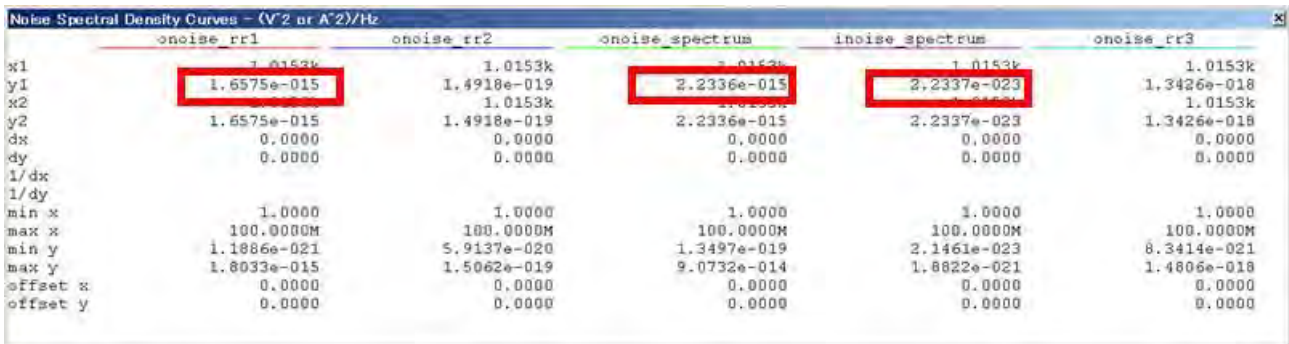


図 11. 信号源抵抗 R1 を 1kΩ にしたときのマーカ・リードアウト（等価電圧源に戻した）

電流源に再変換してみる

これを電流源として再換算してみると、この V_N を生じさせるための電流量 I_N は（OP アンプの非反転入力には電流は流れないので、全て R1 に流れることになり）、 $R1 = 0.001 \Omega$ (1mΩ) なのです。

$$I_N = V/R1 = 9.232E-10/0.0001 = 9.232E-7 \text{ A}/\sqrt{\text{Hz}}$$

になります。図 10 はこのときのマーカ・リードアウトを示していますが、さきの電流量 I_N を 2 乗した値、 $8.5225E-13 \text{ A}^2/\text{Hz}$ が inoise_spectrum（電流量）、入力換算電流源の大きさとして表されていることになっています。

信号源抵抗 R1 の大きさが非常に小さいため、電流量としては見かけ上大きくなっています。逆にいうと「信号源抵抗が小さければ、電流性ノイズの影響を受けにくい」といえます。

このため結局この回路は、OP アンプ AD797 の電圧性ノイズ（入力換算で $0.9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ typical）が支配的なわけです。

信号源抵抗を大きくしてみる

信号源抵抗 R1 を $1 \text{ k}\Omega$ にしたときにどうなるか考えてみます。今度は OP アンプの電流性ノイズ（入力換算で $2 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ typ）の影響がでてくるのです。入力換算等価電流源を「電圧源」に戻してシミュレーションしてみます。図 11 をご覧ください。

1kΩ 相当のジョンソン・ノイズ量が得られている

信号源抵抗 R1 を $1 \text{ k}\Omega$ にしたので、R1 から出力に現れるノイズは

$$\text{onoise_rr1} = 1.6575E-15 \text{ V}^2/\text{Hz}$$

に大きくなっています。これは出力ノイズ量なので、入力換算で $1.6575E-17 \text{ V}^2/\text{Hz}$ となり、このルートを取って電圧量 V_{NR1} にすると

$$V_{NR1} = 4.07 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

で、 $1 \text{ k}\Omega$ から生じるジョンソン・ノイズの量そのままです。

ジョンソン・ノイズと AD797 の入力換算電圧ノイズを足してみた

これに合わせて、これまでの話の AD797 の入力換算電圧ノイズ量

$$V_{NOP} = 9.232E-10 \text{ V}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (0.92 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}})$$

が電圧ノイズと存在しています。

そこで、それぞれのノイズ量を二乗し足し算して、出力換算として 10^2 倍して inoise_spectrum になるかを計算してみます。

$$\begin{aligned} (V_{NR1})^2 &= (4.0712E-9)^2 = 1.6575E-17 \text{ V}^2/\text{Hz} \times 100 \\ &= 1.6575E-15 \text{ V}^2/\text{Hz} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} (V_{NOP})^2 &= (9.232E-10)^2 = 8.5229E-19 \text{ V}^2/\text{Hz} \times 100 \\ &= 8.5229E-17 \text{ V}^2/\text{Hz} \end{aligned}$$

$$1.6575E-15 + 8.5229E-17 = 1.7427E-15 \text{ V}^2/\text{Hz}$$

になります。あれ…？ 図 11 では

$$\text{onoise_spectrum} = 2.3336E-15 \text{ V}^2/\text{Hz}$$

でここまでの計算より大きいですね！

アナログ電子回路技術ノート

TNJ-005

AD797 の電流性ノイズが原因だった

この大きい差異がどうなっているか再計算してみます。

$$\begin{aligned} \text{onoise_spectrum} &= (\text{出力に現れる } R1 \text{ ノイズ } 1.6575\text{E-15}) \\ &= (\text{出力に現れる OP アンプ電圧ノイズ } 8.5229\text{E-17}) \\ &= 0.5909\text{E-15 } \text{V}^2/\text{Hz} \end{aligned}$$

が差異のノイズ量です。入力換算ですと、1/100 で、0.5909E-17 V²/Hz です。これをルートを取ってノイズ電圧量にします。2.4308E-9 V/√Hz になっています。R1 = 1kΩ でノイズ電圧量を割ると、電流量としては

$$2.4308\text{E-12 } \text{A}/\sqrt{\text{Hz}} = 2.4\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$$

です！これは最初に示した「INPUT CURRENT NOISE」の大きさとほぼ同じです。つまりこの差異は AD797 の電流性雑音の影響を与えた分になっているのです。この電流性雑音が R1 に流れ、R1 で電圧降下が発生し、ノイズ電圧になって出力に出てきているんですね！

ここまでのポイント

ここまでの流れからそのポイントとして、

- 1) AD797 が電圧性ノイズが低く、電流性ノイズが高めである
- 2) そのためある信号源抵抗を境にして、電流性ノイズの方が支配的になっていく

ということになります。これらにより信号源抵抗の高い場合には、電流性ノイズが低い OP アンプの必要性も理解いただけるものと思います。

全体の rms ノイズ量を求めてみる

あらためて、さきの (図 11 の)

$$\text{onoise_spectrum} = 2.3336\text{E-15 } \text{V}^2/\text{Hz}$$

という「1Hz 密度」がどの程度の量なのか、考えてみましょう。たとえば-3dB 帯域が 1MHz のシステムで考えますと、これが 1 次系 (-6dB/Oct で低下する) のフィルタとしてみた場合、全体のノイズ量は

$$\text{onoise_spectrum} \times 1\text{E6} \times 1.57 = 3.664\text{E-9 } \text{V}^2$$

になります。1.57 という係数は、一次フィルタの-3dB 周波数を f [Hz]として、そのフィルタを通したときの全 rms ノイズ量が、帯域幅 BW [Hz]の矩形フィルタを通したときの量と同じとしたとき

$$BW = 1.57 \times f$$

と計算されるためです。つまり帯域補正係数です。上記の数値のルートを取ると、60μV (rms)になります。

rms 値からピーク値にするには 6 倍～6.6 倍

話しが少しややこしいので、細かい話は飛ばしますが、このピーク値は 6 倍とか 6.6 倍と「概算」され、6 倍だと 360μV = 0.36mV (peak)になります。結構大きくなるものですね。

ノイズはガウス分布をしているので、6 倍とか 6.6 倍というのは、この大きさを超えるノイズピークの発生確率が誤差の範囲 (ほぼゼロ) として考えてよいという概算値です。品質管理のσの計算と実は同じなんです。

システムによっては帯域幅 BW を出来るだけ狭くして、SN 比を向上させる、というやりかたも取ります

「等価ノイズ抵抗」という概念がある

数字ばかりが並んでつまらなくなってきたかもしれません (汗)。そろそろ終わりにしましょう (笑)。信号源抵抗 R1 が 1kΩ のときには、

- R1 から生じるノイズ量

$$V_{NR1} = 4.07 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

- OP アンプ AD797 の入力換算電圧ノイズ

$$V_{NV} = 0.923 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

- OP アンプ AD797 の電流性ノイズ (2.4pA/√Hz) が信号源抵抗 R1 に流れて生じる電圧

$$V_{NI} = 2.43 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

というふうにとまとめられます。ここで

$$V_{NI} > V_{NV}$$

になっていますね。信号源抵抗 R1 が大きくなると、あるところで電流性ノイズの影響が電圧性ノイズを越してしまいます。その (ところの) 信号源抵抗の大きさ R_N は、

$$\begin{aligned} R_N &= \text{電圧性ノイズ} / \text{電流性ノイズ (それぞれ入力換算)} \\ &= 0.923 [\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}] / 2.43 [\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}] = 380 \Omega \end{aligned}$$

と計算できます。この計算により得られた値を「等価ノイズ抵抗 R_N」と言います。ただしここでは電流ノイズは入力側の端子だけで考えていますので、もう一方の端子にも抵抗がつながっている場合は、それも考慮する必要があります。

いずれにしても、ここまでの説明をベースにシミュレーションしてみれば、一発で答えが出ますから、NI Multisim で是非遊んでみてください。

現実の信号源には信号源抵抗がある

さて、ここまで「信号源抵抗がある」ことと、「信号源抵抗が大きいときは別の OP アンプを」という話、そしてノイズを生じる要素として、

- 信号源抵抗
- OP アンプの電圧性ノイズ (入力換算)
- OP アンプの電流性ノイズ (入力換算)

というお話をしてきました。しかし「信号源抵抗をなぜここまで気にするのか？」という疑問が出てくると思います。

普通、信号源は電圧源で考えることが多いわけで、「電圧源 = 内部抵抗ゼロ」と思いがちだと思います。

しかし実際のいろいろな自然界の信号、たとえばマイクの音声入力、センサ入力などなど、低いものでも数Ωから数 10Ω、多い種類のところで数 kΩ、高いもので数 GΩなど、信号源となるモノには出力抵抗成分が存在します。

フォト・ダイオードは信号源抵抗が高い

たとえばフォト・ダイオードなどは、電流電圧変換回路 (トランス・インピーダンス) になるわけで、定電流出力のフォト・ダイオードは OP アンプの反転入力 (バーチャル・ショート) のところに接続されます。

しかし、定電流というのは信号源インピーダンス (抵抗) が高いことと同じであり、ここまでの話しで、OP アンプ入力に高い信号源抵抗がつながっていることと等価です。つまり電流性ノイズが支配的になりますから、電流性ノイズの低い OP アンプを選定する必要があるわけですね。

信号源抵抗から生じるノイズに影響を与えない回路を実現

アナログ電子回路技術ノート

TNJ-005

することがこの技術ノートの趣旨

信号源抵抗からのノイズを無くすのは無理にしても（技もありますが）、「OP アンプで、ノイズを最適に少なくして、増幅する必要がある」というのがこの技術ノートの趣旨だったのです。

また入力抵抗のノイズ自体もどのくらいあるかを、SN 比という視点で十分に考慮が必要だということなんです。

まとめ

ここまで OP アンプのノイズには、電圧性と電流性があり、信号源抵抗の大きさと OP アンプの種類で、どちらが支配的になるかが決まる、とお話してきました。

繰り返しになりますが、結局はここまでの理解をベースに NI Multisim でシミュレーションしてみれば、難しい計算に悩むことなく答えが出る！というわけです。

参考文献

アナログ・デバイセズのウェブ・サイトの RAQ (Rarely Asked Questions; 珍問／難問集) に、OP アンプと抵抗のノイズに関する話題がアップされていますので、最後にご紹介しておきます。アナログ・デバイセズのエンジニア、James Bryant による記事です。

技術的なノウハウが得られる息抜きの記事です。是非ご覧ください。

- [私の低ノイズ・アンプはあまり低ノイズではありません。どこか間違えているのでしょうか？](#)
- [前回、オペアンプのノイズを外部抵抗のせいにされました。いつもそうとは限らないと思うのですが、いかがでしょうか？](#)
- [Operational Amplifier Noise \(上記のまじめな関連記事：英語\)](#)
- [抵抗 \(と老婦人\) には秘められた深みがある](#)
- [Resistors in Analog Circuitry \(上記のまじめな関連記事：英語\)](#)