

高速オペアンプのノイズ解析

Michael Steffes

High-Speed Data Products

システム帯域の増加に伴って、信号チャネルの各要素のノイズ寄与を正確に見積もることがますます重要になってきています。しかしながら、オペアンプの総ノイズ予測や各種ノイズ間の換算に必要な計算にいまひとつ満足できていない設計者は数多く存在します。メーカー間でノイズの説明にかなりの程度の不整合が見られることや、場合によっては仕様が不完全であることもこの混乱の一因となっ

ています。本アプリケーションノートでは、電流帰還アンプと電圧帰還アンプの主な相違点を詳しく論じながら、オペアンプノイズのモデルを綿密に解説してゆきます。また、業界で用いられる各種ノイズ測定法間での換算方法についても説明します。広帯域(ブロードバンド)の効果は、低周波数帯(1/f 領域)と高周波数帯(ノイズ電力帯域幅)の両方について述べられます。

内 容

1. ノイズ解析の基本	2
2. オペアンプのノイズモデル	2
3. オペアンプの総出力スポットノイズを計算する	4
4. オペアンプの総等価入力スポットノイズ電圧を計算する	5
5. スポット入力/出力ノイズを電力に変換する	5
6. スポットノイズを積分ノイズに変換する	5
7. ノイズ・フィギュアの計算	7
8. ノイズ計算の例	9
9. 要約	11
10. 参考文献	11

説明図

図 1. オペアンプのノイズ解析回路	2
図 2. バイポーラ入力オペアンプ (OPA695) の入力ノイズ密度プロットの例	3
図 3. JFET入力オペアンプ (OPA655) の入力ノイズ密度プロットの例	3
図 4. 非反転オペアンプノイズ・フィギュア解析回路	7
図 5. 反転オペアンプノイズ・フィギュア解析回路	8
図 6. IF アンプ回路の例	9
図 7. 低周波パルスアンプ	10

説明表

表 1.	7
-----------	---

1. ノイズ解析の基本

ランダム電子ノイズ(電流または電圧)は、回路で使用されているほとんどすべての種類の成分(構成要素)中に存在します。このノイズは周波数領域現象、または自然に発生するものと考えられます。最も普通に行われているノイズの研究モデルは、まず周波数領域からノイズを調べ、次に時間領域に切り替えて、ノイズ電力帯域幅の解析と組み合わせたノイズ濃度曲線の形状を用いて調べるといいます。本セクションでもこの方法を用いることにします。

オペアンプノイズの見方でもうひとつ役に立つのは、入力電圧と電流ノイズを、入力オフセット電圧とバイアス電流という時間的に変化する成分(構成要素)として見ることです。本アプリケーションレポートでこれから行うように、周波数領域から時間領域へと移動して分析することにより、この時変成分(要素)の振幅を予測するための必須ツールが形成されます。考察の対象となるのは、これらの成分(構成要素)自体によって生成されたランダム電子ノイズのみです。次に挙げるノイズ源はシステム設計者にとって関心度の高いものですが、ここでは考慮に入れません。

- 有限のPSRRが原因で出力に現れる、電源経由の伝導ノイズ
- 様々な放射雑音ピックアップ(EMI)のソース
- システム振動によるマイクロホン効果
- 高い狭帯域ノイズ(寄生振動)

ノイズの周波数領域解析の出発点は、ノイズ密度です。これは(ある特定のセンタ周波数で)1Hz帯域に正規化されたノイズ電力で、スポットノイズと呼ばれることもあります。

ホワイトノイズは、周波数に対してフラットな(均一の)ノイズ電力を持っています。ほとんどのアンプと抵抗は、周波数何デケイド分にもわたるフラットノイズ領域を示します。ただし、やはりほとんどのアンプと抵抗では、低周波数でのノイズ電力密度の増加も示します。これは、ノイズ電力密度がしばしば周波数の逆数として増加するため、 $1/f$ 領域と呼ばれます。ポップコーンノイズは、電圧または電流に見られる不規則な長期シフト(オーディオスピーカに入るとポップコーンのはじける音のように聞こえる)です。この現象は周波数領域の説明にうまく合わず、長時間のうちに自然発生するケースがもっともよく見られます。

周波数領域のノイズを解析するには、そのノイズ要素についての周波数のノイズ密度を表す回路に等価ノイズ電圧または電流発生回路を導入します。これらの電圧または電流は、ノイズ電力密度の平方根になります。標準的な回路解析技法を得るためには、電圧および電流を扱うことが必要になります。ノイズ電圧と電流を利用する際に主に気をつけなければならないことは、電圧も電流も代数的な加算はしないということです。個々のノイズ源の位相は、(相関ソースを除いて)他のどのノイズ源に対しても不規則になっています。つまり、回路内の特定箇所に対する各ノイズ項の寄与を得るために重畳を使用することはできても、電圧や電流そのものをその箇所単純に加算することはできな

いということです。総ノイズ電力を知るためには、各電力を加算します。

2. オペアンプのノイズモデル

図1は、これから述べるノイズ解析の出発点となる解析回路です。この結線図には、完全なオペアンプノイズ解析を目指すならば常に考慮に入れる必要のある、オペアンプ用の等価入力ノイズ項3つと抵抗ノイズ項3つが含まれています。通常はどんなオペアンプのアプリケーション回路も、任意の入力電圧源を短絡して、および/または回路を駆動していると思われる任意の入力電流源を開放して残留インピーダンスを図1に示す3要素にまで減らすことにより、図1に示すような形に整理できます。

リアクタンス素子(キャパシタ(コンデンサ)、インダクタ、トランス(変圧回路))は、通常ノイズを発生しないとみなされます。ただしこれらは、ある回路中のノイズ発生回路の周波数レスポンス(周波数補正特性)に強く影響する可能性があります。この例は後の方で示します。この点においては、オペアンプ周辺の要素は純粋に抵抗要素であるとみなしてください。抵抗のジョンソンノイズは、電流または電圧のどちらかで表せることを覚えているでしょうか。図1の解析回路では両方の形態(電流ノイズが R_G 、電圧ノイズが R_F)を使用して、後述する計算を簡素化しています。

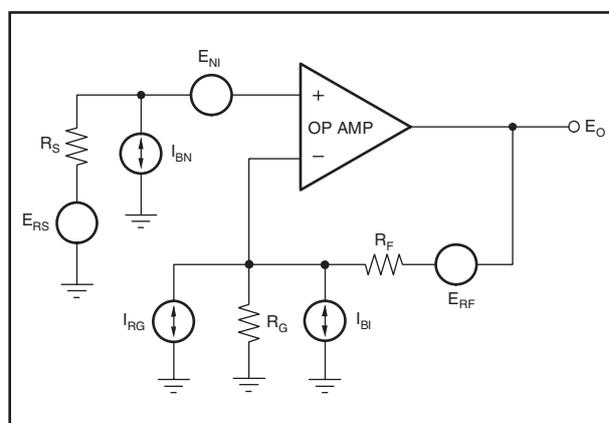


図1. オペアンプのノイズ解析回路

$$4kT = 16E - 20J \cdot \frac{T}{290^\circ K}, \quad T \text{はケルビン温度}$$

$$E_{NI} = \text{オペアンプの入力ノイズ電圧}$$

$$I_{BN} = \text{オペアンプの非反転入力ノイズ電流}$$

$$I_{BI} = \text{オペアンプの反転ノイズ電流}$$

$$E_{RS} = \text{電源抵抗のノイズ電圧} = \sqrt{4kTR_S}$$

$$E_{RF} = \text{帰還抵抗のノイズ電圧} = \sqrt{4kTR_F}$$

$$I_{RG} = \text{ゲイン設定抵抗のノイズ電流} = \sqrt{\frac{4kT}{R_G}}$$

異なるノイズ解析間に見られる不一致のほとんどは、図1に示すノイズ源のいくつかを重要でないものとして無視することに起因します。一般的に言って、特定のアプリケーション回路中の特定のオペアンプの主要なノイズ源というものは確かに存在するでしょう。ただし、どのような構成中のどのようなオペアンプでも扱えるために必要な一般性を維持するには、最初にすべての条件を考慮し、その後で必要に応じて条件を削っていくという順序を踏む必要があります。

図1に示すノイズ電圧と電流源は、独自の周波数レスポンスを持てるスポットソースとして扱われます。特に、オペアンプ入力電圧ノイズ ENI は通常、 $1/f$ ノイズの影響により低い周波数でも増加します。2つのオペアンプ入力電流ノイズ項も、低い周波数でのバイポーラ入力段のノイズ増加を示します。JFET入力段では、低周波に向かう非常に低く一定のスポット入力ノイズ電流が見られますが、高周波ではノイズの増加を示します。図2では高速バイポーラ入力オペアンプの入力ノイズ密度のプロットの例を示し、図3では高速JFET入力オペアンプの例を示しています。図3は単独のトレースを示していますが、図2は2つの入力電流ノイズ項の別々のトレースを示していることに注意してください。これは、2つの入力電流ノイズ項が等価である(電圧帰還オペアンプの場合は、通常このことは真です)という意味です。高速電流帰還オペアンプ(OPA695等)と電圧帰還オペアンプ(OPA655等)の間の主な違いの1つは、電流帰還トポロジの2つの入力が不等価のバイアス電流とノイズ電流を示すことです。これら3つの入力ノイズ項は、デバイスの実際の内部ノイズ源すべてのモデルとなることを意図されています。入力基準モデルを使用すれば、あらゆる構成下での総出力ノイズを計算できます。

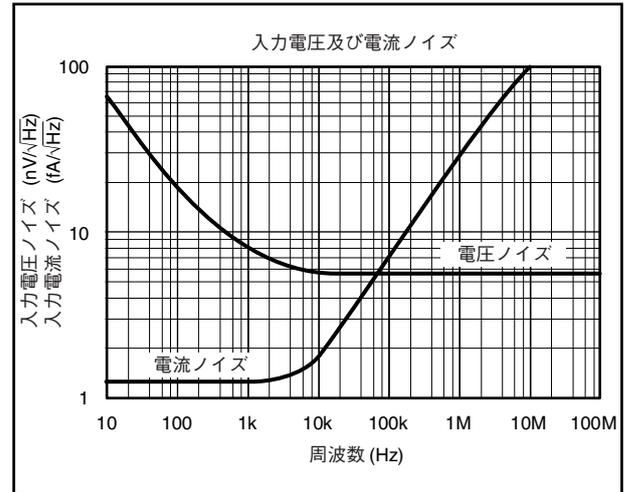


図 3. JFET入力オペアンプ (OPA655)の入力ノイズ密度プロットの例

通常、抵抗ノイズ項は周波数に対して一定のノイズ電圧(またはノイズ電流)密度を持つとみなされています。ジョンソンノイズに加えて、抵抗を通るDC電圧によって変動する、低周波での抵抗ノイズの増加(エクセスノイズと呼ばれます)もあります。炭素合成抵抗では、金属膜の示す低周波でのノイズ増加が無視できるほど小さいため、最も高いエクセスノイズを示します(Motchenbacher & Fitchen 1973:171)。巻き線型抵抗は最も低いエクセスノイズを示しますが、インダクティブ・インピーダンスの問題があるために絶対に高周波オペアンプの信号経路には使用してはいけません。このことに関しては、抵抗ノイズ密度が周波数に対してフラット(均一)であるためと考えられます(ホワイトノイズ)。

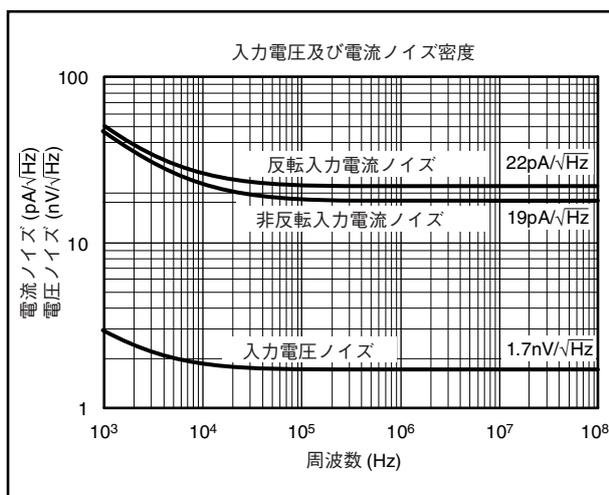


図 2. バイポーラ入力オペアンプ(OPA695)の入力ノイズ密度プロットの例

3. オペアンプの総出力スポットノイズを計算する

まず、図1の総出力スポットノイズ電圧 (E_O) を計算してみましょう。出力の各項は単純に、特定周波数での各ソースの値であり、その周波数でのゲインによって出力に取られたものです。ここではすべてのソースをホワイトノイズとして扱い、図1にあるゲイン項のあらゆる周波数レスポンスの影響を無視します。すべてのノイズ電圧源とノイズ電流源が無相関の場合(もっとも普通の仮定)、それらの電力は出力で代数的に加算されます。つまり、スポットノイズ電力の総出力は各項の寄与するノイズ電力の総和ということになります。この電力の平方根を使って、スポットノイズ電圧の総出力を求めます。

次のように仮定して、総出力ノイズを計算します。

$(1 + R_F/R_G) \equiv G_N =$ ノイズゲイン (オペアンプの非反転信号ゲインと完全に等価)

最初に、下のように重畳によって各電圧ノイズ項または電流ノイズ項の出力へのゲインを求めます。

ノイズ項	ゲイン
E_{NI}	G_N
I_{BN}	$R_S \cdot G_N$
E_{RS}	G_N
I_{BI}	R_F
E_{RF}	1
I_{RG}	R_F

次に、抵抗ノイズに代入を行い(図1)、各ノイズ項をそのゲインで乗算し、(べき乗にするために)各項を二乗し、それらすべてを合計し、その合計の平方根を求めて総出力スポットノイズの式を形成します。

$$E_O = \sqrt{(E_{NI}G_N)^2 + (I_{BN}R_S G_N)^2 + 4kTR_S G_N^2 + (I_{BI}R_F)^2 + 4kTR_F + \frac{4kT}{R_G} R_F^2} \quad (1)$$

非反転入力で各項を結合して、

$$4kTR_F + \frac{4kT}{R_G} R_F^2 = 4kTR_F \cdot G_N$$

上の式で、選択した周波数での任意のオペアンプの総出力スポットノイズ電圧が求められることを確認します。

$$E_O = \sqrt{(E_{NI}^2 + (I_{BN}R_S)^2 + 4kTR_S)G_N^2 + (I_{BN}R_S)^2 + 4kTR_F G_N} \quad (2)$$

式(2)の任意のゲイン項に対する周波数レスポンスの影響を考慮するには、意図する周波数で (R_S, G_N , および/または R_F) ゲインの大きさを代入します。寄生であれ計画的なものであれ、抵抗間のキャパシタンスは式(2)の項に関してスポットノイズゲインに強く影響する可能性があります。

反転オペアンプの構成によく見られる技法のひとつに、($R_S = R_F \parallel R_G$ と設定することにより) DCバイアス電流のエラーを解除するために、 R_S setとのソースマッチを行うというものがあります。このDCマッチ抵抗によって追加されたノイズを制限するには、 R_S を横切って大きなキャパシタを追加し、出力スポットノイズ式中の $4kTR_S \cdot G_N$ 項と $(I_{BN} \cdot R_S \cdot G_N)^2$ 項にフィルタ処理を行います。

式(2)は、いくつかの点で簡略化することが可能です。例えば電圧帰還オペアンプを使用している場合、 R_S はしばしば、バイアス電流を解除するために $R_F \parallel R_G$ と等価に設定されます。電流帰還オペアンプの入力バイアス電流はマッチしないため、これは電流帰還オペアンプを使用している場合にはほとんど行われません。2つの入力ノイズ電流が電圧帰還の場合に等価であると仮定し ($I_{BN} = I_{BI} = I_B$)、 R_S に代入を行うと、式(2)を次のように変形できます。

$$E_O = \sqrt{E_{NI}^2 G_N^2 + 2(I_B R_F)^2 + 2(4kTR_F G_N)} \quad (3)$$

式(3)を見ると、 E_{NI}, I_B, G_N がいったん設定されると、 R_F の値(および必要なゲインとソースマッチングを得るために、 R_G, R_S の値)を減少させることにより、出力ノイズを常に減らしておけることが分かります。このアプローチは、帰還ネットワークによって提示される増加した負荷によって、また電流帰還オペアンプの場合は安定性(stability)の条件によって制限されます。 R_F の値は、電流帰還オペアンプの補償を制御します。これを減らしすぎると、周波数レスポンスのピーキングが過剰になったり、発振が起きたりする可能性があります。

4. オペアンプの総等価入力 スポットノイズ電圧を計算する

式(2)は、物理的に測定可能なノイズを計算するための式です。この出力をスペクトラム・アナライザに接続し、測定した電力を特定の周波数(および分解能帯域)でスポットノイズ電圧に変換することにより、式(2)で予測された値が得られます。たいいていの場合、設計者は等価入力スポットノイズ電圧の総和と、ある特定の入力信号を比較する方を好みます。この入力ノイズは、オペアンプ自体の入力スポット電圧ノイズと同じものではなく、総出力スポットノイズの式(式(2))を入力基準にすることによって導き出された抽象化物です。総スポット出力ノイズを入力基準にするには、必要な信号入力ポイントから出力までのゲインで総スポット出力ノイズを除算します。入力はシステム中のどこに行ってもかまいません。反転入力信号へ行く可能性もあり—あるいは、前段の入力へ行く可能性もあります(その場合はその段の入力基準ノイズと結合して、この第二段によってどのくらいの量が加算されたかを確認します)。もっとも多くの場合、入力基準スポットノイズ電圧は非反転入力 E_{N} での総入力基準ノイズにされます。 G_N で式(2)を除算すると、非反転入力が入力基準となります。

$$E_N = \sqrt{E_{Ni}^2 + (I_{BN}R_S)^2 + 4kTR_S + \left(\frac{I_{BI}R_F}{G_N}\right)^2 + \frac{4kTR_F}{G_N}} \quad (4)$$

式(4)では、最後の2つの項にある R_F を明示的に示しています。 R_F は1つの電流帰還オペアンプ用に相対的に固定されているため、この式では、物理的に回路の反転側にあるノイズ項の入力基準寄与が、ゲインの増加とともに減少することを明確に示しています。電圧帰還アンプ用のより普通の等価式では、 $R_F/G_N = R_F \parallel R_G$ を代入して次のような式にします。

$$E_N = \sqrt{E_{Ni}^2 + (I_{BN}R_S)^2 + 4kTR_S + (I_{BI}(R_F \parallel R_G))^2 + 4kT(R_F \parallel R_G)} \quad (5)$$

式(5)でソースマッチ条件($R_S = R_F \parallel R_G$)を課し、 $I_{BN} = I_{BI}$ と仮定すると、さらに次のように簡略化できます。

$$E_N = \sqrt{E_{Ni}^2 + 2(I_{BI}(R_F \parallel R_G))^2 + 2(4kT)(R_F \parallel R_G)} \quad (6)$$

5. スポット入力/出力ノイズを 電力に変換する

周波数領域志向のアプリケーションのほとんどでは、電力のみを扱います。入力または出力スポットノイズの式のどちらかをdBmに変換できます。式(7)では、出力スポットノイズ電圧についてこの変換を行っています。

$$P_N = 10 \cdot \log \left[\frac{E_o^2}{50\Omega(0.001)} \right] = [13 + 20 \log(E_o)] \text{ dBm} \quad (7)$$

再び、これは1Hz帯域にある、50Ωの抵抗を流れるノイズ電力です。ここに見える基準点の良い点は、温度が290°Kの時の抵抗50Ωは168dBmのスポットノイズ電力を持つということです。

6. スポットノイズを積分ノイズに 変換する

周波数上のスポットノイズは、デバイスを比較してスペクトラム・アナライザの測定を解釈するのに有効な手段です。また、ノイズ解析について最も基本的なレベルで役に立つ出発点でもあります。ただし、1Hz帯域に定義された信号を持つシステムは実際にはほとんどないため、スポットノイズからある帯域に広がるノイズへの変換が必須となります。積分ノイズを計算するという事は、関心のある周波数帯上のノイズ電力すべてを合計するプロセスです。ここでもまた、ノイズは実際には電力として単に代数的に加算されるのみなので、最初の積分はノイズ電圧を2乗して行い、次にその平方根を求めることによって再び電圧に変換します。最初の出力積分ノイズを考察すると、実際には周波数に依存する部分が2箇所この計算にはあります。一つ目は入力スポットノイズ項自体の周波数レスポンス、二つ目はその項のゲインの、出力に対する周波数レスポンスです。これらを既知のものとして仮定してもまだ、次のような興味深い微妙な差異が2つ残っています。

1. 周波数 = 0 でスタートするとうまくいかない。第一に、1/fモデルは $F = 0$ の場合に無限のノイズ密度になる。第二に、周波数ゼロでは時間の始まりということの問題にしなければならない—したがって $F = 0$ の場合、ノイズは無限ということになる(ビッグバン理論)。
2. どのような高周波数制限を用いればよいのか? しばしば、アンプ自体の周波数レスポンス(より正確には式(2)の各項の周波数レスポンス)が使用されるが、これは(解析という観点から見ると)、各ノイズ項ごとに違う周波数レスポンスの形態を厳密に適用するならば、かなり困難なものになる可能性がある。ノイズに気を遣う大多数の実際のシステムでは、検知段の直前に帯域制限を設定することを課している。周波数領域 アプリケーションのIFフィルタにせよ時間領域用のパッシブローパスフィルタにせよ、この帯域制限によってシステムのノイズ電力帯域(NPB)が設定されることになる。

出力スポットノイズがその周波数に対してフラットになるように(つまり、個別のノイズソースに自主規制をさせないように)NPBを設定することがよくあります。IFチェーンでは、最後のIFまたはベースバンドフィルタは先行するの段よりも低い帯域にあります。パルスドメイン・アプリケーションでは、この最後のローパスフィルタは先行するアンプ段よりも低い帯域にあります。これらのケースでは、各項が出力に対して個別に持っている周波数レスポンスは無視でき、また、この最後のフィルタの周波数レスポンスが制限要因となります。

ほとんどの設計者は、V/V 伝達関数についてのゲインと位相の観点から周波数レスポンスを考察します。ノイズ電力は直接加算するしかないため、ノイズについて重要なのはやはりパワーゲインです。つまり使用するのがどのようなV/V伝達関数であっても、ノイズ積分の前に二乗する必要がありますということ。標準的なローパス伝達関数とその等価のノイズ電力帯域(ノイズ電力帯域)間では、簡単な変換が数回行われます。一次ローパスフィルタの場合、-3dB帯域(F_{-3dB})は次のようにしてノイズ電力帯域に関連付けられます。

$$NPB = \left(\frac{\pi}{2} \cdot F_{-3dB}\right) \text{ Hz (単極ローパスフィルタ)} \quad (8)$$

二次ローパスフィルタの場合も、NPBは次のようにして(W_0 項とQ項の)V/V伝達関数に関連付けられます。

$$NPB = \left(\frac{\pi}{2} \cdot F_0 \cdot Q\right) \text{ Hz (二次ローパスフィルタ)} \quad (9)$$

ここで、

$$F_{-3dB} = \left[F_0 \cdot \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right) + \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right)^2 + 1}} \right] \text{ Hz} \quad (10)$$

となります。

なお、 $F_0 = \frac{W_0}{2\pi}$ Hz です。

これらはどちらも、元々のV/V伝達関数と同じ電力を積分する、等価のブリックウォール帯域を計算しています。 W_0 とQは、計測された2次周波数レスポンスから、何通りかの方法で見積もることができます。たとえば、最大限にフラットなバターワース2次レスポンスでは $Q = 0.707$ および $F_0 = F_{-3dB}$ であり、これにより $NPB = 1.11 \cdot F_{-3dB}$ という結果が生じます。式(9)の結果により、等価NPBがQとともに線形に増加することがわかります。つまり、増加してピークに達する周波数レスポンスは、より広帯域のNPBと同じ

効果を持つということになります。物理的には、フラットな入力スポットノイズに対して、このピークになったレスポンスは(ピークになった領域で)より多くのノイズゲインを与えます。この増加したノイズゲインは、積分ノイズの計算時にNPBを増加させることによって、等価的に説明できます。

NPBについてただひとつの数値を得るためのこれらすべての努力により、積分ノイズの計算を簡素化することができます。スポット出力ノイズがフラットとみなされる場合、積分ノイズは次のように簡単に表せます。

$$E_{RMS} = E_O \cdot \sqrt{NPB} \quad (11)$$

これは、周波数領域ノイズの記述から時間領域の記述への変換になっています。計測チャンネルノイズ電力帯域時間の各平方根を乗算することで、(フラットであると仮定した)スポットノイズによりその帯域のRMSノイズ電圧を与えられます。しばしば関心の対象となる最終変換は、このRMSノイズ電圧をピーク電圧数値に取ることです。RMSを V_{PP} に変換するための最も普通の波高因子は、正弦曲線に使用されるものです(例： $2\sqrt{2} = 2.8$)。ノイズは明白に正弦曲線ではありません。6・ V_{RMS} を使用すると V_{PP} 限界が与えられますが、これが超過されることはめったにありません。

ある周波数領域アプリケーションのノイズ電力帯域を考察することは、また少し違ってきます。ほとんどのIFフィルタは多重極であるため、NPBが F_{-3dB} 帯域に近づきます。積分ノイズ電力に変換するには、式7のスポットノイズ電力に $10 \cdot \log(NPB)$ を単純に加算します。ここで、NPBは通常、 F_{-3dB} 帯域と同じです。

次に、入力ノイズ項自体の周波数レスポンスを考察してみましょう。システムにとって関心の対象となる帯域に低周波1/fノイズ領域が含まれる場合、低周波で増加したこのスポットノイズのために積分ノイズが著しく増大する可能性があります。下の式(12)は、1/fノイズ用のスポットノイズ式です。

$$E_T = E_N \cdot \sqrt{1 + \frac{F_{-3dB}}{F}} \quad (12)$$

(spot noise voltage over frequency)

ここで、

- E_N = フラットバンド(平帯域)スポットノイズ電圧
- F_{-3dB} = 総スポットノイズ電力を倍にした周波数
- F = 周波数

式(12)を二乗して、NPBを上限とする任意の低周波からの積分を取ると、その帯域に寄与する総電力が得られます。積分の周波数帯によって除算(分周)を行い、平方根をとることにより、式(12)で記述される実際の電源と同じ電力に積分された等価ホワイトノイズが得られます。積分は式(13)で求められ、式(14)で解かれ、式(15)で等価のスポット入力電圧ノイズに戻されます。

$$E_{EQ}^2 = \frac{1}{F_2 - F_1} \int_{F_1}^{F_2} E_N^2 \left(1 + \frac{F_{3dB}}{F} \right) df \quad (13)$$

ここで、

- $F_1 \rightarrow$ 周波数の下限
- $F_2 \rightarrow$ NPB

$$E_{EQ}^2 = \frac{E_N^2}{F_2 - F_1} \left[(F_2 - F_1) + F_{3dB} \ln \left(\frac{F_2}{F_1} \right) \right]$$

$$= E_N^2 \left[1 + \frac{F_{3dB}}{F_2 - F_1} \ln \frac{F_2}{F_1} \right] \quad (14)$$

$$E_{EQ} = E_N \sqrt{1 + \frac{F_{3dB}}{F_2 - F_1} \ln \frac{F_2}{F_1}}$$

(等価ホワイトノイズ電圧) (15)

関心の対象となる最大周波数は1/fノイズコーナー(F_{3dB})をはるかに超えるため、式(15)は E_N にほぼ等しくなります。

これを説明するために、 F_1 を任意の低い値 - 例えば10kHz(前述のように、ここでは $F_1 = 0$ を使えません)にして、 $F_{3dB} = 10kHz$ とし、式(15)の根号について下記の結果を得るために、 F_2 をスイープします。

F_2	$\sqrt{1 + \frac{F_{3dB}}{F_2 - F_1} \ln \left(\frac{F_2}{F_1} \right)}$
1kHz	6.9
10kHz	2.8
100kHz	1.4
1MHz	1.06
10Mhz	1.006

表 1

表1に示すように、 $F_2 (= NPB)$ が1/fノイズコーナー周波数をはるかに超える場合、この低周波で増加するノイズの影響は無視してもかまいません。そうでない場合は、低周波数ノイズの統合的な影響を含めるために、オペアンプの3つの入力ノイズ項を式(15)を用いて再計算する必要があります。これらの結果はその後、式(2)の総出力スポットノイズ式に入れられます。この結果をその後で乗算して、積分ノイズ見積もりの時点で正確に低周波の影響を含む積分ノイズ電圧に到達することもできます。

7. ノイズ・フィギュアの計算

ノイズ・フィギュアは、RFおよびIFアンプにとってのノイズ影響について普通にみられる説明であり、 $10 \cdot \log$ (出力での信号/ノイズに除算された、入力での信号/ノイズ)と定義されます。すべての項はスポット電力(ノイズと信号)です。入力ノイズ電力は、何らかの電源インピーダンスから入力へ供給されたノイズ電力 - しばしば、「整合インピーダンス終端」と定義されます。入力終端はRFまたはIFアンプについてのマッチング値に固定されることが多いのですが、ユーザが設定するものであるため、この定義はオペアンプにとって多少複雑です。図4は、ノイズ・フィギュア解析のためのノイズ源と定義点を示す、任意の入力終端(R_T)付きの非反転オペアンプです。

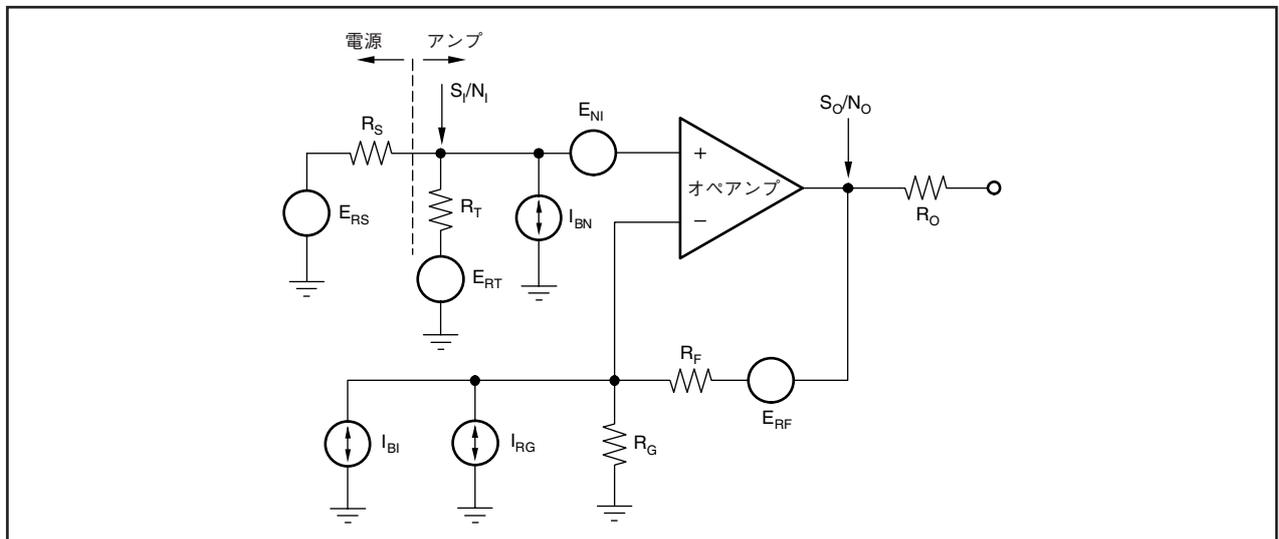


図 4. 非反転オペアンプノイズ・フィギュア解析回路

R_T を任意の入力終端のままにしておいた場合、式(16) (この場合 $R_p \equiv R_T \parallel R_S$)に示すような、非反転オペアンプ構成(NF⁺)の非常に一般性のあるノイズ・フィギュア式ができます。

R_T の特例2つにより、式(16)は大幅に簡素化できます。

$$NF^+ = 10 \log \left[1 + \frac{R_S}{R_T} + \frac{R_S}{4kT} \left[\left(\frac{E_{NI}}{R_p} \right)^2 + (I_{BN})^2 + \left(\frac{I_{BI}R_F}{R_p G_N} \right)^2 + \frac{4kTR_F}{G_N R_p^2} \right] \right] \quad (16)$$

$R_T = R_S$ として入力インピーダンス整合を得ると、式(17)ができます。

$$NF^+ = 10 \log \left[2 + \frac{E_{NI}^2 + \left(I_{BN} \frac{R_S}{2} \right)^2 + \left(\frac{I_{BI}R_F}{G_N} \right)^2 + \frac{4kTR_F}{G_N}}{kTR_S} \right] \quad (17)$$

なお、 $R_S = R_T$ です。

$R_T = \infty$ としても入力整合は提供されませんが、式(18)に示すようにノイズ・フィギュアはより低くなります。

$$NF^+ = 10 \log \left[1 + \frac{E_{NI}^2 + (I_{BN}R_S)^2 + \left(\frac{I_{BI}R_F}{G_N} \right)^2 + \frac{4kTR_F}{G_N}}{4kTR_S} \right] \quad (18)$$

なお、 $R_T = \infty$ です。

一般的に言って、オペアンプの入力基準電圧ノイズを減らすもの(式(4))は何であれ、ノイズ・フィギュア(理想的なノイズ・フィギュア = 0dB(出力SNR = 入力SNRの場合))を減少させます。 R_S を変化させると、電源抵抗ノイズの影響とオペアンプで生じるノイズの影響がトレードオフになります。ノイズ・フィギュアを最小限に抑える最適電源抵抗での動作が推奨されることもあります。これはインピーダンス虚数部の変圧(変圧回路等)を使用する時に効果的ですが、増加された電源抵抗が物理(ノイズの)抵抗器2だった場合、実際にはノイズの役にはたっていません。

反転モードで動作するオペアンプのノイズ・フィギュアはもっと複雑です。図5は、反転オペアンプのトポロジ用のノイズ・フィギュア解析回路です。この回路には、非反転入力 R_T を接地するための抵抗が含まれていますが、これは最も低いノイズ用の比較的低い値に設定する必要があります。これにはまた、入力インピーダンスを信号ゲインから離して設置できるようにするために、入力で接地するようになっているマッチ抵抗を含みます。この反転オペアンプ構成を調べる入力インピーダンスは、 $R_G \parallel R_M$ の並行結合です。

入力インピーダンスは無限ではないため、この回路の主なアプリケーションは R_S とマッチする入力インピーダンスを提供していると思われます。 R_M が、(R_G と R_S が1つずつと仮定して) R_S とマッチする入力インピーダンスを提供することを余儀なくされている場合は、反転オペアンプノイズ・フィギュアの式(NF⁻)を式(19)に示すとおりに導き出すことができます。

$$NF^- = 10 \log \left[2 \left(2 \frac{R_G}{R_S} - 1 \right) + \frac{\left(E_{NI}^2 + (I_{BN}R_S)^2 + 4kTR_F \right) A_T^2 + \left(\frac{I_{BI}R_F}{G_1} \right)^2 + \frac{4kTR_F}{(G_1)^2}}{kTR_S} \right] \quad (19)$$

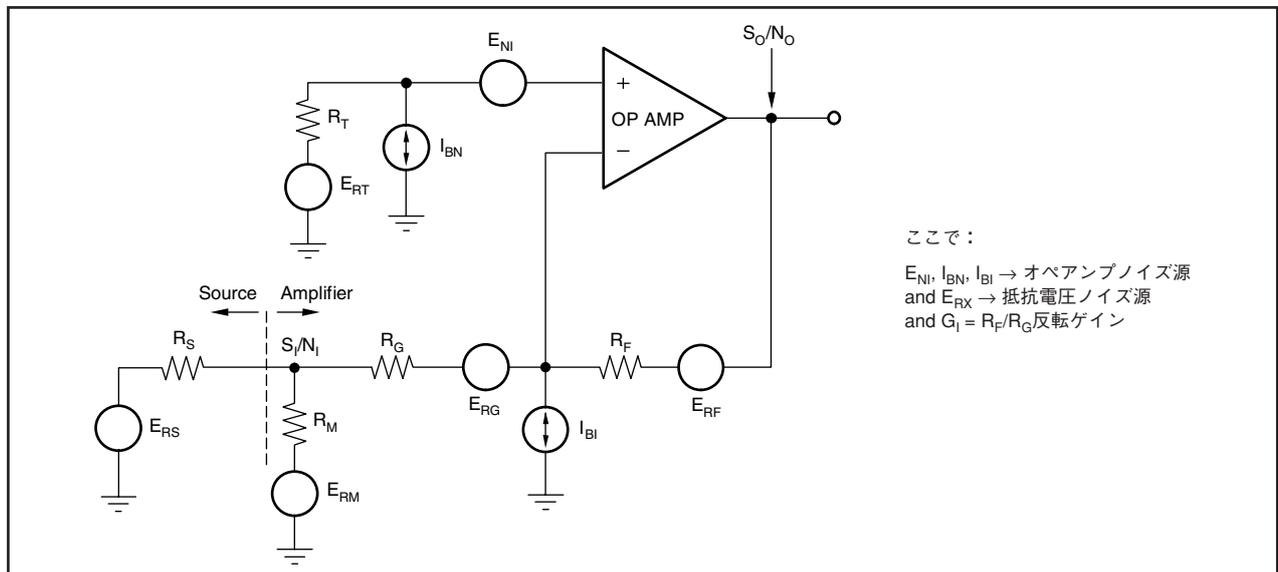


図5. 反転オペアンプノイズ・フィギュア解析回路

ここで、

$$A_T = \frac{1 + G_I \left(1 - \frac{R_S}{2R_G}\right)}{G_I}$$

= gain for noise terms at non-inverting input
(20)

R_M は R_G と R_S の値によって制約を受けているため、ノイズ・フィギュアの式には現れません。非反転または反転構成のどちらかで、同じアンプを固定 R_F とともに使用することにより、通常は、低いゲインでの $NF^- > NF^+$ が、より高いゲインでの非反転ノイズ・フィギュアを下回る反転ノイズ・フィギュアとともに導き出されます。非反転ノイズ・フィギュア対ゲインは漸近的に、物理的に非反転入力上にあるノイズ項によって設定された限界に近づきます。それら同じノイズ項は、反転入力を入力基準としている場合は、実際にはより高い反転ゲインで減衰されます。

次に簡単な例を挙げてみましょう。 $R_F = 400\Omega$ (および $R_M = \infty$)で、 $R_S = R_G = 50\Omega$ とします。オペアンプ非反転入力ノイズ電圧だけを見ると、 $(1 + 400/100) = 5$ の出力へのゲインがあります。図5の入力基準点からの反転ゲインの大きさは $400/50 = 8$ です。反転入力への非反転入力ノイズ電圧を入力基準とすることにより、この場合は $5/8 = 0.625$ のゲインが得られます。式(20)は、この計算の一般的な形です。この影響により、より高いゲインでの整合入力インピーダンスの非反転構成でのノイズ・フィギュアよりも、反転構成でのノイズ・フィギュアの方が達成率が低くなります。

8. ノイズ計算の例

ここで説明する解析がどのように応用できるかを示すために、図2と図3でそれぞれ示したOPA695とOPA655のノイズ特性を使用した、大幅に異なるアプリケーション2つを考えてみましょう。まず、広帯域電流帰還 OPA695を、IFアンプのアプリケーションに応用してみます。IFアンプではI/Oインピーダンスが 50Ω とマッチしており、 $5\text{MHz} \sim 50\text{MHz}$ の周波数帯に対して負荷へのゲインが 10dB であることが望ましいとされます。これを実現した非反転回路が図6です。

今必要なのは、図2に示したどのノイズ項の $1/f$ コーナー周波数よりもかなり上にある周波数帯だけなので、これらの低周波数の影響は無視できます。OPA695は、電圧ゲイン 6.36 で動作して、マッチした負荷への必要なゲイン 10dB を得ています。このゲインでは、OPA695の持つ帯域は 600MHz を超えます。IFフィルタはしたがって、アンプ周波数レスポンスとは別個にノイズ電力帯域を設定します。

最初のステップは、式(2)を使用して総出力スポットノイズを計算することです。この計算のために、電源抵抗を 25Ω に設定する必要があることに注意してください。図2からのフラットバンド数値を使用することにより、式(21)ではこの計算で、(アンプの出力ピンでの)総出力スポットノイズ電圧を求めます。

$$E_O = \sqrt{[(1.7\text{nV})^2 + (19\text{pA} \cdot 25\Omega)^2 + 16E_{-21} \cdot 25\Omega](6.36)^2 + (22\mu\text{A} \cdot 402\Omega)^2 + 16E_{-21}(402\Omega) \cdot 6.36} = 16.1\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (21)$$

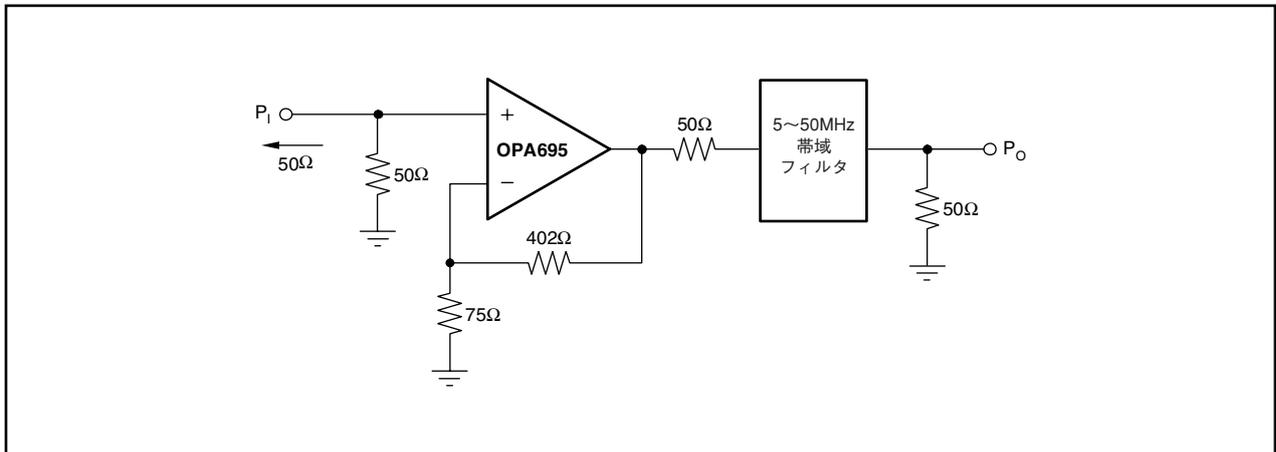


図 6. IFアンプ回路の例

この電圧ノイズを入力基準にするには、単純に電圧ゲインで除算して、 $16.1\text{nV}/6.36 = 2.54\text{nV}\sqrt{\text{Hz}}$ を得ます。このスポット入力ノイズ電圧をスポットノイズ電力に変換するには、式(7)を使用して -142.9dBm を得ます。入力での信号検知用のノイズフロアを得るには、 $10 \cdot \log[(50-5)\text{MHz}]$ をこれに加算して -66dBm を得ます。通常、検知できる最小の信号を計算するには、RFエンジニアが 3dB をこの数字に加算します。

この計算に使用されるのは、物理的にこの段の後にあるノイズ電力帯域を定義しているシステムであることに注意してください。IFアプリケーションで使用されるノイズの最後の公約数は、ノイズ・フィギュアでしょう。式(17)に代入することで、次の計算ができます。

$$NF^+ = 10 \log \left(2 + \frac{(2.54\text{nV})^2}{(4E-21) \cdot 50} \right) = 15.4\text{dB} \quad (22)$$

この計算で使用されるノイズ項は、 $R_S/2$ と等価の電源インピーダンスを使用して以前に計算された、単純な総入力基準電圧ノイズであることに注意してください。このノイズ・フィギュアがどのようにして、反転構成用に変化するのでしょうか？ $R_G = 50\Omega$ を保ち、 R_F を 316Ω に減らして、同じゲインの大きさを得ます。また、非反転入力(式(19)を使用)上の $R_T = 25\Omega$ を保つと、次の式に等しい反転ノイズ・フィギュアが得られます。

$$NF^- = 10 \log \left[2(2-1) + \frac{\left[(1.7\text{nV})^2 + (19\text{pA} \cdot 25)^2 + 16E-21 \cdot 25\Omega \right] (0.66)^2 + \left(\frac{22\text{pA} \cdot 316\Omega}{6.32} \right)^2 + \frac{16E-21 \cdot 316\Omega}{(6.32)^2}}{(4E-21)50\Omega} \right] = 12.1\text{dB} \quad (23)$$

同じゲインを提供する非反転構成ノイズ・フィギュアよりわずかに少なくなっています。ここで、OPA655 JFET入力オペアンプを使用して、DC結合時間領域の例を考えてみましょう。この場合、パルス設定時間を実現するのに必要な帯域に対する最小限の積分ノイズには非常に良好なパルス応答が求められます。 $+5$ ($R_F = 10\text{k}\Omega$ を使用)のゲイン用にOPA655をセットアップして、 5MHz のカットオフ二次バターワースフィルタでそれをフォローします。図7にこのアプリケーションを示します。

電圧帰還オペアンプには、 240MHz のゲイン帯域幅積があります。非反転信号ゲインが $+5$ の場合に、オペアンプの出力に対して、 48MHz より高い単極帯域を実現できます。システム帯域はこの段に続くローパス・バターワースフィルタによって設定されます。最初に、このフィルタのノイズ電力帯域を計算します。式(9)(および $Q = 0.707$, $F_O = F_{-3\text{dB}} = 5\text{MHz}$)を使用すると、次のようになります。

$$NPB = 1.11 \cdot 5\text{MHz} = 5.55\text{MHz}$$

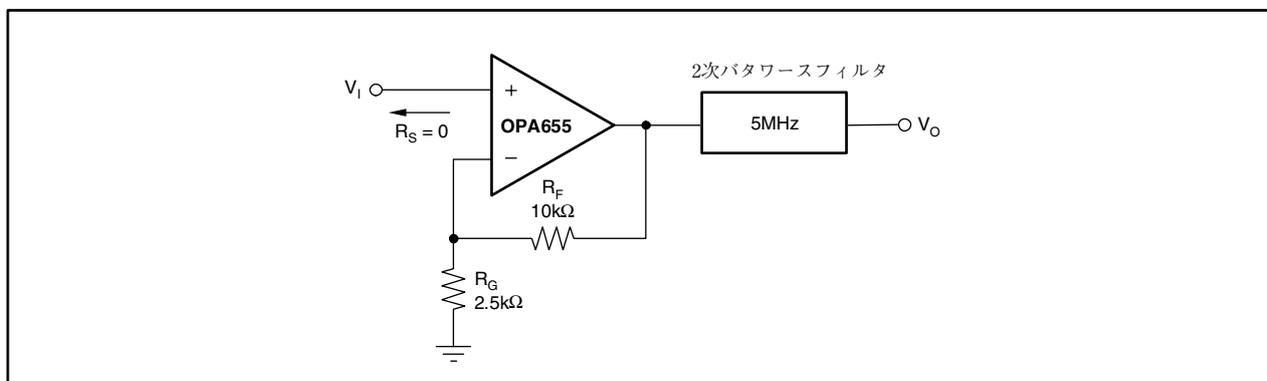


図 7. 低周波パルスアンプ

ここで図3に示す非反転入力ノイズ電圧密度の等価フラットバンドノイズを計算して、1/fの影響を含めます。次のように式(15)を用いて、 $F_{3dB} = 2\text{kHz}$, $F_1 = 10\text{Hz}$, $F_2 = 5.55\text{MHz}$, $EN = 5.6\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ で計算すると、下のような等価定常入力電圧ノイズが得られます。

$$E_{EQ} = 5.6\text{nV} \sqrt{1 + \frac{2\text{kHz}}{5.55\text{MHz} - 10\text{Hz}} \ln \frac{5\text{MHz}}{10}} = 5.613\text{nV} \quad (24)$$

この比較的制限された周波数帯域でさえも、1/f領域でのノイズの寄与はごくわずかなものです。図3は、周波数とともに増加するバイアス電流ノイズです。帰還抵抗の0.1pA倍の10MHz値を乗算しても、かなり帯域外の出力での1nV寄与にしかなりません。通常の場合は、総ノイズに対する電流ノイズ寄与は、このJFET入力オペアンプに関しては無視できます。式(25)は、電圧と抵抗ノイズ項のみを考慮して総出力スポットノイズを計算します。

$$E_o = \sqrt{(5.6\text{nV} \cdot 5)^2 + 16E - 21 \cdot 10\text{k}\Omega \cdot 5} \\ = 40\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (25)$$

ここで抵抗値を選択して、出力でのほとんど等しいノイズ電力をオペアンプ入力ノイズ電圧として加算します。次のようにフィルタの出力での総積分ノイズを計算します。

$$\text{Integrated } E_o = (40\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}) \sqrt{5.55\text{MHz}} \\ = 94\mu\text{V}_{\text{RMS}} \quad (26)$$

最後に、この段によって元々のソースに追加されたノイズが原因で、ピーク・トゥ・ピークノイズの偏移はほとんど常に $6 \cdot 94\mu\text{V}_{\text{RMS}} = 0.56\text{mV}_{\text{PP}}$ より小さくなっています。

9. 要約

一度オペアンプの完全な出力スポットノイズ式(式(2))を形成すれば、他のすべての説明や簡素化も導き出せるようになります。この式はまた、あらゆるノイズ計測で実際に計測されているものが何かということを説明しているという点でも重要です。報告される可能性のある他の数値は、この計測を基にした計算に過ぎません。出力ノイズの細かい計算には、各ノイズ源の出力への個々の周波数レスポンスも含まれます。多くの場合、問題となる段の後に帯域制限フィルタが続いているならば、これらは無視できます。低周波1/fの影響は、関心のある帯域に対する同じ電力に積分された等価ホワイトノイズ源を計算することによって処理できます(式(15))。この増加する低周波ノイズは、高周波帯域制限が100X 1/fノイズコーナー周波数以上の場合には、積分ノイズに対してごくわずかしき寄与しません。オペアンプのノイズ・フィギュアは、ここで形成された式を使って予測できます(式(16)~式(19))。抵抗という点から見ると、最適ノイズ・フィギュアのためのソースマッチングは、信号からノイズへのレシオバトルに敗れます。ただし、電源インピーダンスを受動的に切り替えることにより、ノイズ・フィギュアを効果的に向上させることができます⁽³⁾。反転オペアンプ構成により、より高いゲインでのより低いノイズ・フィギュアが実現します。一般的には、あらゆる項を含むノイズ解析から開始し、次に、アプリケーション中の無視できるほどわずかなノイズにしき寄与していないことが明らかなものを削ります。

10. 参考文献

1. Motchenbacher, C.D and F.C. Fitchen. (1973.) Low Noise Electronic Design. New York: Wiley.
2. Noise Specs Confusing? National Semiconductor Application Note AN104-1. www.national.comからダウンロードで入手可能
3. Improving Amplifier Noise Figure for High 3rd Intercept Amplifiers. National Semiconductor Application Note OA-14. www.national.comからダウンロードで入手可能

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ないし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。従いまして、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をご確認下さい。全ての製品は、お客様とTIJ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TIJの標準販売契約約款に従って販売されます。

TIJは、そのハードウェア製品が、TIの標準保証条件に従い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TIJとの間で合意された保証条件に従い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。

TIJ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。

TIJ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ということは明示的にも黙示的にも保証も表明もしていません。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るとか、保証もしくは承認を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、か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TIJにより示された数値、特性、条件その他のパラメータと異なる、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、かつ不正で誤認を生じさせる行為です。TIJ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。

TIJは、TIの製品が、安全でないことが致命的となる用途ないしアプリケーション(例えば、生命維持装置のように、TI製品に不良があった場合に、その不良により相当な確率で死傷等の重篤な事故が発生するようなもの)に使用されることを認めておりません。但し、お客様とTIの双方の権限有る役員が書面でそのような使用について明確に合意した場合は除きます。たとえTIJがアプリケーションに関連した情報やサポートを提供したとしても、お客様は、そのようなアプリケーションの安全面及び規制面から見た諸問題を解決するために必要とされる専門的知識及び技術を持ち、かつ、お客様の製品について、またTI製品をそのような安全でないことが致命的となる用途に使用することについて、お客様が全ての法的責任、規制を遵守する責任、及び安全に関する要求事項を満足させる責任を負っていることを認め、かつそのことに同意します。さらに、もし万一、TIの製品がそのような安全でないことが致命的となる用途に使用されたことによって損害が発生し、TIないしその代表者がその損害を賠償した場合は、お客様がTIないしその代表者にその全額の補償をするものとします。

TI製品は、軍事的用途もしくは宇宙航空アプリケーションないし軍事的環境、航空宇宙環境にて使用されるようには設計もされていませんし、使用されることを意図されていません。但し、当該TI製品が、軍需対応グレード品、若しくは「強化プラスチック」製品としてTIが特別に指定した製品である場合は除きます。TIが軍需対応グレード品として指定した製品のみが軍需品の仕様書に合致いたします。お客様は、TIが軍需対応グレード品として指定していない製品を、軍事的用途もしくは軍事的環境下で使用することは、もっぱらお客様の危険負担においてなされるということ、及び、お客様がもっぱら責任をもって、そのような使用に関して必要とされる全ての法的要求事項及び規制上の要求事項を満足させなければならないことを認め、かつ同意します。

TI製品は、自動車用アプリケーションないし自動車の環境において使用されるようには設計されていませんし、また使用されることを意図されていません。但し、TIがISO/TS 16949の要求事項を満たしていると特別に指定したTI製品は除きます。お客様は、お客様が当該TI指定品以外のTI製品を自動車用アプリケーションに使用しても、TIは当該要求事項を満たしていなかったことについて、いかなる責任も負わないことを認め、かつ同意します。

Copyright © 2009, 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、導電性のものを使用すること。

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、静電気の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い基板実装すること。

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