

オペアンプを使用したデザインの精度：ランダム ノイズ

著者： Kumen Blake
Microchip Technology Inc.

はじめに

本アプリケーション ノートでは、低ノイズで高精度のオペアンプ回路の設計に必要な基本的な背景知識および設計理論を紹介します。特に、ローパス応答の回路において、シンプルでなおかつ高い効果のある手法や近似を紹介します。

本アプリケーション ノートの内容は、信号対ノイズ比(SNR)の高いオペアンプ回路の設計を手がけるエンジニアの方で、設計のトレードオフを短時間で効果的に評価したい方を対象にしています。

本アプリケーション ノートが扱う内容には普遍性があり、従来型の電圧帰還型 (VFB) オペアンプにも電流帰還型 (CFB) オペアンプにも当てはまります。ただし、例にはすべてマイクロチップ社の電圧帰還型オペアンプを使用しています。

また、巻末には参考資料のリストのほか、用語やコンピュータによる設計支援に関する付録も用意しています。

キーワード

- ・ オペアンプ
- ・ デバイス ノイズ
- ・ ノイズ スペクトル密度
- ・ 積分ノイズ
- ・ 信号対ノイズ比 (SNR)

前提条件

本アプリケーション ノートの内容を理解するには、次のような統計学の概念に関する知識が望まれます。

- ・ 平均
- ・ 標準偏差
- ・ 分散
- ・ ガウス (正規) 確率密度関数
- ・ ヒストグラム
- ・ 統計的独立性
- ・ 相関

基本的な回路解析に関する知識も必要です。

背景知識

ここでは、低周波ノイズ解析の基礎について説明します。この説明は本質的に理論的なものですが、実際の数値で例を挙げて概念を分かりやすく説明します。この内容が次項以降の土台となります。これらの概念の理論的な詳細は、参考資料 [2, 4, 5] を参照してください。

次項以降でこれらの概念を具体的に説明します。この分野になじみがない場合は、本アプリケーションの例で実際に作業を行いながら、全体を何度も繰り返して読むことをお勧めします。

平均はどこへ

統計学で最もよく使われる概念は、平均です。標準的な回路解析では、任意の時間において決定論的な値 (DC + AC) が得られます。これらの決定論的な値を取り除くと、後に残ったノイズ変数の平均はゼロになります。

ノイズは、平均応答についてのランダムな変動 (確率的な値) と解釈されます。ここでは線形回路を扱うので、重ね合わせを使用できます。つまり、平均とランダムな変動を加算すると正しい最終結果が得られます。

ノイズ スペクトル密度

ランダムなアナログ ノイズを解析する際、アプローチとして最も容易なのは周波数領域から始めるという方法です (時間領域の方が得意なエンジニアの方も例外ではありません)。定常的なノイズ源 (その統計が時間で変化しないもの) は、パワースペクトル密度 (PSD) 関数で表せます。

ここではアナログ電子回路を解析するので、扱うパワーの単位は W、 V^2/Ω 、 $A^2\Omega$ となります。このノイズのパワーは、統計学上の分散 (σ^2) と等しくなります。無相関なランダム変数の総和の分散は、次のとおりです。

式 1: 無相関変数の総和の分散

$$\text{var}\left(\sum_k X_k\right) = \sum_k \text{var}(X_k)$$

ここで：

X_k = 無相関なランダム変数
 $\text{var}()$ = 分散関数

回路内のさまざまなランダム ノイズ源は物理的に独立した現象によって発生しているため、この事実は非常に重要な意味を持ちます。このようにノイズ源が物理的に独立した回路ノイズ モデルでは、無相関な統計量が生成されます。

PSD は分散の概念を拡張したものです。ノイズ パワー変数の変動を全周波数帯域の多くの微小帯域に分布させます。各微小帯域のノイズ (パワーの単位は W) は、統計学的に他のどの微小帯域からも独立しています。PSD の単位は (W/Hz) なので、「密度」関数と呼ばれます。これらの概念を図 1 に示します。

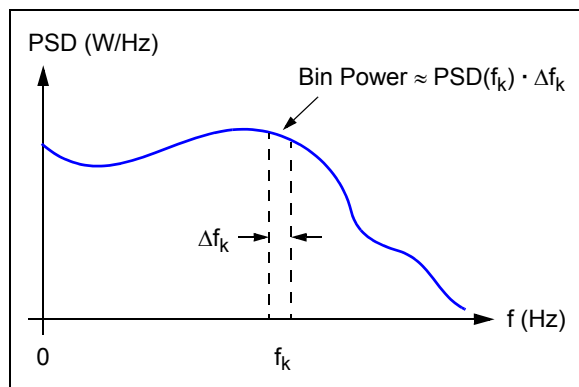


図 1: パワースペクトル密度

本アプリケーション ノートでは、PSD のグラフ (および関数) はすべて片側であり、x 軸の単位は Hz です。回路解析では伝統的に Hz が使用されますが、それは物理的なスペクトル アナライザの出力が Hz だからです。

注: ノイズに関する電子工学の文献を読む際は、次の点に注意することが非常に重要です。

- PSD は片側か両側か。
- 周波数の単位はヘルツ (Hz) かラジアン毎秒 (rad/s) か。

ほとんどの低周波回路の場合、信号やノイズはパワーではなく電圧および電流として解釈、測定されます。このため、PSD は通常、次の 2 つの等価形式で表わされます。

- ノイズ電圧密度 (e_n)。単位は (V/√Hz)
- ノイズ電流密度 (i_n)。単位は (A/√Hz)

ここで、電圧と電流は RMS 値で、それぞれ ($V_{RMS}/\sqrt{\text{Hz}}$) および ($A_{RMS}/\sqrt{\text{Hz}}$) と表記されることもあります。しかし RMS 値であることは自明なので、伝統的に RMS の添え字は省略します。

注: 慣れていないと √Hz という単位に戸惑うかもしれません。しかし PSD (単位 W/Hz) を平方根演算してノイズ電圧密度やノイズ電流密度を得ていることを考えれば、これはごく自然なことです。

厳密には、受動回路 (RLC 回路) では特定の抵抗値で変換を行う必要があります ($P = V^2/R = I^2R$)。しかし能動デバイスを含む場合のノイズ解析では、ほとんどの場合、標準抵抗値 1Ω と仮定します。

積分ノイズ

ここでは、合理的な設計判断を下すために必要となる全ノイズ変動を調べる方法を説明します。周波数に関する定積分を使用して、PSD を統計学的な分散 (標準偏差の二乗) に変換します。

計算

式 1、およびどの周波数の微小帯域のパワーも他の微小帯域から独立しているという事実により、すべての微小帯域のパワーを足し合わせていくことができます。

式 2: 全ノイズ変動

$$N \approx \sum_k (PSD(f_k) \cdot \Delta f_k)$$

$$N = \int_0^\infty PSD(f) df$$

ここで:

$$N = \text{全ノイズのパワー (W)}$$

離散的時間で測定したノイズ データに対して総和の近似を使用します。積分は連続的時間のノイズに適用されるものですが、理論上の結果を得るのに役立ちます。

よく使われる式

回路解析では、積分ノイズ (E_n) への変換は通常、ノイズ電圧密度で行います (式 3 参照)。 E_n はノイズの標準偏差です。

式 3: 積分ノイズ電圧

$$E_n = \sqrt{\int_0^\infty e_n^2(f) df}$$

ここで:

$$e_n(f) = \text{ノイズ電圧密度 (V/√Hz)}$$

$$= \sqrt{PSD(f) \cdot (1\Omega)}$$

$$E_n = \text{積分ノイズ電圧 (V}_{RMS})$$

$$= \text{標準偏差 (V}_{RMS})$$

ノイズ電流密度も積分ノイズ (I_n) に変換できます。

式 4: 積分ノイズ電流

$$I_n = \sqrt{\int_0^\infty i_n^2(f) df}$$

ここで:

$$\begin{aligned} i_n(f) &= \text{ノイズ電流密度 (A/}\sqrt{\text{Hz)}} \\ &= \sqrt{PSD(f)/(1\Omega)} \\ I_n &= \text{積分ノイズ電圧 (A}_{\text{RMS}}) \\ &= \text{標準偏差 (A}_{\text{RMS}}) \end{aligned}$$

解釈

積分 (RMS) ノイズというデータに基づいて正しく判断を下すには、確率密度関数を求める必要があります。本アプリケーション ノートの例では、ノイズはガウス (正規) 確率密度関数となります。

オペアンプ、およびプリント基板上の抵抗器内部の主なノイズ源はガウス性です。これらを合計して得られる全体のノイズもガウス性です。図 2 は、対数 y 軸上に標準のガウス確率密度関数 (平均 = 0、標準偏差 = 1) を示したものです。

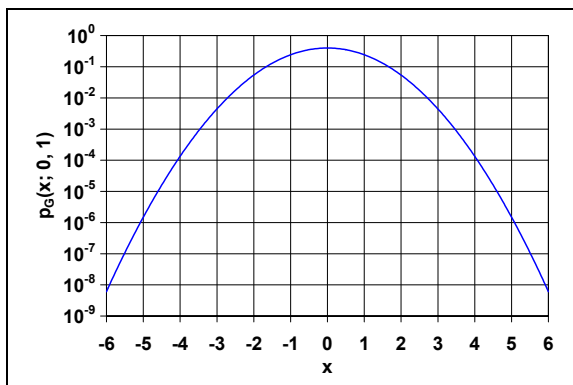


図 2: 標準のガウス確率密度関数

この曲線上の重要な点と、ランダムなガウス変数がこれらの点の外側にある確率 (両側検定) を表 1 に示します。この情報は、RMS 値 (電圧または電流) をピーク値または P-P 値に変換する際に使用します。表の見出しにある x_L は、平均からのシグマ数と呼ばれることもあります。

表 1: 重要な両側検定の確率

x_L	$P_G(x > x_L; 0, 1)$	Crest Factor (注 1)	
		Peak (V_{PK}/V_{RMS})	Peak-to-Peak (V_{P-P}/V_{RMS})
1.64	10%	1.64	3.29
2.58	1%	2.58	5.15
3.29	0.1%	3.29	6.58
4.50	6.80×10^{-6}	4.50	9.00
6.00	1.97×10^{-9}	6.00	12.00

注 1: マイクロチップ社のオペアンプのデータシートでは、 E_{ni} (通常、0.1 Hz から 10 Hz の間) を規定するのに $6.6 V_{P-P}/V_{RMS}$ を使用しています。これは、アナログ オシロスコープのトレースで観察できるノイズの範囲とほぼ同じです。

本アプリケーション ノートにおける積分ノイズの結果は、周波数からも時間からも独立しています。これらは、グローバルな意味でノイズを説明する際にのみ使用できます。2 つの異なる時間で観察されたノイズどうしの相関は、積分後には失われます。

フィルタ適用後のノイズ

我々が測定したノイズは、物理的なノイズ源内部で観察される本来の形から必ず変化しています。線形システムにおいて、ノイズに対するこうした変化を表す最も容易な方法は、ソースから出力への (周波数領域における) 伝達関数を用いることです。この結果得られる出力ノイズのスペクトル形状は、ソースのものとは異なります。

伝達関数とノイズ

参考資料 [3、4、5] でも指摘されているように、線形操作 (伝達関数で表される) の出力におけるノイズと入力ノイズの間には、伝達関数の二乗の振幅の関係があります (式 5 参照)。これは、PSD の各微小周波数帯域の相互間に統計学的な独立性がある結果と考えられます (図 1 参照)。

式 5: 出力ノイズ

$$e_{nout}^2 = \left| \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right|^2 e_{ni}^2$$

ここで:

$$\begin{aligned} e_{ni} &= V_{IN} \text{ のノイズ電圧密度 (V/}\sqrt{\text{Hz)}} \\ e_{nout} &= V_{OUT} \text{ のノイズ電圧密度 (V/}\sqrt{\text{Hz)}} \end{aligned}$$

例 1 は、シンプルな伝達関数を二乗の振幅に変換する方法を示したものです。まずラプラス変換 [2] を行います。次にフーリエ変換 (s を $j\omega$ に置き換え) を行ってから、最後に二乗の振幅の形 (ω^2 の関数) に変換しています。最後の変換は、因数分解形で変形するのが最善です。

例 1: 伝達関数の変換例

ラプラス変換の関数:

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{1 + s/\omega_p}$$

フーリエ変換の関数に置き換え:

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{1 + j\omega/\omega_p}, \quad s \rightarrow j\omega$$

二乗の振幅に変換:

$$\begin{aligned} \left| \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right|^2 &= \left| \frac{1}{1 + j\omega/\omega_p} \right|^2 = \frac{1}{1 + (\omega/\omega_p)^2} \\ &= \frac{1}{1 + (f/f_p)^2}, \quad \omega \rightarrow 2\pi f \end{aligned}$$

ここで:

- s = ラプラス周波数 (1/s)
- s = $\sigma + j\omega$
- ω = ラジアン表記の角周波数 (rad/s)
- ω_p = 極 (rad/s) の角周波数
- f = 周波数 (Hz)
- f_p = 極の周波数 (Hz)

ブリック ウォール フィルタ

伝達関数の中で数学的に最も操作しやすいのが、ブリック ウォール フィルタです。ブリック ウォール フィルタは阻止域の減衰量が無限大 (ゼロ ゲイン) で、通過域のゲインは一定 (H_M) となります (図 3 参照)。

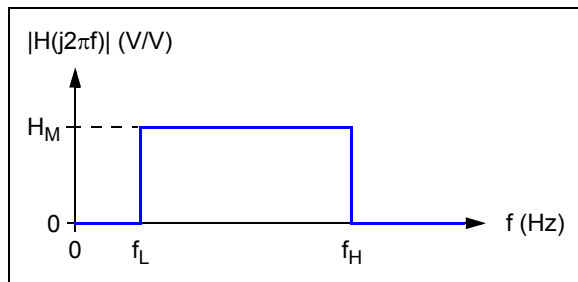


図 3: ブリック ウォール フィルタ

ここでは、3 種類のブリック ウォール フィルタを使用します (図 3 参照)。

- ローパス (f_L がゼロの場合)
 - $f_L = 0 < f_H < \infty$
- バンドパス (図のとおり)
 - $0 < f_L < f_H < \infty$
- ハイパス (f_H が無限大の場合)
 - $0 < f_L < \infty = f_H$

ブリック ウォール フィルタは、数学的にノイズを簡単に計算できるので好都合です。

しかし物理的な世界では、ブリック ウォール フィルタは理想的とはほど遠い振る舞いをします。ブリック ウォール フィルタは、有限個の回路要素では実現できません。物理的フィルタで理想的なブリック ウォール フィルタを構築しようとすると、ステップ応答にギブス現象 (オーバーシュートやリングングがなかなか減衰しない) が見られる、ノイズが大きくなる (極の Q 値が高いため)、実装が難しいという 3 つの基本的な問題が発生します。

注: フィルタの教科書などで「理想的な」ブリック ウォール フィルタなどの記述がある場合はそのことを念頭に置いて読むようにしてください。

積分ノイズ電圧の積分計算 (式 3 および式 4) は、ブリック ウォール フィルタを使用する場合が最もシンプルになります。式 6 に示すように、この場合、ブリック ウォール フィルタの周波数の f_L と f_H が新しい積分範囲となります。積分電流ノイズについても同様に扱います。

式 6: ブリック ウォール フィルタを使用した積分ノイズ

$$\begin{aligned} E_{nout} &= \sqrt{\int_0^\infty e^2_{nout}(f) df} \\ &= \sqrt{\int_0^\infty e^2_{ni}(f) \left| \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right|^2 df} \\ &= H_M \cdot \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} e^2_{ni}(f) df} \end{aligned}$$

ここで:

- f_L = 低域カットオフ周波数 (Hz)
- f_H = 高域カットオフ周波数 (Hz)
- H_M = 通過域のゲイン (V/V)

これらの計算をコンピュータで実行できる一般的な回路シミュレータおよび数式処理システムの詳細は、付録 B「コンピュータの利用」を参照してください。

ホワイト ノイズ

ホワイト ノイズの PSD は、すべての周波数で一定です。ホワイト ノイズの名称は、すべての可視波長 (周波数) が均等に混ざった光が白色であることに由来しています。これは、現実世界のノイズ現象を数学的に抽象化したものです。

真のホワイト ノイズの PSD は、無限大の積分ノイズを生成します。しかしすべての回路および物理的材料には帯域幅の限界があるため、このことが物理的に問題となることはありません。

ここでは、数学的に最も操作しやすいホワイト ノイズから見ていくことにします。その他のスペクトル形状は、以降の項で取り上げます。

ノイズ パワー帯域幅

ホワイトノイズがブリックウォールフィルタを通過した場合 (図 3 参照) の積分ノイズは、非常にシンプルな計算で求められます。式 6 は、次の式に簡略化できます。

式 7: ブリックウォールフィルタを使用した積分ホワイトノイズ

$$E_{nout} = H_M e_{ni} \sqrt{f_H - f_L}$$

ここで:

$$\begin{aligned} e_{ni} &= \text{入力ノイズ電圧密度 (V}/\sqrt{\text{Hz}}) \\ e_{nout} &= \text{出力ノイズ電圧密度 (V}/\sqrt{\text{Hz}}) \end{aligned}$$

通常、この式はノイズパワー帯域幅 (NPBW) と呼ばれるもので表されます。NPBW とは、ホワイトノイズ密度を正しい積分ノイズ値に変換する帯域幅 (平方根記号の中) です。ブリックウォールフィルタの場合は、式 8 を使用できます。

式 8: NPBW で表した積分ホワイトノイズ

$$E_{nout} = H_M e_{ni} \sqrt{NPBW}$$

ここで:

$$NPBW = f_H - f_L \text{ (ブリックウォールフィルタの場合)}$$

ハイパスフィルタでは、無限大の積分ノイズが生じるように見えます。しかし実際の回路では帯域幅に制限があるので、 f_H は有限です (バンドパス応答)。

注: NPBW はホワイトノイズにのみ適用されます。他のノイズスペクトル形状には、より複雑な式、またはコンピュータによるシミュレーションが必要になります。

回路のノイズ源

ここでは、回路のノイズ源となる各種部品と、そのソースと出力の間の伝達関数を取り上げます。

ダイオードのショットノイズ

ダイオードとバイポーラトランジスタはショットノイズを発生します。これは、電子がランダムな到着時間にポテンシャル障壁を横切ることの影響によるものです。ダイオードの等価回路モデルを図 4 に示します。

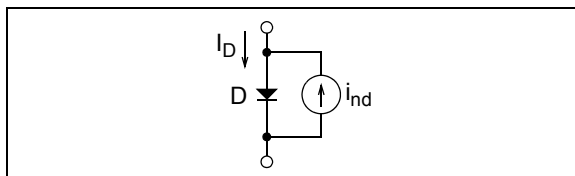


図 4: 物理に基づいたダイオードのノイズモデル

ショットノイズの電流密度の大きさは、ダイオードの直流電流 (I_D) と電子の電荷 (q) によって変化します。これは通常、ホワイトノイズとしてモデル化されます (式 9)。

式 9: ダイオードのショットノイズ

$$i_{nd} = \sqrt{2q|I_D|}$$

ここで:

$$\begin{aligned} q &= \text{電子の電荷} \\ &= 1.602 \times 10^{-19} \text{ (C)} \\ I_D &= \text{ダイオードの電流 (A)} \end{aligned}$$

具体的な例を見てみましょう。

例 2: ダイオードのショットノイズの計算

次の場合:

$$I_D = 1 \text{ mA}$$

計算:

$$\begin{aligned} i_{nd} &= \sqrt{2(1.602 \times 10^{-19} \text{ C})(1 \text{ mA})} \\ &= 17.9 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}} \end{aligned}$$

注: 本アプリケーションノートの計算結果はすべて小数点以下の桁数を必要以上に多くとっていますが、実際は小数点以下第 2 位で十分です。桁数を多くしているのは、読者が実際の計算結果を確認しやすくなるためです。

抵抗器のサーマルノイズ

抵抗器内部のサーマルノイズは通常、(関係する周波数と温度の範囲で) ホワイトノイズとしてモデル化されます。このノイズは直流電流には関係なく、抵抗器の温度によって変化します。この現象は、導体や CMOS トランジスタのチャネルなど、抵抗性のあるすべての物質に見られます。

図 5 に、抵抗器のサーマルノイズ電圧および電流密度のモデルを示します。回路解析をしやすくなるため、ソースには極性を示しています。

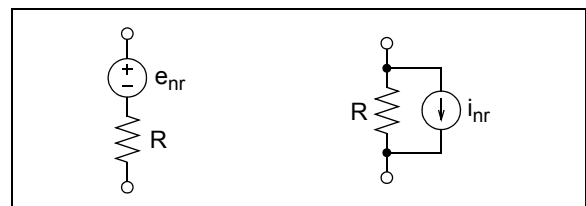


図 5: 物理に基づいた抵抗器のノイズモデル

等価ノイズ電圧および電流スペクトル密度は次のようになります(273.15 K = 0°Cであることに注意してください)。

式 10: 抵抗器のサーマル ノイズ密度

$$e_{nr} = \sqrt{4kT_A R}$$

$$i_{nr} = \sqrt{4kT_A / R}$$

ここで:

k = ボルツマン定数
 $= 1.381 \times 10^{-23}$ (J/K)
 T_A = 周囲温度 (K)
 R = 抵抗値 (Ω)

$4kT_A$ は抵抗器の内部パワーを表します。別の抵抗器が利用できる最大パワーは、 kT_A です (抵抗値が等しい場合)。物理学では両側のノイズ スペクトルがよく使われるので、多くの場合、利用可能な最大パワーは $kT_A/2$ と表されます。

ここで、例として 1 k Ω の抵抗器を使用します。

例 3: サーマル ノイズ密度の計算

次の場合:

$$R = 1 \text{ k}\Omega$$

$$T_A = 25^\circ\text{C} = 298.15 \text{ K}$$

ノイズ電圧密度の計算:

$$e_{nr} = \sqrt{4(1.381 \times 10^{-23} \text{ J/K})(298.15 \text{ K})}$$

$$= 4.06 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

ノイズ電流密度の計算:

$$i_{nr} = \sqrt{4(1.381 \times 10^{-23} \text{ J/K})/(298.15 \text{ K})}$$

$$= 4.06 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$$

オペアンプのノイズ

オペアンプのノイズは3つのノイズ源でモデル化されます。1つは入力ノイズ電圧密度 (e_{ni}) に対するもので、後の2つは入力ノイズ電流密度 (i_{bn} と i_{bi}) に対するものです。これら3つのノイズ源はすべて物理的に独立しているので、統計的に無相関です。図 6 に、このモデルを示します。これは、[1] で紹介されている DC 誤差モデルとほぼ同じものです。

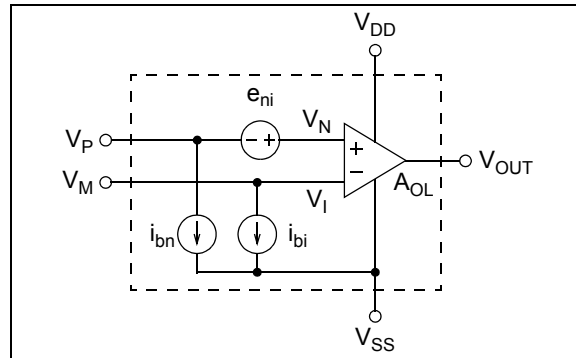


図 6: 物理に基づいたオペアンプのノイズモデル

ノイズ電圧源はオペアンプのもう一方の入力に置くこともできます (負のピンを V_I に接続し、正のピンを V_M に接続する)。この接続でも、同じ出力電圧 (V_{OUT}) が得られます。

電圧帰還 (VFB) 型オペアンプでは、2つのノイズ電流源は同じ大きさとなります。この大きさはマイクロチップ社のオペアンプのデータシートでは記号 i_{ni} で表記されており、単位は fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ です (f はフェムトで、 10^{-15} を表します)。

ここでは、これらスペクトル密度のホワイト ノイズの部分について論じます。1/f ノイズについては後述します。

文献によっては、アンプのノイズモデルに 1 つしかノイズ電流源が記載されていないことがあります。このような場合、もう 1 つのノイズ電流のパワーがノイズ電圧の大きさの中に組み込まれています。

注: オペアンプには、物理的に独立した2つのノイズ電流源があることに注意してください。

電流帰還 (CFB) 型オペアンプでは、2つの入力バイアス電流 (I_{BN} と I_{BI}) の大きさが異なるため、2つのノイズ電流源 (i_{bn} と i_{bi}) は大きさが異なります。これらは、物理的に独立した統計的に無相関な過程によって生成されます。通常、CFB オペアンプは、100 MHz 以上などの広帯域幅のアプリケーションで使用されます。

マイクロチップ社の CMOS 入力オペアンプのノイズ電流密度は、入力ピンの ESD ダイオード漏れ電流 (仕様には入力バイアス電流 I_B として記載) に基づきます。表 2 に、MCP6241 オペアンプの各温度時のホワイト ノイズ電流値を示します。

表 2: MCP6241 (CMOS 入力) のノイズ電流密度

T_A (°C)	I_B (pA)	i_{ni} (fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$)
25	1	0.57
85	20	2.5
125	1100	19

表 3 に、MCP616 オペアンプの各温度時のホワイト入力ノイズ電流密度を示します。このオペアンプはバイポーラ (PNP) 入力です。ベース電流は入力バイアス電流で、これは温度が上昇すると減少します。

表 3: MCP616 (バイポーラ入力) のノイズ電流密度

T_A (°C)	I_B (nA)	i_{ni} (fA/√Hz)
-40	-21	82
25	-15	69
85	-12	62

一般に、入力ノイズ電圧密度 (e_{ni}) は温度が変化してもそれほど大きく変化しません。

注: ノイズ電流密度 (i_{ni}) は温度 (T_A) によって大きく変化します。

注: ほとんどの場合、 I_B と T_A の関係およびショットノイズの式を使用して T_A に対する i_{ni} を計算できます。唯一の例外は、入力バイアス電流キャンセル回路を内蔵したオペアンプです。

伝達関数

回路内の各ノイズ源から出力までの伝達関数を求める必要があります。これは、SPICE シミュレーション (付録 B 「コンピュータの利用」 参照) または手計算による解析で求められます。本アプリケーションノートでは、内容の理解を深め、設計に役立つ近似を得るために、手計算のアプローチを重視します。

手計算のアプローチで最も簡単なのは、ラプラス周波数変数 (s) を用いた回路解析です。図 7 に、抵抗器、インダクタ、コンデンサとそれぞれのインピーダンス (s を使用) を示します。

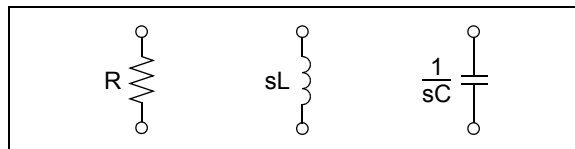


図 7: 一般的な受動素子のインピーダンスモデル

ノイズ解析プロセス

ここでは、通常のノイズ設計における解析プロセスを説明します。ここでは、プロセスを分かりやすくするため、非常にシンプルなノイズ設計問題を使用します。

シンプルな例

図 8 に、オペアンプとローパス ブリック ウォール フィルタ ($f_L = 0$) を使用した回路を示します。このフィルタの帯域幅 (f_H) は 10 kHz で、ゲイン (H_M) は 1 V/V です。オペアンプの入力ノイズ電圧密度 (e_{ni}) は 100 nV/√Hz で、GB 積は f_H よりはるかに大きくなります。

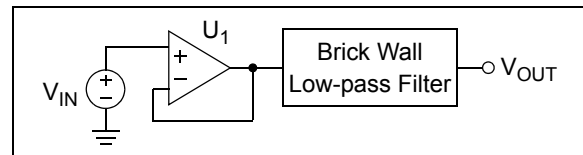


図 8: オペアンプ回路

図 9 に、オペアンプのノイズ電圧密度 (e_{ni}) と出力ノイズ電圧密度 (e_{nout}) の両方を示します。 e_{nout} は、 e_{ni} とローパス ブリック ウォール フィルタの通過域ゲイン (H_M) を乗算したものであることに着目してください。

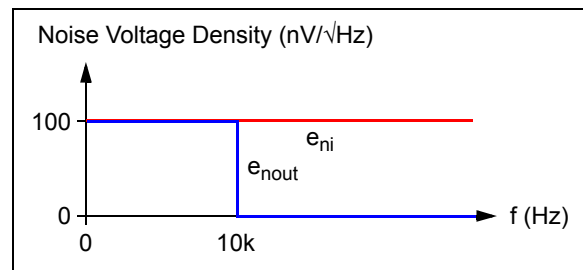


図 9: ノイズ電圧密度

この回路では、ノイズ電流密度 i_{bn} および i_{bi} はともに電圧源とオペアンプ出力に流れ込み、ゼロ インピーダンスとなるので無視できます。

これで、出力における積分ノイズ (E_{nout}) を計算によって求められます。計算結果を 3 種類の単位 (RMS、ピーク、P-P) で表すと次のようになります。

例 4: 積分ノイズの計算

$$\begin{aligned}
 E_{nout} &= \sqrt{\int_0^{\infty} e_{nout}^2(f) df} \\
 &= \sqrt{\int_0^{10 \text{ kHz}} (100 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}})^2 df} \\
 &= (100 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}) \sqrt{10 \text{ kHz}} \\
 &= 10 \mu\text{V}_{\text{RMS}} = 33 \mu\text{V}_{\text{PK}} = 66 \mu\text{V}_{\text{P-P}}
 \end{aligned}$$

注: 本アプリケーションノートでは、クレストファクタ 3.3 $\text{V}_{\text{PK}}/\text{V}_{\text{RMS}}$ (または 6.6 $\text{V}_{\text{P-P}}/\text{V}_{\text{RMS}}$) を使用します。

図 10 は、数値シミュレーションによって求めた出力ノイズの時間変化を示したものです。 E_{nout} は、このノイズの変動を表します。同じデータをヒストグラムで表したものが図 11 です。図 11 内の曲線は、理想的なガウス確率密度関数 (平均と変動が同データのそれらと同じ) を表しています。

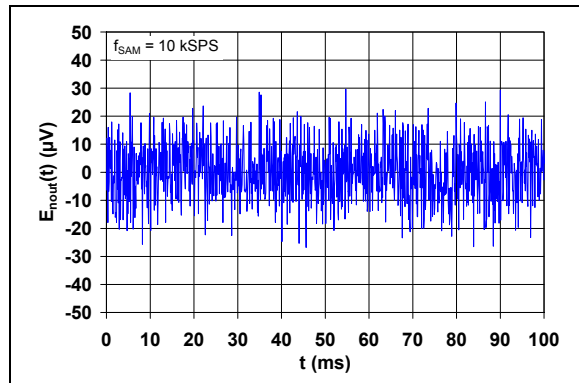


図 10: 出力ノイズの時間波形

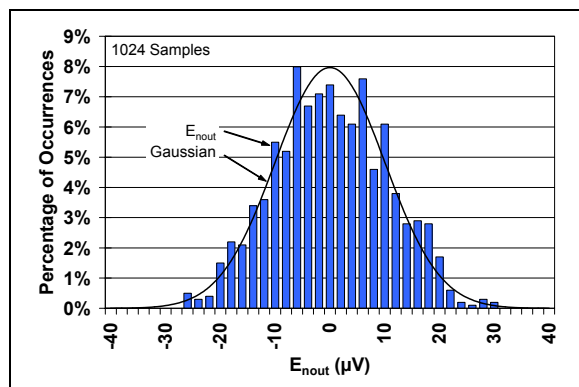


図 11: 出力ノイズのヒストグラム

プロセスのまとめ

ここまでで紹介した基本的なプロセスを以下にまとめます。

- ノイズとフィルタに関する情報を収集する
- ノイズ源におけるノイズを出力におけるノイズに変換する
- 出力ノイズ成分を積分して 1 つにまとめる
- 出力信号への影響を評価する

フィルタ適用後のノイズ

ここでは、オペアンプの出力にフィルタを使用した回路を説明します。この説明では、実数極を持つフィルタを例に挙げながら理解を深め、設計に役立つ式を求めています。

回路内の受動素子がノイズに与える影響は、ここでは考慮しません (後の項で説明します)。フィルタによって生成されるノイズも、ここでは無視します。

実数極を 1 つ持つローパス フィルタ

図 12 は、オペアンプの出力に実数極を 1 つ (f_p) 持つローパス フィルタを接続した回路図です。図 8 同様、 i_{bn} と i_{bi} のソースはゼロ インピーダンスとなるため、ノイズ電流密度については考慮する必要がありません。ここでは、 f_p はオペアンプの帯域幅よりはるかに低いため、オペアンプの帯域幅は無視できるものと仮定します。

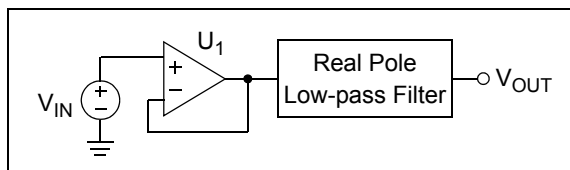


図 12: ローパス フィルタを使用したオペアンプ回路

出力積分ノイズを計算するためには、フィルタの伝達関数が必要です。この伝達関数は二乗の振幅の形とする必要があります (結果の導出方法の詳細は例 1 を参照)。

式 11: ローパス伝達関数

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{1 + j\omega/\omega_p}$$

$$\left| \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right|^2 = \frac{1}{1 + (f/f_p)^2}$$

図 13 は、この伝達関数の振幅を dB で表したものです。

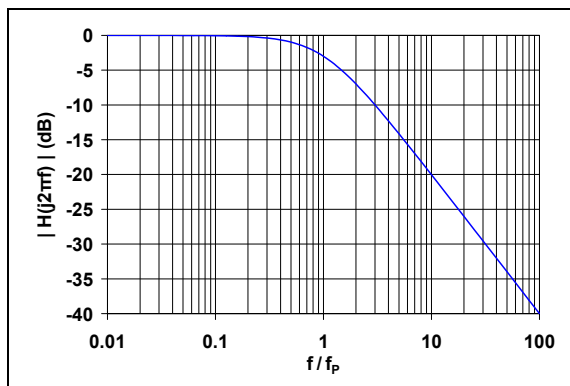


図 13: フィルタの振幅特性

オペアンプの入力ノイズ電圧密度(e_{ni})がホワイトであると仮定すると、次の積分ノイズが得られます。

式 12: 積分ノイズの導出

$$\begin{aligned} E_{nout} &= \sqrt{\int_0^\infty e_{nout}^2(f) df} = \sqrt{\int_0^\infty \frac{e_{ni}^2 df}{1+f^2/f_p^2}} \\ &= e_{ni} \sqrt{f_p [\tan^{-1}(f/f_p)]_0^\infty} \\ &= e_{ni} \sqrt{(\pi/2) \cdot f_p} \end{aligned}$$

よって、このフィルタのノイズパワー帯域幅(NPBW)は次のとおりとなります(式 8 参照)。

式 13: ノイズパワー帯域幅

$$NPBW = (\pi/2) \cdot f_p$$

NPBW を小さくすると積分出力ノイズも必ず小さくなりますが、あまり小さくしすぎると信号応答が低下します。フィルタの -3 dB 帯域幅(BW)を、目的の信号のBWと少なくとも同じだけ大きくとる必要があります(f_p はこのフィルタのBW)。

ローパス フィルタでは、ステップ応答の最大許容立ち上がり時間に基づいてBWを選択することもできます [6] (この方法は合理的なローパス フィルタ全般に使用できます)。

式 14: 立ち上がり時間と帯域幅

$$t_R \approx 0.35/BW$$

ここで:

BW = ローパス フィルタの -3 dB 帯域幅 (Hz)

t_R = 10% ~ 90% の立ち上がり時間 (s)

ここで、帯域幅を適度に広く設定した数値例を計算してみましょう。ノイズはフィルタの帯域幅によって制限されます。

例 5: 積分ノイズの計算

フィルタの仕様:

$$f_p = BW = 10 \text{ kHz}$$

$$\text{Gain} = 1 \text{ V/V}$$

オペアンプの仕様:

$$e_{ni} = 100 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

$$BW = 1 \text{ MHz}$$

フィルタの立ち上がり時間:

$$t_R \approx 35 \text{ } \mu\text{s}$$

積分ノイズの計算:

$$f_p \ll \text{オペアンプの帯域幅}$$

$$NPBW = (\pi/2) \cdot (10 \text{ kHz}) = 15.8 \text{ kHz}$$

$$\begin{aligned} E_{nout} &= (100 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}) \cdot \sqrt{(15.8 \text{ kHz})} \\ &= 12.6 \text{ } \mu\text{V}_{RMS} = 41.4 \text{ } \mu\text{V}_{PK} = 82.9 \text{ } \mu\text{V}_{P-P} \end{aligned}$$

実数極を 2 つ持つローパス フィルタ

図 14 に示したローパス フィルタには、実数極が 2 つあります(f_{p1} と f_{p2})。図 8 同様、 i_{bn} と i_{bi} のソースはゼロ インピーダンスとなるため、ノイズ電流密度については考慮する必要がありません。ここでは、 f_{p1} と f_{p2} はオペアンプの帯域幅よりはるかに低いため、オペアンプの帯域幅は無視できるものと仮定します。

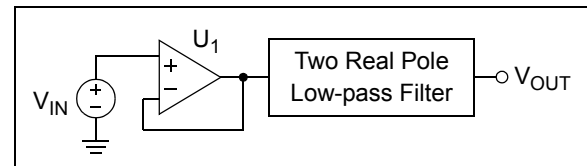


図 14: ローパス フィルタを使用したオペアンプ回路

このフィルタの伝達関数と、振幅を二乗した伝達関数(ω^2 の関数)を因数分解形で表すと、次のとおりとなります。

式 15: ローパス伝達関数

$$\begin{aligned} \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} &= \frac{1}{1+j\omega/\omega_{p1}} \cdot \frac{1}{1+j\omega/\omega_{p2}} \\ \left| \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right|^2 &= \frac{1}{1+(f/f_{p1})^2} \cdot \frac{1}{1+(f/f_{p2})^2} \end{aligned}$$

ここで:

f_{p1} = 1 番目の極の周波数 (Hz)

f_{p2} = 2 番目の極の周波数 (Hz)

図 15 は、 f_{p2} が f_{p1} の 2 倍のときの伝達関数の振幅を dB で表したものです。

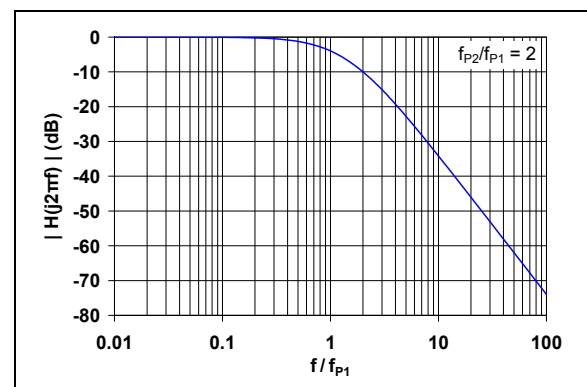


図 15: フィルタの振幅特性

NPBW は、前述したのと同じ手順で計算できます。

式 16: NPBW

$$NPBW = \left(\frac{\pi}{2}\right) \sqrt{\frac{1}{f_{P1}} + \frac{1}{f_{P2}}}$$

先ほどと同じように、NPBW と BW はよく似ており、BW は立ち上がり時間とトレードオフの関係にあります (式 14 参照)。

式 17: BW

$$BW = \frac{f_{P1}}{\sqrt{X + \sqrt{1 + X^2}}}, \quad X = 1 + \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{f_{P1}}{f_{P2}}\right)^2$$

ここで:

$$f_{P1} \leq f_{P2}$$

ここで、オペアンプの帯域幅を無視できる場合の数値例を計算してみましょう。

例 6: 積分ノイズの計算

フィルタの仕様:

$$f_{P1} = 13.4 \text{ kHz}$$

$$f_{P2} = 26.8 \text{ kHz}$$

$$\text{Gain} = 1 \text{ V/V}$$

オペアンプの仕様:

$$e_{ni} = 100 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

$$BW = 1 \text{ MHz}$$

フィルタの帯域幅と立ち上がり時間:

$$BW = 9.98 \text{ kHz}$$

$$t_R \approx 35 \text{ } \mu\text{s}$$

積分ノイズの計算:

$$f_{P2} \ll \text{オペアンプの帯域幅}$$

$$NPBW = 14.0 \text{ kHz}$$

$$\begin{aligned} E_{nout} &= (100 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}) \cdot \sqrt{(14.0 \text{ kHz})} \\ &= 11.8 \text{ } \mu\text{V}_{\text{RMS}} = 39.0 \text{ } \mu\text{V}_{\text{PK}} = 78.1 \text{ } \mu\text{V}_{\text{P-P}} \end{aligned}$$

2 つの極がどちらも 15.5 kHz として、同じ例をもう一度計算してみましょう。

例 7: 積分ノイズの計算

フィルタの仕様の変更:

$$f_{P1} = f_{P2} = 15.5 \text{ kHz}$$

フィルタの帯域幅と立ち上がり時間:

$$BW = 9.98 \text{ kHz}$$

$$t_R \approx 35 \text{ } \mu\text{s}$$

積分ノイズの計算:

$$f_{P2} \ll \text{オペアンプの帯域幅}$$

$$NPBW = 12.2 \text{ kHz}$$

$$\begin{aligned} E_{nout} &= (100 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}) \cdot \sqrt{(12.2 \text{ kHz})} \\ &= 11.0 \text{ } \mu\text{V}_{\text{RMS}} = 36.4 \text{ } \mu\text{V}_{\text{PK}} = 72.9 \text{ } \mu\text{V}_{\text{P-P}} \end{aligned}$$

実数極を 1 つ持つハイパス フィルタ

図 16 は、オペアンプの出力に実数極を 1 つ (f_p) 持つハイパス フィルタを接続した回路図です。図 8 同様、 i_{bn} と i_{bi} のソースはゼロ インピーダンスとなるため、ノイズ電流密度については考慮する必要がありません。実際の回路では、 f_p よりはるかに高い周波数 (f_H) のローパスフィルタを使用して、積分ノイズが無限大になるのを防ぐ必要があります。他に何もなくとも、オペアンプの BW を使用して NPBW を制限できます。

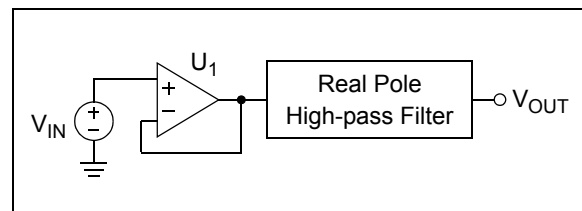


図 16: ハイパス フィルタを使用したオペアンプ回路

このフィルタの伝達関数と、振幅を二乗した伝達関数 (ω^2 の関数) を因数分解形で表すと、次のとおりとなります。

式 18: ハイパス伝達関数

$$\begin{aligned} \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} &= \frac{j\omega/\omega_p}{1 + j\omega/\omega_p}, \quad \omega < \omega_H \\ &= 0, \quad \omega \geq \omega_H \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \left| \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right|^2 &= \frac{(f/f_p)^2}{1 + (f/f_p)^2}, \quad f < f_H \\ &= 0, \quad f \geq f_H \end{aligned}$$

ここで:

$$f_p = \text{極の周波数 (Hz)}$$

$$f_H = \text{ローパス NPBW (Hz)}$$

図 17 は、この伝達関数の振幅を dB で表したものです (f_H は表示していません)。

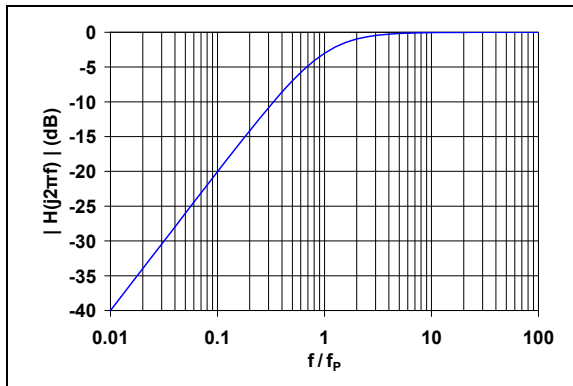


図 17: フィルタの振幅特性

NPBW は、前述したのと同じ手順で計算できます (f_H が積分ノイズの式において積分の上限となる)。

式 19: NPBW

$$NPBW = f_H - (\pi/2) \cdot f_P$$

ここで:

$$f_P \ll f_H$$

ここで、オペアンプの帯域幅をフィルタの極よりもはるかに高く設定して (実際によくあるケースですが)、数値例を計算してみましょう。

例 8: 積分ノイズの計算

フィルタの仕様:

$$f_P = 10 \text{ kHz}$$

$$f_H = \text{Op amp's NPBW}$$

$$\text{Gain} = 1 \text{ V/V}$$

オペアンプの仕様:

$$e_{ni} = 100 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

$$BW = 1 \text{ MHz}$$

$$NPBW \approx (\pi/2) \cdot BW = 1.57 \text{ MHz}$$

積分ノイズの計算:

$$f_P \ll \text{オペアンプの帯域幅}$$

$$NPBW = (1.57 \text{ MHz}) - (15.8 \text{ kHz}) = 1.55 \text{ MHz}$$

$$E_{nout} = (100 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}) \cdot \sqrt{(1.55 \text{ MHz})}$$

$$= 124 \mu\text{V}_{RMS} = 411 \mu\text{V}_{PK} = 822 \mu\text{V}_{P-P}$$

注: f_H と f_P が近い場合を除き、ハイパスフィルタの NPBW は積分ノイズにはほとんど影響を与えません (ただしこの場合、ハイパスではなくバンドパスフィルタとなります)。

実数極を 2 つ持つバンドパス フィルタ

図 18 は、実数極を 2 つ (ハイパス極 f_{P1} とローパス極 f_{P2}) 持つバンドパス フィルタを使用したオペアンプ回路です。図 8 同様、 i_{bn} と i_{bi} のソースはゼロインピーダンスとなるため、ノイズ電流密度については考慮する必要がありません。ここでは、オペアンプの帯域幅は f_{P1} および f_{P2} よりはるかに高いものと仮定して、オペアンプの帯域幅を無視することになります。

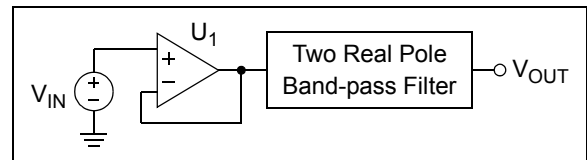


図 18: バンドパス フィルタを使用したオペアンプ回路

このフィルタの伝達関数と、振幅を二乗した伝達関数 (ω^2 の関数) を因数分解形で表すと、次のとおりとなります。

式 20: バンドパス伝達関数

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{j\omega/\omega_{P1}}{1 + j\omega/\omega_{P1}} \cdot \frac{1}{1 + j\omega/\omega_{P2}}$$

$$\left| \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right|^2 = \frac{(f/f_{P1})^2}{1 + (f/f_{P1})^2} \cdot \frac{1}{1 + (f/f_{P2})^2}$$

ここで:

$$f_{P1} = \text{ハイパス極の周波数 (Hz)}$$

$$f_{P2} = \text{ローパス極の周波数 (Hz)}$$

図 19 は、この伝達関数の振幅を dB で表したものです ($f_{P2} = 100 f_{P1}$)。

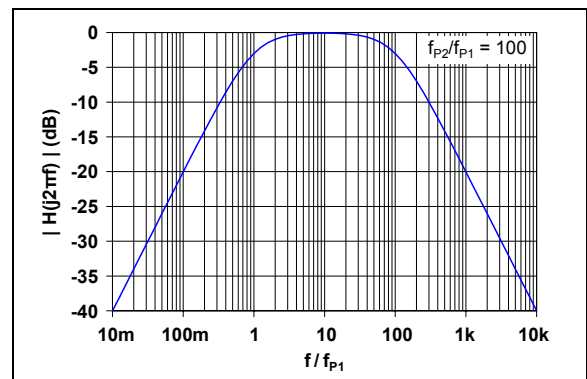


図 19: フィルタの振幅特性

NPBW の導出には、数式処理システムを使用すると便利です。

式 21: NPBW

$$NPBW = (\pi/2) \cdot f_{P2} \cdot \frac{1}{1 + f_{P1}/f_{P2}}$$

ここで、もう 1 つの数値例を計算してみましょう。

例 9: 積分ノイズの計算

フィルタの仕様:
 $f_{P1} = 100\text{ Hz}$
 $f_{P2} = 10\text{ kHz}$
 $\text{Gain} = 1\text{ V/V}$

オペアンプの仕様:
 $e_{ni} = 100\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
 $\text{BW} = 1\text{ MHz}$

積分ノイズの計算:
 $f_{P2} \ll \text{オペアンプの帯域幅}$
 $\text{NPBW} = (15.7\text{ kHz})/1.01 = 15.5\text{ kHz}$
 $E_{nout} = (100\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}) \cdot \sqrt{(15.5\text{ kHz})}$
 $= 12.5\text{ }\mu\text{V}_{\text{RMS}} = 41.2\text{ }\mu\text{V}_{\text{PK}} = 82.3\text{ }\mu\text{V}_{\text{P-P}}$

その他のフィルタに関するコメント

ここでは、他のフィルタが出力積分ノイズに与える影響、フィルタ次数が $n=1$ より大きい場合に NPBW を求める非常にシンプルな近似およびフィルタ内部で発生するノイズについて説明します。

いくつかのシンプルなローパス フィルタ

表 4 に、いくつかのローパス フィルタ (最大 5 次まで) の NPBW と BW の比を示します。

表 4: いくつかのローパス フィルタの NPBW

Low-pass Filter Type	NPBW / BW				
	n = 1	n = 2	n = 3	n = 4	n = 5
Identical Real Poles	1.571	1.220	1.155	1.128	1.114
Bessel	1.571	1.153	1.071	1.046	1.038
Butterworth	1.571	1.111	1.047	1.026	1.017

注: ごく大まかに言って、ほとんどすべてのフィルタで NPBW は -3 dB の帯域幅に相当します (主な例外は $n=1$ のとき)。

選択性の大きいフィルタ

このほか、 $n>1$ のときに遷移域の急峻なフィルタとしてチェビシェフ、逆チェビシェフ、エリプティック フィルタなどがあります。これらのフィルタは遷移域 (通過域と阻止域の間) が狭いため、NPBW と BW の比は 1 に近くなります。遷移域が狭いため、出力の積分ノイズも減少します。ただしステップ応答にはリングングが多く、減衰も遅くなります。

ここでも、NPBW は -3 dB 帯域幅の近似として求められます。より正確な結果は、シミュレーションによって得られます (付録 B 「コンピュータの利用」を参照)。

フィルタ内部のノイズ

後で詳しく紹介しますが (図 25 参照)、アクティブフィルタは最初に予想したよりもはるかに多くのノイズを発生することがあります。フィルタ内部のオペアンプによって、フィルタの出力にフィルタより広い帯域幅のノイズ電圧密度が生じます。この帯域幅は、オペアンプの帯域幅と同じ広さとなることもあります。抵抗器とオペアンプによるノイズの影響はフィルタ通過域の端でピークとなる (ノイズが大きくなる) 傾向があり、これによって出力積分ノイズも大きくなります。

複数のノイズ源

ここでは、複数のノイズ源を1つの出力積分ノイズ結果にまとめる方法として、2種類のアプローチを紹介します。この知識を、シンプルなR-Cローパスフィルタおよび非反転ゲイン回路に応用します。

ノイズ出力の合成

ノイズ結果を出力で合成する際は、次の統計的独立性を利用します。

- 全周波数範囲における各微小帯域の PSD ノイズ
- 物理的に独立したノイズ源

これらの独立性により、相関について考える必要がないため、計算は簡単です。

出力ノイズ密度を1つずつ積分し、次に二乗和のアプローチで結果を1つにまとめられます(式1参照)。または、最初に二乗和のアプローチですべてのノイズ密度を足してから、その結果のノイズ密度を積分することもできます。

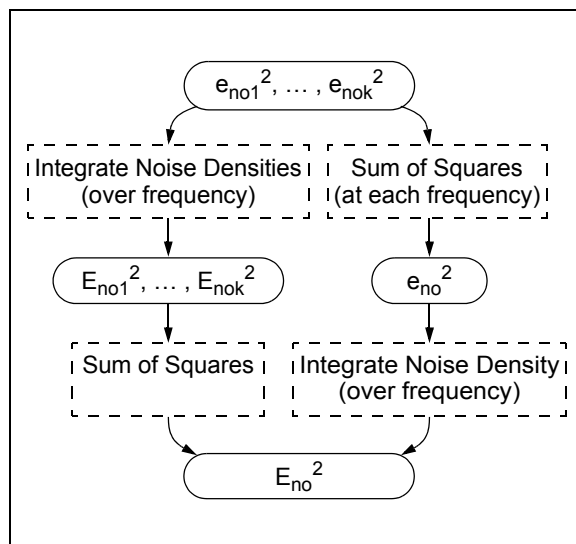


図 20: 出力ノイズ成分を1つにまとめる方法

どちらのアプローチにも長所があります。最初に積分を行うと、どのノイズ源が支配的であるかを判断できます。手計算ではこちらの方が便利です。最初に出出力ノイズ密度を求める方法は、設計時の周波数シェーピング要素の調整に便利です。コンピュータシミュレーションではこちらの方が簡単です。

次の項(「R-C ローパス フィルタ」)では、図 20 の左側のアプローチを、その次の項(「非反転ゲイン回路」)では、図 20 の右側のアプローチを説明します。

R-C ローパス フィルタ

図 21 は、実数極を1つ(f_p)持つR-Cローパスフィルタを使用した回路です。図 8 同様、 i_{bn} と i_{bi} のソースはゼロインピーダンスとなるため、ノイズ電流密度については考慮する必要がありません。ここでは、 f_p はオペアンプの帯域幅よりはるかに低いため、オペアンプの帯域幅は無視できるものと仮定します。

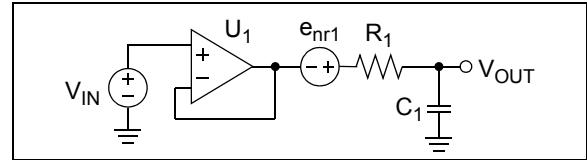


図 21: R-C ローパス フィルタを使用した回路

このR-Cローパスフィルタを理解するために、最初にノイズ密度の積分から始めます。この回路は図 12 と似ていますが、 R_1 のサーマルノイズを追加しています。

このフィルタの伝達関数と、振幅を二乗した伝達関数(ω^2 の関数)を因数分解形で表すと、式 22 のとおりとなります(図 13 は、伝達関数の振幅をdBで表したものです)。

式 22: R-C ローパス フィルタの伝達関数

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1/(sC_1)}{R_1 + 1/(sC_1)} = \frac{1}{1 + sR_1C_1} \rightarrow \frac{1}{1 + j\omega/\omega_p}$$

$$\left| \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right|^2 = \left| \frac{V_{OUT}}{e_{nr1}} \right|^2 = \frac{1}{1 + (f/f_p)^2}$$

ここで:

$$\begin{aligned} f_p &= \text{R-C フィルタの極の周波数 (Hz)} \\ &= 1/(2\pi R_1 C_1) \\ \omega_p &= 2\pi f_p \end{aligned}$$

NPBW は、前述したのと同じ手順で計算できます。式 14 に示した NPBW (または BW) と t_R のトレードオフは、このフィルタにも当てはまります。

式 23: NPBW

$$NPBW = (\pi/2) \cdot f_p$$

積分ノイズは次のようになります。

式 24: 積分ノイズ

$$\begin{aligned} E_{noU1} &= e_{ni} \cdot \sqrt{NPBW} \\ E_{noR1} &= e_{nr1} \cdot \sqrt{NPBW} \\ &= \sqrt{4kT_A R_1} \cdot \sqrt{(\pi/2)/(2\pi R_1 C_1)} \\ &= \sqrt{kT_A/C_1} \\ E_{nout} &= \sqrt{E_{noU1}^2 + E_{noRC}^2} \end{aligned}$$

ここで:

$$\begin{aligned} E_{noU1} &= U_1 \text{ の出力の積分ノイズ (V}_{RMS}\text{)} \\ E_{noR1} &= R_1 \text{ の出力の積分ノイズ (V}_{RMS}\text{)} \\ E_{nout} &= \text{出力の積分ノイズの合計 (V}_{RMS}\text{)} \end{aligned}$$

E_{noR1} の最後の式 ($\sqrt{kT_A/C_1}$) は、一般に (平方根記号の中の PSD を指して) 「 kT/C ノイズ」と呼ばれます。この結果は、今回のケース (R-C ローパスフィルタの出力の積分サーマルノイズ) にしか当てはまりません。

注: この式において、 R_1 によって発生するのは C_1 ではなくサーマルノイズであることに注意してください。

ここで、オペアンプとフィルタの抵抗器の両方がノイズ源となっている場合の数値例を計算してみましょう。

例 10: 積分ノイズの計算

周囲温度:

$$T_A = 25^\circ\text{C} = 298.15 \text{ K}$$

フィルタの仕様:

$$R_1 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$C_1 = 1.5 \text{ nF}$$

$$\text{Gain} = 1 \text{ V/V}$$

オペアンプの仕様:

$$e_{ni} = 100 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

$$BW = 1 \text{ MHz}$$

フィルタの極、帯域幅、立ち上がり時間:

$$f_P = BW = 10.6 \text{ kHz}$$

$$t_R \approx 33 \text{ }\mu\text{s}$$

積分ノイズの計算:

$$f_P \ll \text{オペアンプの帯域幅}$$

$$NPBW = (\pi/2) \cdot (10.6 \text{ kHz}) = 16.7 \text{ kHz}$$

$$E_{noU1} = (100 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}) \cdot \sqrt{(16.7 \text{ kHz})}$$

$$= 12.9 \text{ }\mu\text{V}_{RMS}$$

$$e_{nr1} = 12.8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

$$E_{noRC} = (12.8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}) \cdot \sqrt{(16.7 \text{ kHz})}$$

$$= 1.66 \text{ }\mu\text{V}_{RMS}$$

$$E_{nout} = 13.0 \text{ }\mu\text{V}_{RMS} = 43.0 \text{ }\mu\text{V}_{PK} = 85.9 \text{ }\mu\text{V}_{P-P}$$

非反転ゲイン回路

図 22 は、非反転ゲイン回路を完全にモデル化したものです。 R_1 と R_3 は直列のノイズ電圧密度ソースを使用していますが、これは、その方が V_{OUT} までの伝達関数がシンプルになるためです。 R_2 はシャントノイズ電流密度ソースを使用しています。これは、 V_{OUT} までの伝達関数を i_{bi} と同じにでき、計算が少なくてすむためです。

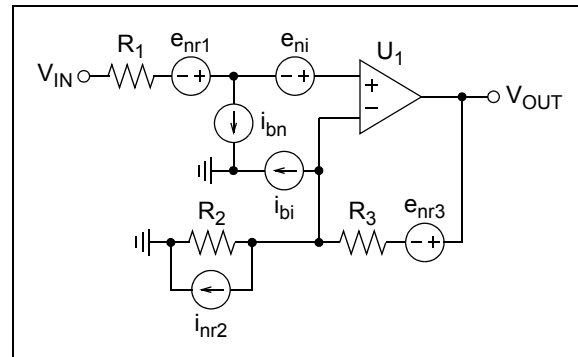


図 22: 複数のノイズ源を持つ非反転ゲインアンプ

一定ゲインでの解析

ここでは、最初にノイズ密度を足し合わせて出力ノイズ密度 (e_{nout}) を求めます。今回のケースでは回路に受動素子がないので、 e_{nout} を積分して E_{nout} を求めるのは手計算で簡単に行えます。

まず、各ノイズ源から V_{OUT} までのすべての伝達関数を用意します (参考資料 [1] を参照)。ここでは、ゲインは一定と仮定します。周波数シェーピングは後で取り上げます。

式 25: 伝達関数

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{V_{OUT}}{e_{nr1}} = \frac{V_{OUT}}{e_{ni}} = G_N$$

$$\frac{V_{OUT}}{e_{nr3}} = 1$$

$$\frac{V_{OUT}}{i_{bn}} = -R_1 G_N$$

$$\frac{V_{OUT}}{i_{bi}} = \frac{V_{OUT}}{i_{nr2}} = R_3$$

ここで:

$$\begin{aligned} G_N &= \text{ノイズゲイン (V/V)} \\ &= 1 + R_3/R_2 \end{aligned}$$

オペアンプが閉ループ状態で、他の (外部) エネルギー源がゼロのとき、ノイズゲイン (G_N) は非反転入力から V_{OUT} までとなる点に注意してください。

注: ノイズゲインの概念は、オペアンプの動作を理解する上できわめて重要です。これにより、オペアンプの帯域幅および安定性の解析が容易になります。

振幅を二乗した伝達関数は、単に式 25 の定数項を二乗したものです。次に、これらのノイズ密度を 1 つの式にまとめて (二乗和のアプローチにより) 出力ノイズ密度を求めます。

式 26: ノイズ密度の合成

$$\begin{aligned} e_{nout}^2 &= G_N^2(e_{nr1}^2 + e_{ni}^2 + i_{bn}^2 R_1^2) + e_{nr3}^2 + (i_{bi}^2 + i_{nr2}^2) R_3^2 \\ &= G_N^2(4kT_A R_1 + e_{ni}^2 + i_{bn}^2 R_1^2) + 4kT_A R_3 \\ &\quad + (i_{bi}^2 + 4kT_A / R_2) R_3^2 \end{aligned}$$

E_{nout} を求めるだけならこの式で十分ですが、入力換算形に変換すると、更に設計に役立つ情報が得られます。両辺を G_N^2 で割り、 G_N を $1 + R_3/R_2$ で置き換え、簡単にまとめると次式となります。

式 27: オペアンプのノイズの式

$$\begin{aligned} e_{nout}^2 / G_N^2 &= e_{ni}^2 + i_{bn}^2 R_1^2 + i_{bi}^2 (R_2 || R_3)^2 \\ &\quad + 4kT_A (R_1 + (R_2 || R_3)) \end{aligned}$$

これを見ると、出力ノイズ密度は入力から見た抵抗値 (R_1 および $(R_2 || R_3)$) と非常にシンプルな関係にあることが分かります。

注: 式 27 は反転アンプ (すなわち R_2 を V_{IN} で駆動し、 R_1 を接地) にも当てはまります。

帯域幅を制限した場合の解析

有限の出力積分ノイズを得るには、NPBW を制限するフィルタが必要です。このフィルタをオペアンプで実装するには、回路に受動素子 (コンデンサなど) を追加するか、またはオペアンプの後段にフィルタを使用します。

NPBW は、オペアンプの BW で設定できます。手計算の場合、応答は 1 つの実数極を使って近似で求められます。VFB オペアンプのデータシートに記載されている GB 積 (GBWP) の仕様値によって、次の式が得られます。

式 28: オペアンプの帯域幅による NPBW の設定

$$\begin{aligned} BW &\approx GBWP / G_N \\ NPBW &\approx (\pi/2) \cdot BW \end{aligned}$$

ここで:

$$\begin{aligned} GBWP &= \text{利得帯域幅積 (Hz)} \\ BW &= \text{帯域幅 (Hz)} \\ NPBW &= \text{ノイズ パワー帯域幅 (Hz)} \end{aligned}$$

注: CFB オペアンプのデータシートには GBWP ではなく BW の仕様値が記載されています。

回路内に受動素子がある場合は、各ノイズ源の周波数の形状が異なるため、より詳細な解析が必要となります。

次の例では、すべてのノイズ源をほぼ同じ大きさにしています。

例 11: 積分ノイズの計算

周囲温度:

$$T_A = 25^\circ\text{C} = 298.15\text{ K}$$

回路の仕様:

$$R_1 = 100\text{ k}\Omega$$

$$R_2 = R_3 = 200\text{ k}\Omega$$

オペアンプの仕様:

$$e_{ni} = 100\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

$$i_{ni} = 1\text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$$

$$GBWP = 100\text{ kHz}$$

事前計算:

$$G_N = 2.00\text{ V/V}$$

$$(R_2 || R_3) = 100\text{ k}\Omega$$

入力ノイズ密度:

$$e_{ni}^2 = (100\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}})^2$$

$$i_{bn}^2 R_1^2 = (100\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}})^2$$

$$i_{bi}^2 (R_2 || R_3)^2 = (100\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}})^2$$

$$4kT_A (R_1 + (R_2 || R_3)) = (57.4\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}})^2$$

出力ノイズ密度:

$$e_{nout}^2 / G_N^2 = (182\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}})^2$$

$$e_{nout} = 365\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

出力積分ノイズ:

$$GBWP = 100\text{ kHz}$$

$$BW \approx 50\text{ kHz}$$

$$NPBW \approx 78.6\text{ kHz}$$

$$E_{nout} \approx (365\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}) \cdot \sqrt{(78.6\text{ kHz})}$$

$$\approx 102\text{ }\mu\text{V}_{RMS} = 338\text{ }\mu\text{V}_{PK} = 675\text{ }\mu\text{V}_{P-P}$$

シミュレーション例

ここでは、2 種類のフィルタ設計を取り上げます。SPICE を使用したシミュレーションによって、簡単に数値結果を得ることにします。最初の設計例では、ノイズ性能に改善の余地があるオペアンプ回路を示し、その問題点を明らかにします。2 つ目の設計例では、簡単な変更を加えることによってノイズ性能の大幅な改善を試みます。

2 次フィルタ

図 23 は、帯域幅 1 kHz の 2 次バターワース フィルタです。このフィルタはオペアンプに MCP616 を使用しています。ここでは、1/f ノイズは存在しない

ものと仮定します。抵抗器 R_3 は、オペアンプ入力から見た抵抗値のバランスをとるためのもので、入力バイアス電流に起因する出力オフセットを最小限に抑える働きをしています [1]。トポロジはサレンキー型です。

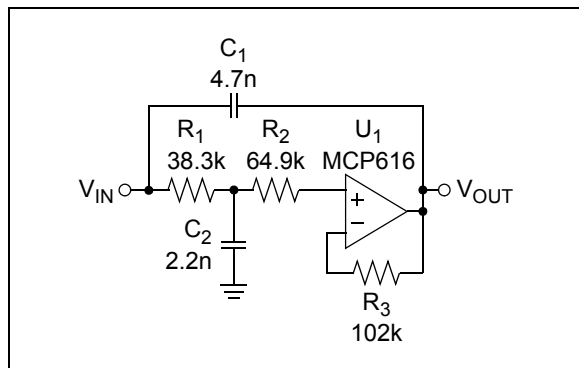


図 23: バターワース ローパス フィルタ

図 24 に、シミュレーションで求めた図 23 の伝達関数を示します。

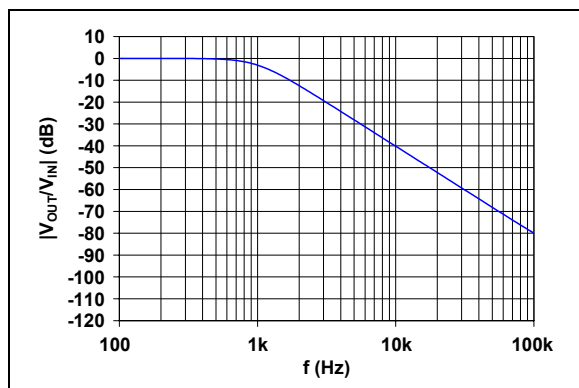


図 24: フィルタの伝達関数

図 25 に、出力ノイズ電圧密度を示します。ラベルは、各出力密度のノイズ源を表しています。 e_{nr1} 、 e_{nr2} 、 e_{nr3} は R_1 、 R_2 、 R_3 のサーマルノイズを表しており、 e_{ni} 、 i_{bn} 、 i_{bi} はオペアンプのノイズ源を表しています。すべてを合計した出力ノイズ密度は、「total」と表記しています。

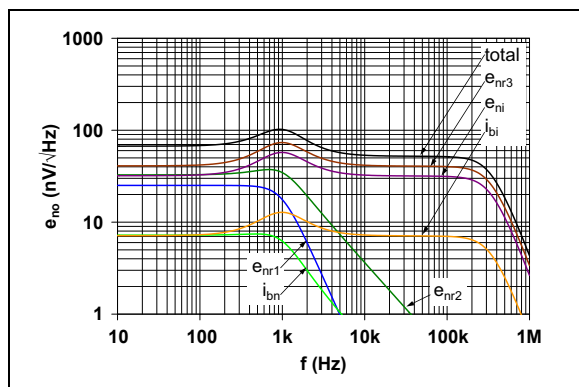


図 25: 出力ノイズ密度

1 kHz 付近でフィルタ曲線が膨らんでいるのは、フィルタの帰還動作によるものです。 e_{ni} (オペアンプの入力ノイズ電圧密度) によるノイズよりも、 R_3 および R_2 によるノイズの方が大きくなっています。

3 次フィルタ

この図 23 のフィルタには、明らかにいくつかの改善が必要です。抵抗値を小さくすると、サーマルノイズ密度は小さくなります。出力にフィルタを追加すると、出力の積分ノイズは大幅に抑えられます。

これらの改良を加えた回路を図 26 に示します。抵抗値は約 1/4 になっています。これ以上抵抗値を小さくすると出力負荷の問題が発生するので、この程度でとどめています。追加したフィルタ段 (R_4 と C_4) の効果を最大限に得るために、フィルタの設計を 3 次バターワースに変更しています。

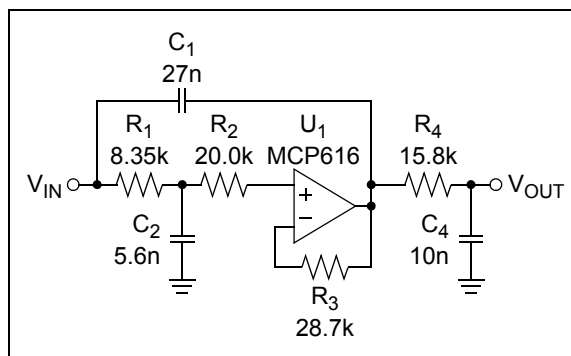


図 26: 改良後のバターワース ローパス フィルタ

R_4 と C_4 の後段にバッファを配置すると NPBW が広くなり、ノイズへの影響が非常に大きくなってしまいます。このため、出力には出力バッファを使用していません。

R_3 と並列にコンデンサ (C_3 (図には表示していません)) を追加すると、 R_3 のノイズを更に抑えられます。SPICE シミュレーションを使用すれば、ノイズ削減の費用対効果を容易に判断できます。

図 27 に、シミュレーションで求めた図 26 の伝達関数を示します。先に示した伝達関数 (図 24) に比べ、阻止域での減衰が改善されていることが分かります。

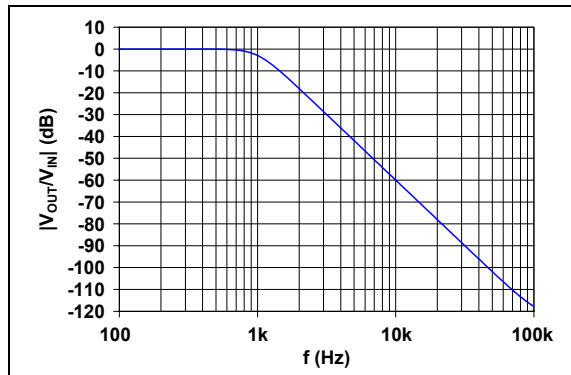


図 27: フィルタの伝達関数

図 28 に、図 26 の出力ノイズ電圧密度を示します。ラベルは、各出力密度のノイズ源を表しています。 e_{nr1} 、 e_{nr2} 、 e_{nr3} 、 e_{nr4} は R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 のサーマルノイズを表しており、 e_{ni} 、 i_{bn} 、 i_{bi} はオペアンプのノイズ源を表しています。すべてを合計した出力ノイズ密度は、「total」と表記しています。

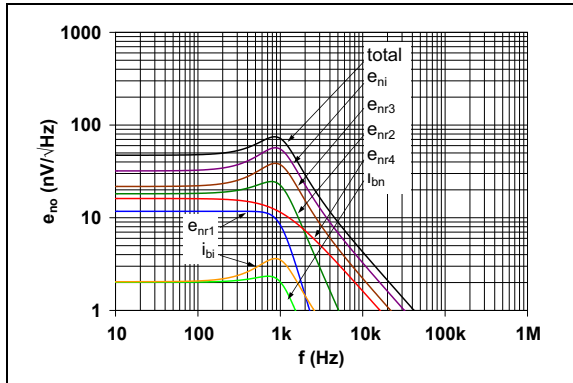


図 28: 出力ノイズ密度

図 25 と図 28 を比較してみると、低周波数 (すなわち 200 Hz 未満) の出力ノイズ密度を抑えることに成功したことが分かります。全体的な NPBW も大幅に低減しています。

これら2つの設計の出力積分ノイズの比較結果を表 5 に示します。これは、図 25 と図 28 の情報を分かりやすくまとめたものです。

表 5: 各設計の比較

Noise Source		E_{no} (μV_{P-P})	
		2 nd Order	3 rd Order
Thermal	R_1	5.4	2.5
	R_2	10.6	5.4
	R_3	154.4	9.1
	R_4	—	4.2
Op Amp	e_{ni}	120.6	13.4
	i_{bn}	1.9	0.5
	i_{bi}	26.9	0.9
	Total	198.1	17.8

フリッカ ノイズ

低周波アプリケーション (1 kHz 未満) では、フリッカ ノイズ (1/f ノイズまたはピンク ノイズとも呼ばれる) が重要になります。このノイズによって、出力はホワイト ノイズで予測されるよりも大きく変動します。

注: オートゼロ オペアンプの 1/f ノイズは非常に小さいので無視できます。

1/f ノイズは、半導体や抵抗性デバイスの原子レベルの不均一性によって発生します。この不均一性により、これらのデバイスを流れる DC 電流に影響が生じます。時定数の異なる多くの不均一性が同時に作用することが、1/f ノイズの典型的な発生原因です。

1/f ノイズの大きい素子には、カーボン抵抗器や半導体デバイス (ダイオードやトランジスタ) などがあります。しかし程度の差はあれ、1/f ノイズはすべての導体で発生します。

ここでは、1/f ノイズとその出力変動性への影響、およびデータシートでの関連情報の見方を説明します。低周波アプリケーションの設計例を挙げて、設計アプローチを紹介します。

1/f ノイズの基礎

1/f ノイズの名前は、その PSD の形状に由来しています (単位は V_{RMS}^2/Hz)。このノイズパワーは、周波数の逆数として低周波数で増大します。

式 29: 1/F ノイズ

$$e_{nf}^2(f) = e_{nf}^2(1 \text{ Hz})/f$$

ここで:

$$e_{nf}(f) = \text{周波数 } f \text{ での } 1/f \text{ ノイズ電圧密度 (nV}/\sqrt{\text{Hz}})$$

注: ノイズ電圧密度 (e_{nf}) は $1/\sqrt{f}$ (10 dB/decade) として変化します。

式 29 では、1/f ノイズがある特定の周波数 (1 Hz) で規定されている点に注意してください。これは、後で行う計算を簡単にするためです。

1/f ノイズが現れるためには、DC 電流が流れる必要があります。例えば、PSpice のダイオード ノイズモデルでは次の式を使用します。

式 30: ダイオードの 1/F ノイズ

$$i_{nd}^2(f) = KF \cdot |I_D|^{AF}/f$$

ここで:

$$i_{nd}(f) = \text{ダイオードの周波数 } f \text{ での } 1/f \text{ ノイズ電流密度 (nV}/\sqrt{\text{Hz}})$$

$$KF = \text{PSpice のノイズパラメータ (A}^{2-AF}\text{); デフォルト値は } 0 \text{ (通常は約 } 10^{-15}\text{)}$$

$$AF = \text{PSpice のノイズ指数; デフォルト値は } 1$$

1/f ノイズはコーナー周波数で指定する場合もあります。これは、1つのノイズ源にホワイトノイズと1/f ノイズの両方が存在する場合に行われます。ホワイトノイズ密度と1/f ノイズ密度が等しくなる部分がコーナー周波数です (図 29 参照)。後で見るように、これら 2 種類のノイズは f_{corner} 付近でスムーズに混ざり合い、この図に示したような直線的な折れ曲がりにはなりません。

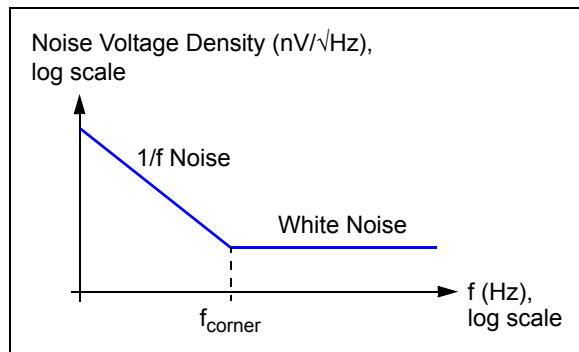


図 29: コーナー周波数の概念図

ホワイトノイズ密度とコーナー周波数が分かれば、1/f ノイズ電圧密度 ($e_{nf}(1 \text{ Hz})$) は簡単な計算で求められます。

式 31: コーナー周波数からの変換式

$$e_{nf}(1 \text{ Hz}) = e_{nw} \sqrt{f_{\text{corner}} / (1 \text{ Hz})}$$

ここで:

e_{nw} = ホワイトノイズ電圧密度 (nV/√Hz)

f_{corner} = コーナー周波数 (Hz)

図 30 は、1/f ノイズのデータ (ベンチでの評価) をプロットしたもので、典型的な 1/f ノイズの動きを見ることができます。データは平均がゼロになるように調整しており、サンプルレートは毎秒 1 サンプル (1 SPS) です。図 10 のホワイトノイズと比べると、1/f ノイズの局所平均は時間とともに変動しています。

注: 1/f ノイズの局所平均の変動は、アプリケーションでは大きな問題となります。

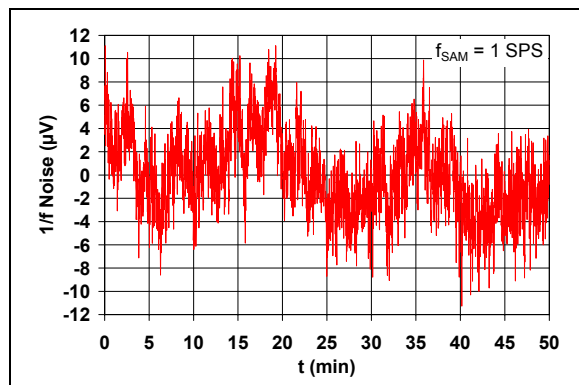


図 30: 1/f ノイズの時間波形

図 31 に、同じノイズデータのヒストグラムを示します。更に、同じ平均 (0 μV) と標準偏差 (3.55 μV) を持つ理想的なガウス分布曲線も併記されています。

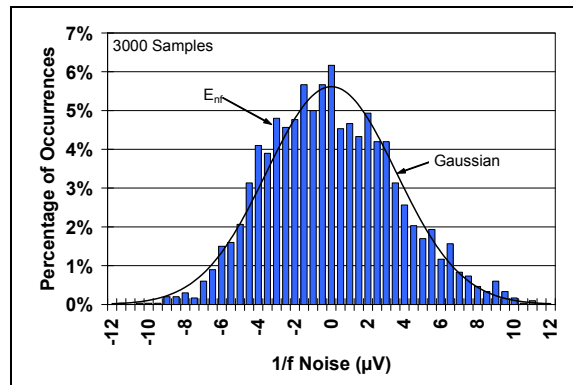


図 31: 1/f ノイズのヒストグラム

最初の 2048 個のデータポイントを FFT ルーチンを使用してノイズ密度に変換したグラフを図 32 (青線) に示します。赤線は、青線と同じ積分ノイズパワーとなるようにした 1/f ノイズ曲線です。

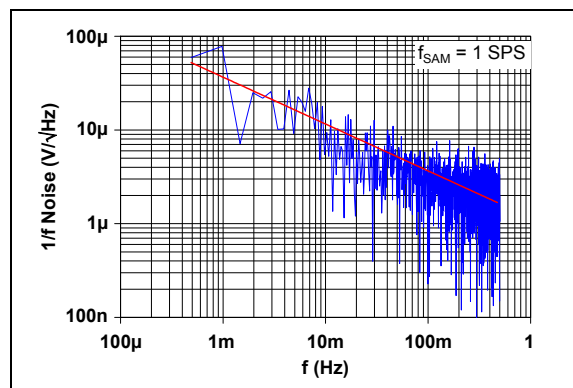


図 32: 1/f ノイズ、FFT (最初の 2048 個のデータポイント)

積分 1/f ノイズ

解析をシンプルにするため、ここではカットオフ周波数 f_L 、 f_H のバンドパスブリックウォールフィルタを使用します (図 3 参照)。これにより、次の式が得られます。

式 32: 積分 1/F ノイズ

$$\begin{aligned} E_{nf}^2 &= \int_{f_L}^{f_H} e_{nf}^2(f) df = \int_{f_L}^{f_H} \frac{e_{nf}^2(1 \text{ Hz})}{f} df \\ &= e_{nf}^2(1 \text{ Hz}) \cdot \ln(f_H/f_L) \\ E_{nf} &= e_{nf}(1 \text{ Hz}) \cdot \sqrt{\ln(f_H/f_L)} \end{aligned}$$

すなわち、積分パワー (統計的分散) は、ブリックウォールフィルタに囲まれるディケード (またはオクターブ) の数に比例します。

表 6 は、 f_H と f_L の比を変えたときに $1/f$ ノイズがどのように増大するかを示したものです。数学的に、 E_{nf} は f がゼロに近づくと無限に増大します。しかし実際には、その増大はきわめてゆっくりとしているので、アプリケーションで問題になることはほとんどありません。これらの数値は、図 32 に示したデータに基づいています。

表 6: $1/f$ ノイズの増大 (注 1、注 2)

f_H/f_L	No. Decades	E_{nf} (μV_{P-P})	$1/f_L$
1.259	0.10	3.7	0.13 s
10^1	1	11.6	1.00 s
10^2	2	16.4	10 s
10^3	3	20.1	100 s
10^4	4	23.2	1000 s
10^5	5	26.0	2.78 hr
10^6	6	28.5	27.8 hr
10^7	7	30.7	11.6 day
10^8	8	32.9	116 day
10^9	9	34.9	3.17 year
3.16×10^9	9.50	35.8	10.0 year

注 1: これらの数値は、 $f_H = 10$ Hz、および $e_{nf}(1 \text{ Hz}) = 1160 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ としたときのものです。
 注 2: この表には、プリント基板の現実的な設計寿命を考慮した値までしか記載していません。

注: $f_H/f_L > 10$ かつ $f_H \ll f_{\text{corner}}$ の場合は、バンドパスフィルタの f_H と f_L の比を変えても $1/f$ ノイズの変動性にはほとんど影響しません。

データシートの情報

表 7 に、MCP616/7/8/9 のデータシートに記載されているノイズ仕様を示します。このオペアンプファミリはバイポーラ (PNP) 入力なので、CMOS 入力オペアンプよりもノイズ電流が大きくなっています。

表 7: MCP616/7/8/9 のノイズ仕様

Parameters	Sym	Typ	Units	Conditions
Noise				
Input Noise Voltage	E_{ni}	2.2	μV_{P-P}	$f = 0.1$ to 10 Hz
Input Noise Voltage Density	e_{ni}	32	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$f = 1 \text{ kHz}$
Input Noise Current Density	i_{ni}	70	$\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$	$f = 1 \text{ kHz}$

入力ノイズ電圧 (E_{ni}) は、 $0.1 \text{ Hz} \sim 10 \text{ Hz}$ のノイズ電圧の積分値で、単位は (μV_{P-P}) です。この仕様値は、低周波で使用するオペアンプ選定の目安となります。一般に、この値は $1/f$ ノイズの影響を強く受けますが、自動ゼロ調整オペアンプは例外です。

入力ノイズ電圧密度 (e_{ni}) は、ホワイトノイズが優勢な周波数 (この場合は 1 kHz) の値が記載されます。この仕様値は、高周波で使用するオペアンプ選定の目安となります。

入力ノイズ電流密度 (i_{ni}) は、ホワイトノイズが優勢な周波数 (この場合は 1 kHz) の値が記載されます。この仕様値は、抵抗値が大きい場合のオペアンプ選定の目安となります。なお、この曲線は統計的に独立した両方の入力ノイズ電流源を表している点に注意してください。

図 33 は、MCP616/7/8/9 のデータシートに記載されているノイズ密度をグラフにしたものです。ノイズ仕様は、このデータを表しています。マイクロチップ社の CMOS 入力オペアンプでは、 i_{ni} の値が非常に小さく、設計にほとんど影響を与えないため、このようなグラフには表示されません。

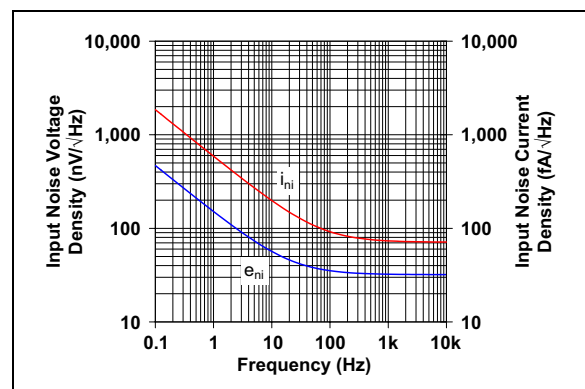


図 33: MCP616/7/8/9 の入力ノイズ電圧密度のグラフ

i_{ni} のホワイトノイズ部分の温度変化の例は、表 2 および表 3 を参照してください。

設計例

ここで紹介する設計例は、図 26 で示したフィルタに簡単な変更を加えたものです。ここでの目標は、 $1/f$ ノイズによって影響を受ける低周波回路を示すことにあります。 100 Hz のカットオフ周波数を得るため、コンデンサの容量をすべて 10 倍にしています。これらの変更を加えたものを図 34 に示します。これも 3 次バターワースフィルタです。

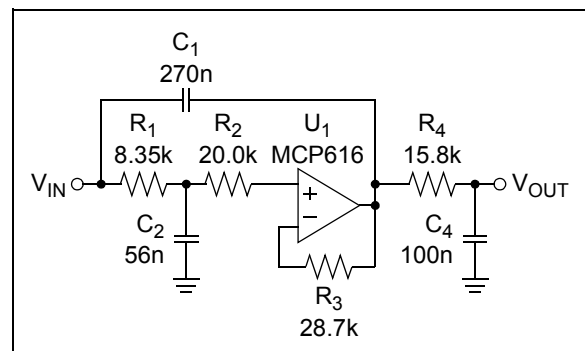


図 34: バターワース ローパス フィルタ

R_4 と C_4 の後段にバッファを配置すると NPBW が広くなり、ノイズへの影響が非常に大きくなってしまいます。このため、出力には出力バッファを使用していません。

図 35 に、シミュレーションで求めた伝達関数を示します。図 27 と比べてみてください。

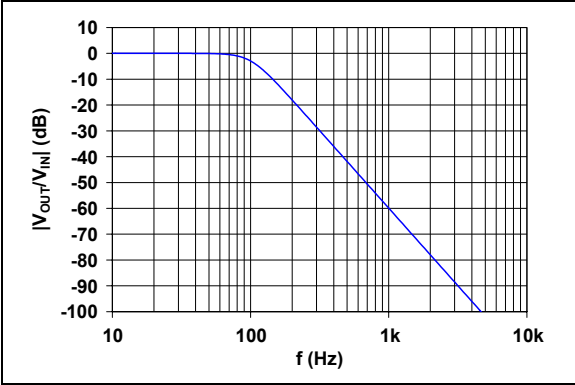


図 35: フィルタの伝達関数

図 36 に、出力ノイズ電圧密度を示します。ラベルは、各出力密度のノイズ源を表しています。 e_{nr1} 、 e_{nr2} 、 e_{nr3} 、 e_{nr4} は R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 のサーマルノイズを表しており、 e_{ni} 、 i_{bn} 、 i_{bi} はオペアンプのノイズ源を表しています。すべてを合計した出力ノイズ密度は、「total」と表記しています。

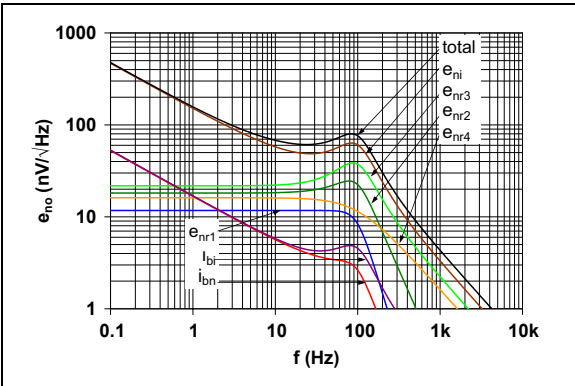


図 36: 出力ノイズ密度

図 28 と図 36 を比べると、ホワイトノイズが減少していることが分かります。30 Hz 未満のところで $1/f$ ノイズの影響も見られます。

表 8 は、図 36 の情報を分かりやすくまとめたものです。これらの結果を、図 25、図 28、表 5 と比較すると、多くの有益な情報が得られます。

表 8: ノイズ電圧が出力に与える影響

Noise Source		E_{no} (μV_{P-P})
Thermal	R_1	0.78
	R_2	1.72
	R_3	2.89
	R_4	1.32
Op Amp	e_{ni}	5.31
	i_{bn}	0.36
	i_{bi}	0.45
	Total	6.49

設計の最適化

ここまで、ノイズ解析と設計の基礎を見てきました。この知識をもとに、ここからはオペアンプ回路のノイズ性能を短時間で効果的に最適化する方法を説明します。

信号対ノイズ比 (SNR)

信号対ノイズ比 (SNR) は、回路内のノイズが設計仕様を満たしているかどうかを判断する際に最もよく使われる指標の 1 つです。通常、SNR は (正弦波の) 信号パワーと積分ノイズパワーの比として定義されます (単位は dB)。

式 33: 出力の SNR

$$SNR = 20 \cdot \log_{10}(V_{OUT}/E_{nout})$$

ここで:

V_{OUT} = 正弦波の出力信号 (V_{RMS})

E_{nout} = 出力積分ノイズ電圧 (V_{RMS})

SNR = 信号対ノイズ比 (SNR)(dB)

アプリケーションによっては、 V_{OUT} をフルスケール範囲との関係で表すこともあります (V_{PK} または V_{P-P})。本アプリケーションノートでは、これは行いません。

まず、アプリケーションで要求される精度を満たした SNR 値を選択します。この SNR の要件を満たすまで回路を何度も修正します。出力電圧を固定した場合、これは出力ノイズを最小化することと同じです。

注: 信号のフルスケール範囲はなるべく大きくとるようにしてください。これにより、最小限のコストと労力で出力ノイズを減らせます。

ノイズの低減

設計が適切ならば、ノイズ性能は一握りの重要な部品によってのみ左右されます。その他の部品は、ノイズ以外の設計目標に合わせて選定できます。

高ゲイン アンプを前段に置く

高ゲイン アンプは、なるべく信号源 (センサなど) の近くに配置します。これより後段のノイズ源はすべて、このゲインによって分割されるので、出力ノイズへの影響は小さくなります。高ゲインアンプより前段、および高ゲインアンプ内部のノイズ源が設計の正否の鍵となります。

高ゲインアンプより後段にあるアンプやその他の回路要素はすべて、ゲインをなるべく 1 V/V に近い値に設定してください。

支配的なノイズ源を見つける

最大のノイズ源の半分以上の大きさ (V_{RMS}) のノイズ源はすべて支配的なノイズ源と見なす必要があります。これは非常に大まかな基準に見えるかもしれませんが、実際にこの方法はうまく機能します。

このことを分かりやすく示すため、表 9 では、大きなノイズ源 (E_{nout1}) と小さなノイズ源 (E_{nout2}) が全体のノイズ (E_{nout}) にどのように影響するかを一覧にしています。 E_{nout2}/E_{nout1} の比は、 E_{nout1} を基準にした E_{nout2} の相対的な大きさを表しています。

E_{nout}/E_{nout1} の比は、 E_{nout2} の影響によって E_{nout} が E_{nout1} の何倍になっているかを表しています。

E_{nout2}/E_{nout1} が 1/2 以下の場合、エンジニアリング精度の範囲内 (誤差 12% 未満) で E_{nout2} の影響を無視できます。なお、前述のとおり、ノイズの項は二乗和の後に平方根演算を行ったものです。

表 9: 2 番目に大きいノイズ源の影響

E_{nout2}/E_{nout1}	E_{nout}/E_{nout1}
1/1	1.414
1/2	1.118
1/3	1.054
1/5	1.020
1/7	1.010
1/10	1.005

ノイズのフィルタリング

ノイズのフィルタリングは、なるべく低い NPBW で行います。

シンプルなフィルタを主要なノイズ源のなるべく近くに配置します。こうすると、ベンチで設計をテストする際に便利です。ほとんどの場合、抵抗器とコンデンサを 1 つずつ使用した実数極 1 つのフィルタで十分です。

これよりも高度なフィルタはソースから離れた場所に配置します。こうすると、複雑なフィルタ 1 つだけで多くのノイズ源に対応できるという利点があります。これにより、アクティブフィルタの素子感度を抑えて (コンデンサ、抵抗器、オペアンプの帯域幅を変更しても影響がほとんどない)、全体的なコストを抑えられます。

ADC のベースバンドに折り返しノイズが混入することがあります。この影響を最小限に抑えるには、サンプルレートよりもはるかに遅い (例えば 10 倍遅い) 帯域幅を持つアンチエイリアスフィルタを選定します。

前に見たように、シンプルな R-C ローパスフィルタをバッファを使用せず最後段に置くことによって、ノイズ全体に対するオペアンプの影響を最小限に抑えられます。このフィルタは、A/D コンバータ (ADC) の入力段に置いてゲイン誤差を最小化できます (ただし最後のコンデンサが ADC の入力サンプリングコンデンサよりもはるかに大きい場合のみ)。

部品の選定

いくつかのシンプルなルールに従うだけで、設計目標に適合した部品を容易に選定できます。

抵抗器

設計の要所では、なるべく値の小さい抵抗器を選ぶのがふつうです。ただしこのルールには例外があり、抵抗器が回路内の電流源として振る舞っている場合(トランスインピーダンスアンプのゲイン抵抗など)は、抵抗値を大きくするとノイズ電流が減少します(式10参照)。

抵抗性材料にカーボンを使用している抵抗器は避けてください。これらの抵抗器では1/fノイズが大きくなります。

抵抗性材料に金属を使用している抵抗器を選んでください。一般に、1/fノイズ性能が最も良いのは巻線抵抗器ですが、高周波回路では寄生インダクタンスおよび容量の問題があります。金属皮膜抵抗器は1/fノイズも少なく、高周波特性も良好です。

オペアンプ

最初は汎用部品を使用して設計を開始してください。そして回路の他の部分を最適化した後で、低ノイズの部品を探すようにします。

高周波アプリケーション(1 kHz以上など)や、オートゼロオペアンプを使用するアプリケーションでは、ホワイトノイズ(e_{ni} および i_{ni})を目安にオペアンプを選定します。

低周波アプリケーション(1 kHz未満など)では、1/fノイズ性能(e_{ni} および i_{ni})も比較します。0.1 Hzから10 Hzまでの積分ノイズを比較してください(マイクロチップ社のオペアンプデータシートでノイズ電圧仕様(μV_{p-p})を参照)。データシートにこの仕様が記載されていない場合は、ノイズスペクトルのグラフから必要な情報を読み取ることができます。1/fノイズの領域で、各オペアンプの同一周波数でのノイズ密度を比較します。

まとめ

本アプリケーションノートでは、回路設計で使用するノイズ理論の概要を簡単に説明しました。統計学、回路設計、回路ノイズ設計に関する読者の知識を補うように説明を展開しています。

設計プロセス、フィルタがノイズに与える影響、複数のノイズ成分を回路の出力で1つにまとめる方法、回路のノイズ性能の最適化など、多くの例を挙げて読者の理解を深めるよう努めました。

ノイズ設計で必要とされる内容は本アプリケーションノートでほとんど網羅しています。ホワイトノイズと1/fノイズについても説明しました。手計算による解析とコンピュータシミュレーションも何度も使用しました。解析の労力を節約する手段として、コンピュータによる解析も紹介しています。

本アプリケーションノートの巻末には、これらの内容の背景知識を知る上で役立つ参考資料も紹介しています。また、付録として、用語の解説とコンピュータによる設計支援の概要も紹介しています。

参考資料

関連するアプリケーションノート

- [1] AN1177『オペアンプを使用したデザインの精度: DC誤差』(DS01177)、著 Kumen Blake、Microchip Technology Inc.、2008年発行

ノイズ

- [2] 『Analysis and Design of Analog Integrated Circuits』第2版、著 Paul R. Gray and Robert G. Meyer、John Wiley & Sons、1984年発行
- [3] 『Principles of Digital and Analog Communications』著 Jerry D. Gibson、Macmillan、1989年発行
- [4] 『Communication Systems: An Introduction to Signals and Noise in Electrical Communication』第3版、著 A. Bruce Carlson、McGraw-Hill、1986年発行
- [5] 『Probability, Random Variables, and Stochastic Processes』第3版、著 Athanasios Papoulis、McGraw-Hill、1991年発行

その他

- [6] 『High-Speed Digital Design: A Handbook』共著 Howard Johnson、Martin Graham

付録 A: 用語

ここでは、アンプのノイズ設計で使用する一般的な用語をいくつか説明します。用語は、相互の関連性を理解できるように内容別に分類してあります。

A.1 スペクトル密度

パワー スペクトル密度 (PSD) とは、ノイズ源の統計的変動を周波数領域で説明したものです。単位は (W/Hz) です (dBm/Hz に変換される場合もあります)。これは、ノイズの自己相関関数とも関係があります。ノイズパワー密度とも呼ばれます。

ノイズ電圧密度 (e_n) は、PSD の平方根を標準抵抗 (通常は 1Ω) に正規化したものです。単位は (V/√Hz) です。スポット ノイズ または ルート ヘルツ当たり ノイズとも呼ばれます。

ノイズ電流密度 (i_n) は、PSD の平方根を標準抵抗 (通常は 1Ω) に正規化したものです。単位は (A/√Hz) です。スポット ノイズ または ルート ヘルツ当たり ノイズとも呼ばれます。

A.2 スペクトル形状

ホワイト ノイズ は、すべての周波数で一定値を持つ PSD です。システム ノイズの計算を簡単に行えるので、数学的に便利です。

広帯域ノイズ は、回路の興味のある周波数範囲にわたって (ほぼ) ホワイトなノイズ源をいいます。実際にはホワイト ノイズではありませんが、回路からはホワイト ノイズに見えます。

ノイズ パワー帯域幅 (NPBW) は、回路がホワイト ノイズをどのように処理するかを表す、数学的に便利なパラメータです。単位は (Hz) です。実際の回路と同じ出力ノイズを生成するブリック ウォールフィルタの帯域幅に相当します。

過剰ノイズ とは、低周波数でホワイト ノイズを上回るノイズ全般をいい、次のものがあります (本アプリケーションノートでは $1/f$ ノイズしか取り上げていません)。

- $1/f$ ノイズ。フリッカ ノイズまたはピンク ノイズとも呼ばれる。
- $1/f^2$ ノイズ。レッド ノイズとも呼ばれる。
- RTS (Random Telegraph Signal) ノイズ。バースト ノイズやポップコーン ノイズとも呼ばれる (実数極を 1 つ持つローパス フィルタでホワイト ノイズを濾波したようなスペクトル形状のノイズ)。

A.3 積分ノイズ

ノイズ パワー (N) とは、ノイズ源の統計的変動です。単位は (W) です (dBm のこともある)。

ノイズ電圧 (E_n) は、ノイズ パワーの平方根を標準抵抗 (通常は 1Ω) で正規化したものです。単位は (V_{RMS} 、 V_{PK} 、 V_{P-P}) のいずれかです。単位が V_{RMS} のときは、標準偏差とも呼ばれます。

ノイズ電流 (I_n) は、ノイズ パワーの平方根を標準抵抗 (通常は 1Ω) で正規化したものです。単位は (A_{RMS} 、 A_{PK} 、 A_{P-P}) のいずれかです。単位が A_{RMS} のときは、標準偏差とも呼ばれます。

A.4 確率密度関数

すべてではありませんが、多くの物理的ノイズ源はガウス (正規) 確率密度関数となります。これらはガウス ノイズ、または加法的白色ガウス ノイズ (AWGN)とも呼ばれます。通常、このノイズは IID (Identical and Independently Distributed) の仮定を満たすランダム過程に関係しており、同じ確率密度関数を持つ統計的に独立した多数のランダム変数の総和です。この確率密度関数は次のとおりです。

式 A-1:

$$p(x; \mu, \sigma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \cdot \exp\left(\frac{-(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right)$$

A/D コンバータ (ADC) と D/A コンバータ (DAC) の量子化誤差は、通常、一様確率密度関数を持つランダム ノイズとしてモデル化されます (ただし入力でのデバイス ノイズはガウス ノイズです)。この確率密度関数は次のとおりです。

式 A-2:

$$p(x; \mu, \sigma) = 1/(2\sqrt{3}\sigma), \quad |x - \mu| < \sqrt{3}\sigma \\ = 0, \quad \text{otherwise}$$

A.5 性能指数

信号対ノイズ比 (SNR) とは、信号パワーとノイズパワーの比です。通常は単位 (dB) で表されますが、(V_{RMS}/V_{RMS}) や (A_{RMS}/A_{RMS}) などでも使用されます。比の分子として信号のフル スケール範囲が使われることもあり、その場合の単位は (V_{PK} または V_{P-P}) です。

本アプリケーション ノートでは取り上げていませんが、これ以外の性能指標には次のものがあります。

- ノイズ指数 (NF) (dB)
- ノイズ係数 (F) (V/V)
- ノイズ温度 (T_N) (K)

付録 B: コンピュータの利用

本アプリケーション ノートでは主に手計算と式を用いることに重点を置きましたが、実際の設計ではコンピュータを使うことがほとんどです。

B.1 ノイズ シミュレーション

回路ノイズ シミュレーションは SPICE シミュレータの AC シミュレーションの一部として実行できます。SPICE プログラムはカリフォルニア大学バークレー校で開発されました。回路設計では SPICE から派生した多くのシミュレータが使われていますが、ボード レベルの設計で最も多く使われているのが PSpice® (Cadence® 社製) です。

B.1.1 概論

ノイズ シミュレーションで現実的な結果を得るには、部品モデルを正しく定義する必要があります。マイクロチップ社からも、PSpice で正しく動作するように設定されたオペアンプ マクロ モデルが提供されています。通常、抵抗器、ダイオード、トランジスタは (モデルが正確なら) 正しいホワイトノイズを発生します。ダイオードやトランジスタの 1/f ノイズは、関連するパラメータを注意深く扱わなければ正しくシミュレーションすることはできません。抵抗器のモデルには 1/f ノイズは含まれません。必要なら、ダイオードや従属している信号源を用いて 1/f ノイズを回路に追加する必要があります。

ノイズ解析を実行する前に、入力ソースと出力回路ノードを定義しておく必要があります。SPICE からは、周波数全体の入力換算ノイズ ベクタが生成されます。これは、選択した入力ソースに換算されます。また、SPICE からは選択したノードにおける出力ノイズ ベクタも生成されます。

SPICE シミュレータの種類によって、ノイズ結果の表示方法には、ノイズ電圧 (電流) 密度 ($V_{RMS}/\sqrt{Hz}$) またはノイズ電圧 (電流) 密度の二乗 (V_{RMS}^2/Hz) の 2 種類があります。使用するシミュレータがどちらの表示であるかは、抵抗器のサーマル ノイズで確認できます。1 k Ω の抵抗 (+25°C 時) が $4 \times 10^{-9} V_{RMS}/\sqrt{Hz}$ と表示されれば前者、 $1.6 \times 10^{-17} V_{RMS}^2/Hz$ と表示されれば後者です。

注: PSpice で生成されるノイズの単位は ($V_{RMS}/\sqrt{Hz}$) です。他のシミュレータもこの単位であるとは限りません。

シミュレータの波形表示ツールを使用してどのノイズ源が最も大きいかを判断し、ノイズのフィルタリングやシェーピングを改善していきます。

B.1.2 PSpice による積分ノイズの計算

PSpice で積分ノイズを計算するには、波形表示ユーティリティの Probe を開いて、次のトレースを追加します。

例 B-1: PSpice のトレース機能

```
sqrt(s(v(onoise)*v(onoise)))
```

これは出力ノイズの累積積分 (0 Hz から f まで。PSpice の関数 s() を使用) で (E_{nof} と呼ぶ)、単位は ($V_{RMS}/\sqrt{Hz}$) です。

f_L から f_H まで (図 3 参照) の積分ノイズ (E_{nout}) を得るには、 $f=f_L$ のときと $f=f_H$ のときの E_{nof} の値を読み取ります (これらの値を E_L 、 E_H と呼ぶことにします)。積分ノイズは次のとおりとなります (スペクトル形状は任意)。

式 B-1:

$$E_{nout} = \sqrt{E_H^2 - E_L^2}$$

このトレースのデータをスプレッドシートに取り込むには、Probe の画面左下にあるラベルをクリックします。すると、このトレースが選択されます (ラベルの色が変わります)。ここで Ctrl-C を押すと、データが Windows のクリップボードにコピーされます。これをスプレッドシートでペーストしてください。以上の手順により、2 列のデータ (周波数ベクトルとノイズベクトル) が取り込まれます。

B.1.3 SPICE による NPBW の推定

シミュレーション結果から積分ノイズを取り込んだら、フィルタの NPBW は簡単に推定できます。以下に、この手順を簡単に示します。

- ノイズ電圧源として非常に大きい抵抗器を使用する (または 2 つの抵抗器を並列に使用する)
- ノイズ源とフィルタの入力の間にバッファを挿入する
- 出力ノイズ密度 (e_{nout}) をプロットする
- DC から無限大 (十分に大きな周波数) までの出力積分ノイズ (E_{nout}) を計算する
- 選択したゲイン H_M での通過域を表す e_{nout} の値を選択する
- NPBW を計算する

式 B-2: NPBW の推定

$$NPBW = (E_{nout}/e_{nout})^2$$

B.2 数式処理エンジンの使用

次のような処理に数式処理システムを使用すると、ノイズ解析の時間が大幅に短縮されます。

- ノード式を伝達関数に変換する
- 伝達関数を因数分解する
- 振幅を二乗した伝達関数を部分分数展開する
- 積分ノイズ (または NPBW) に使用する定積分を評価する

一般的なツールには、次のものがあります。

- Mathematica® (Wolfram Research 社製)
- Maple™ (Waterloo Maple Software 社製)
- Matlab® (The MathWorks 社製、Symbolic Math Toolbox™ を使用)
- MathCad® (Parametric Technology Corporation 社製)

マイクロチップ社デバイスのコード保護機能に関する以下の点にご留意ください。

- マイクロチップ社製品は、その該当するマイクロチップ社データシートに記載の仕様を満たしています。
- マイクロチップ社では、通常の条件ならびに仕様どおりの方法で使用した場合、マイクロチップ社製品は現在市場に流通している同種製品としては最もセキュリティの高い部類に入る製品であると考えております。
- コード保護機能を解除するための不正かつ違法な方法が存在します。マイクロチップ社の確認している範囲では、このような方法のいずれにおいても、マイクロチップ社製品をマイクロチップ社データシートの動作仕様外の方法で使用する必要があります。このような行為は、知的所有権の侵害に該当する可能性が非常に高いと言えます。
- マイクロチップ社は、コードの保全について懸念を抱いているお客様と連携し、対応策に取り組んでいきます。
- マイクロチップ社を含むすべての半導体メーカーの中で、自社のコードのセキュリティを完全に保証できる企業はありません。コード保護機能とは、マイクロチップ社が製品を「解読不能」として保証しているものではありません。

コード保護機能は常に進歩しています。マイクロチップ社では、製品のコード保護機能の改善に継続的に取り組んでいます。マイクロチップ社のコード保護機能を解除しようとする行為は、デジタルミレニアム著作権法に抵触する可能性があります。そのような行為によってソフトウェアまたはその他の著作物に不正なアクセスを受けた場合は、デジタルミレニアム著作権法の定めるところにより損害賠償訴訟を起こす権利があります。

本書に記載されているデバイス アプリケーションなどに関する情報は、ユーザーの便宜のためにのみ提供されているものであり、更新によって無効とされることがあります。アプリケーションと仕様の整合性を保証することは、お客様の責任において行ってください。マイクロチップ社は、明示的、暗黙的、書面、口頭、法定のいずれであるかを問わず、本書に記載されている情報に関して、状態、品質、性能、商品性、特定目的への適合性をはじめとする、いかなる類の表明も保証も行いません。マイクロチップ社は、本書の情報およびその使用に起因する一切の責任を否認します。マイクロチップ社デバイスを生命維持および/または保安のアプリケーションに使用することはデバイス購入者の全責任において行うものとし、デバイス購入者は、デバイスの使用に起因するすべての損害、請求、訴訟、および出費に関してマイクロチップ社を弁護、免責し、同社に不利益が及ばないようにすることに同意するものとします。暗黙的あるいは明示的を問わず、マイクロチップ社が知的財産権を保有しているライセンスは一切譲渡されません。

商標

Microchip の社名とロゴ、Microchip ロゴ、Accuron、dsPIC、KEELOQ、KEELOQ ロゴ、MPLAB、PIC、PICmicro、PICSTART、rPIC、SmartShunt、UNI/O は、米国およびその他の国における Microchip Technology Incorporated の登録商標です。

FilterLab、Hampshire、Linear Active Thermistor、MXDEV、MXLAB、SEEVAl、SmartSensor、The Embedded Control Solutions Company は、米国における Microchip Technology Incorporated の登録商標です。

Analog-for-the-Digital Age、Application Maestro、CodeGuard、dsPICDEM、dsPICDEM.net、dsPICworks、dsSPEAK、ECAN、ECONOMONITOR、FanSense、In-Circuit Serial Programming、ICSP、ICEPIC、Mindi、MiWi、MPASM、MPLAB Certified ロゴ、MPLIB、MPLINK、mTouch、nanoWatt XLP、PICkit、PICDEM、PICDEM.net、Pictail、PIC³² logo、PowerCal、PowerInfo、PowerMate、PowerTool、Real ICE、rLAB、Select Mode、Total Endurance、TSHARC、WiperLock、ZENA は、米国およびその他の国における Microchip Technology Incorporated の商標です。

SQTP は米国における Microchip Technology Incorporated のサービスマークです。

その他、本書に記載されている商標は、各社に帰属します。

© 2009, Microchip Technology Incorporated, Printed in the U.S.A., All Rights Reserved.



再生紙を使用しています。

QUALITY MANAGEMENT SYSTEM
CERTIFIED BY DNV
== ISO/TS 16949:2002 ==

マイクロチップ社では、Chandler および Tempe (アリゾナ州)、Gresham (オレゴン州) の本部、設計部およびウエハ製造工場そしてカリフォルニア州とインドのデザインセンターが ISO/TS-16949:2002 認証を取得しています。マイクロチップ社の品質システムプロセスおよび手順は、PIC® MCU および dsPIC® DSC、KEELOQ® コードホッピングデバイス、シリアル EEPROM、マイクロペリフェラル、不揮発性メモリ、アナログ製品に採用されています。また、マイクロチップ社の開発システムの設計および製造に関する品質システムは、ISO 9001:2000 の認証を受けています。

世界各国での販売およびサービス

北米

本社

2355 West Chandler Blvd.
Chandler, AZ 85224-6199
Tel: 480-792-7200
Fax: 480-792-7277
テクニカル サポート :
http://support.microchip.com
ウェブ アドレス :
www.microchip.com

アトランタ

Duluth, GA
Tel: 678-957-9614
Fax: 678-957-1455

ボストン

Westborough, MA
Tel: 774-760-0087
Fax: 774-760-0088

シカゴ

Itasca, IL
Tel: 630-285-0071
Fax: 630-285-0075

クリーブランド

Independence, OH
Tel: 216-447-0464
Fax: 216-447-0643

ダラス

Addison, TX
Tel: 972-818-7423
Fax: 972-818-2924

デトロイト

Farmington Hills, MI
Tel: 248-538-2250
Fax: 248-538-2260

ココモ

Kokomo, IN
Tel: 765-864-8360
Fax: 765-864-8387

ロサンゼルス

Mission Viejo, CA
Tel: 949-462-9523
Fax: 949-462-9608

サンタクララ

Santa Clara, CA
Tel: 408-961-6444
Fax: 408-961-6445

トロント

Mississauga, Ontario,
Canada
Tel: 905-673-0699
Fax: 905-673-6509

アジア / 太平洋

アジア太平洋支社

Suites 3707-14, 37th Floor
Tower 6, The Gateway
Harbour City, Kowloon
Hong Kong
Tel: 852-2401-1200
Fax: 852-2401-3431

オーストラリア - シドニー

Tel: 61-2-9868-6733
Fax: 61-2-9868-6755

中国 - 北京

Tel: 86-10-8528-2100
Fax: 86-10-8528-2104

中国 - 成都

Tel: 86-28-8665-5511
Fax: 86-28-8665-7889

中国 - 香港 SAR

Tel: 852-2401-1200
Fax: 852-2401-3431

中国 - 南京

Tel: 86-25-8473-2460
Fax: 86-25-8473-2470

中国 - 青島

Tel: 86-532-8502-7355
Fax: 86-532-8502-7205

中国 - 上海

Tel: 86-21-5407-5533
Fax: 86-21-5407-5066

中国 - 瀋陽

Tel: 86-24-2334-2829
Fax: 86-24-2334-2393

中国 - 深川

Tel: 86-755-8203-2660
Fax: 86-755-8203-1760

中国 - 武漢

Tel: 86-27-5980-5300
Fax: 86-27-5980-5118

中国 - 厦門

Tel: 86-592-2388138
Fax: 86-592-2388130

中国 - 西安

Tel: 86-29-8833-7252
Fax: 86-29-8833-7256

中国 - 珠海

Tel: 86-756-3210040
Fax: 86-756-3210049

アジア / 太平洋

インド - バンガロール

Tel: 91-80-3090-4444
Fax: 91-80-3090-4080

インド - ニューデリー

Tel: 91-11-4160-8631
Fax: 91-11-4160-8632

インド - プネ

Tel: 91-20-2566-1512
Fax: 91-20-2566-1513

日本 - 横浜

Tel: 81-45-471- 6166
Fax: 81-45-471-6122

韓国 - 大邱

Tel: 82-53-744-4301
Fax: 82-53-744-4302

韓国 - ソウル

Tel: 82-2-554-7200
Fax: 82-2-558-5932 または
82-2-558-5934

マレーシア - クアラルンプール

Tel: 60-3-6201-9857
Fax: 60-3-6201-9859

マレーシア - ペナン

Tel: 60-4-227-8870
Fax: 60-4-227-4068

フィリピン - マニラ

Tel: 63-2-634-9065
Fax: 63-2-634-9069

シンガポール

Tel: 65-6334-8870
Fax: 65-6334-8850

台湾 - 新竹

Tel: 886-3-6578-300
Fax: 886-3-6578-370

台湾 - 高雄

Tel: 886-7-536-4818
Fax: 886-7-536-4803

台湾 - 台北

Tel: 886-2-2500-6610
Fax: 886-2-2508-0102

タイ - バンコク

Tel: 66-2-694-1351
Fax: 66-2-694-1350

ヨーロッパ

オーストリア - ヴェルス

Tel: 43-7242-2244-39
Fax: 43-7242-2244-393

デンマーク - コペンハーゲン

Tel: 45-4450-2828
Fax: 45-4485-2829

フランス - パリ

Tel: 33-1-69-53-63-20
Fax: 33-1-69-30-90-79

ドイツ - ミュンヘン

Tel: 49-89-627-144-0
Fax: 49-89-627-144-44

イタリア - ミラノ

Tel: 39-0331-742611
Fax: 39-0331-466781

オランダ - ドリユーネン

Tel: 31-416-690399
Fax: 31-416-690340

スペイン - マドリッド

Tel: 34-91-708-08-90
Fax: 34-91-708-08-91

英国 - ウォーキングラム

Tel: 44-118-921-5869
Fax: 44-118-921-5820