

汎用高精度オペアンプ評価用ボード（SOICパッケージ用）

著者：Giampaolo Marino、Soufiane Bendaoud、Steve Ranta

はじめに

EVAL-PRAOPAMP-1Rは、シングル・オペアンプをSOICパッケージに収めた評価用ボードです。複数の選択肢があり、さまざまなアプリケーション回路や構成に対応できる高い柔軟性を備えています。このボードは高周波成分や高速アンプでの使用を目的としていませんが、アクティブ・フィルタ、差動アンプ、外付け周波数補償回路など、回路タイプに合わせてさまざまな組み合わせが可能です。このアプリケーション・ノートでは、アプリケーション回路の例をいくつか紹介します。

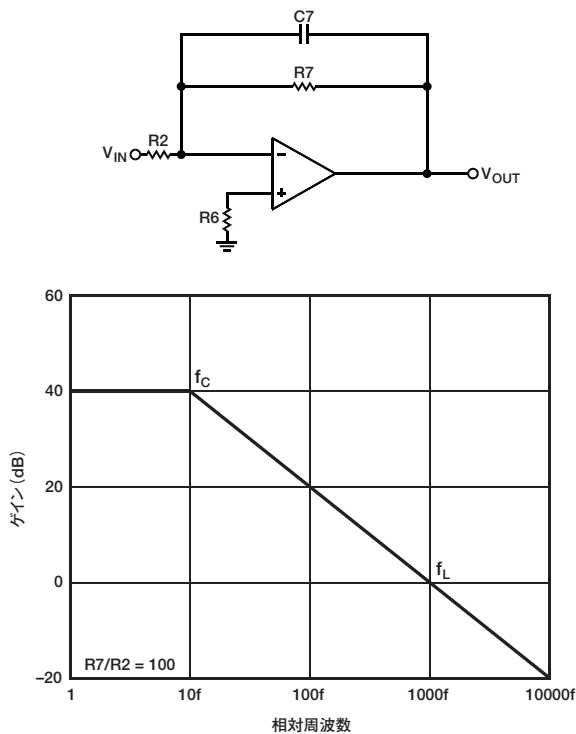


図1. 簡単なローパス・フィルタ

ローパス・フィルタ

図1は、代表的な1次ローパス・フィルタです。この回路では、 f_c によって定義されるクロード・ループの-3dBポイントの後は6dB/オクターブのロールオフとなります。この周波数より下のゲインは、 $R7/R2$ となります。この回路は、 f_c を上回る周波数帯ではAC積分器とみることができます。ただし、時間軸応答は積分器ではなくシングル・ポールRCの応答となります。

$$f_c = 1/(2\pi \times R7 \times C7) : -3\text{dB周波数}$$

$$f_L = 1/(2\pi \times R2 \times C7) : \text{ユニティ・ゲイン周波数}$$

$$A_{cl} = -(R7/R2) : \text{クロード・ループ・ゲイン}$$

バイアス電流による誤差を最小に抑えるために、 $R6$ には、 $R7$ と $R2$ との間の並列接続に等しい値を選んでください。

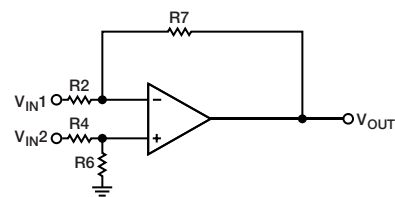


図2. ディファレンス・アンプ

ディファレンス・アンプと性能の最適化

図2は、ディファレンス・アンプとして構成されたオペアンプです。ディファレンス・アンプは、加算アンプを補完するものであり、2つの電圧を減算し、2つの入力 of 同相信号をキャンセルします。図2に示す回路は、差動/シングルエンド変換や同相モード信号の除去を行う場合の演算アンプとして利用できます。出力電圧 V_{OUT} は、2つの別の成分で構成されています。

1. V_{IN1} が単独で作用することによる成分 V_{OUT1} (V_{IN2} はグラウンドに短絡)
2. V_{IN2} が単独で作用することによる成分 V_{OUT2} (V_{IN1} はグラウンドに短絡)

これら2つの成分の代数和は、 V_{OUT} に等しくなります。出力電圧の V_{OUT} 成分は、オペアンプの一般的なゲイン計算式により、 $R4=R2$ および $R7=R6$ とすれば、次のようになります。

$$V_{OUT1} = V_{IN1} R7/R2$$

$$V_{OUT2} = -V_{IN2} R7/R2$$

$$V_{OUT} = V_{OUT1} + V_{OUT2} = (V_{IN1} - V_{IN2}) R7/R1$$

ディファレンス・アンプは、同相ノイズ除去比（CMRR）を改善するために、高精度回路でよく使用されます。

この種のアプリケーションの場合、抵抗のマッチングをどれだけとれるかによってCMRRが異なります。抵抗のマッチングがとれていないと、CMRRの値は小さくなります。

この仕組みを理解するために、抵抗 $R7$ についてある誤差源（1-誤差）を想定してみます。重ね合わせの原理を使用し、 $R4=R2$ 、 $R7=R6$ とすると、出力電圧は次のようになります。

$$V_{OUT} = \left\{ \frac{\left[\frac{R7}{R2} \left(1 - \frac{R2+2R7}{R2+R7} \right) \times \frac{\text{誤差}}{2} \right]}{VD + \left(\frac{R7}{R2+R7} \times \text{誤差} \right)} \right\}$$

$$V_{DD} = V_{IN2} - V_{IN1}$$

この式から、 A_{CM} と A_{DM} の定義は次のようになります。

$$A_{CM} = R7/(R7-R2) \times \text{誤差}$$

$$A_{DM} = R7/R2 \times \{ 1 - [(R2+2R7)/(R2+R7)] \times \text{誤差}/2 \}$$

これらの式から、抵抗値に誤差がない場合は、 $A_{CM}=0$ になり、アンプはその入力に印加されている差動電圧にのみ反応することがわかります。このような条件では、回路のCMRRは、使用するアンプのCMRR特性に大きく左右されます。

前述のように、抵抗のミスマッチによって生じる誤差はディスクリットで構成した差動アンプの大きな欠点となりますが、このような回路の設定を最適化する方法はいろいろあります。

1. 差動ゲインは $R7/R2$ の比に直接関係します。したがって、この回路の性能を最適化する1つの方法として、アンプを高ゲインに設定します。抵抗 $R7$ と $R6$ に大きな値を選択し、抵抗 $R2$ と $R4$ に小さな値を選択した場合、ゲインが高くなるほど、CMRRも高くなります。たとえば、 $R7=R6=10k\Omega$ 、 $R2=R4=1k\Omega$ 、抵抗精度=0.1%の場合、CMRRは80dB以上に改善されます。高ゲイン設定にするには、 I_{BIAS} がきわめて低く、ゲインが非常に高いアンプ（AD8551、AD8571、AD8603、AD8605など）を選択して誤差を低減します。
2. 許容誤差がきわめて低く精度が高い抵抗を選択します。抵抗マッチングが優れていればいるほど、CMRRが向上します。たとえば、90dBのCMRRが必要な場合は、マッチング率は0.02%ほどです。

I/Vコンバータ

電流は、オペアンプによって2つの方法で測定できます。抵抗によって電流を電圧に変換してから増幅する方法と、直接サミング・ノードに注入する方法があります。

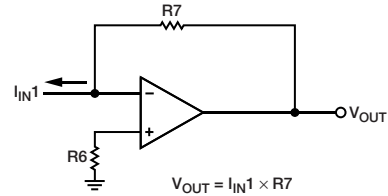


図3. I/Vコンバータ

図3は、代表的なI/Vトランスデューサです。入力電流は直接サミング・ノードに供給されます。そして、その電流とまったく同じ電流がサミング・ノードから $R7$ に流れ、出力電圧が生成されます。したがって、出力電圧は $I_{IN} \times R7$ となります。この回路で唯一の変換誤差は I_{BIAS} です。この電流は代数的に I_{IN} と合算されてしまいます。

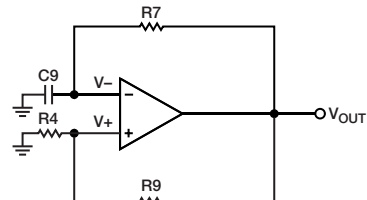


図4. 双安定マルチバイブレータ

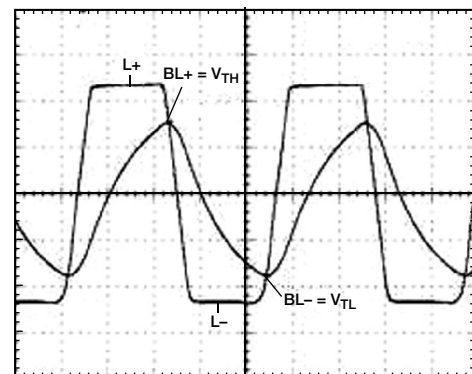


図5. 出力応答

双安定マルチバイブレータによる矩形波の生成

アンプを双安定マルチバイブレータ用に調整し、図5に示すように状態を周期的に切り替えることによって、矩形波を簡単に生成できます。

アンプの出力が $L+$ など2つの可能なレベルのいずれかに到達すると、コンデンサ $C9$ は抵抗 $R7$ を通じてこのレベルに向かって充電されます。 $C9$ の両端の電圧は、 $V-$ と記されたアンプの反転入力端子に印加され、時定数 $\tau = C9 \cdot R7$ で $L+$ へと指数関数的に上昇します。他方、アンプの非反転入力端子の電圧は $V+ = BL+$ となります。この動作はコンデンサ電圧が正のスレッショルド V_{TH} に達するまで続きますが、双安定マルチバイブレータが別の安定状態（ $V_O = L-$ および $V+ = BL-$ ）に向かって動作するように切り替わります。これを図5に示します。

その後コンデンサは放電を開始し、電圧 V^- は L^- へと指数関数的に減少します。この動作は V^- が負のスレッシュホールド V_{TL} に達するまで続きますが、そこに到達すると双安定マルチバイブレータが正の出力状態に切り替わり、このサイクルが繰り返されます。

生成される矩形波の周波数 f_0 が、使用する外付け部品にのみ依存するという点は重要です。 L^+ が変化すると、 V^+ がそれに比例して変化するため、同一の遷移時間と同一の発振周波数が得られます。最大動作周波数はアンプ速度によって決まりますが、アンプ速度は高速デバイスを使用することで大幅に上げることができます。

最小動作周波数は、 R_7 と C_9 によって設定される実用的な上限に依存します。

PRA OPAMP評価用ボード上に各部品番号が割り当てられています。その番号に従って接続することが必要です。双安定マルチバイブレータにかかわるパラメータは次式で得られます。

$B = R_4 / (R_4 + R_9)$: 帰還係数 (非反転入力)

$T = 2R_7 \times C_9 \times \ln((1+B)/(1-B))$: 発振周期

$f_0 = 1/T$: 発振周波数

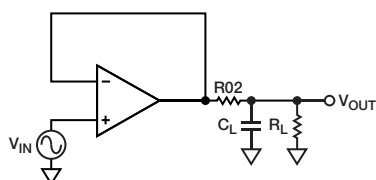


図6. 直列抵抗の補償

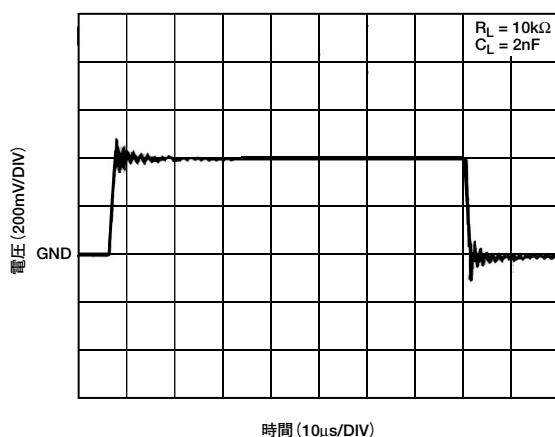


図7. 抵抗を持たない場合の容量性負荷の応答

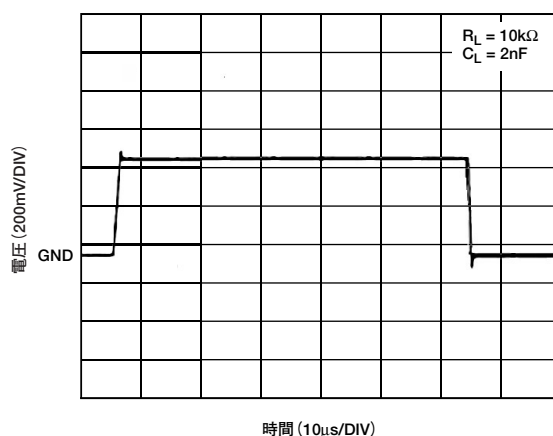


図8. 抵抗を挿入した場合の容量性負荷の応答

外部補償の方法

直列抵抗の補償

アプリケーションによっては、最適化のために外部補償ネットワークを使用しなければならない場合があります。図6は、容量性負荷を駆動する場合、オペアンプを安定動作させるための代表的な直列抵抗補償です。直列抵抗の安定化の効果によって、オペアンプ出力と帰還回路が容量性負荷から切り離されます。必要な直列抵抗の値は使用するデバイスによって異なりますが、局部共振を防止するには一般に $5 \sim 50 \Omega$ の値で十分です。この方法の欠点は、非線形負荷を駆動する際のゲイン精度が低下することと歪みが増大することです。

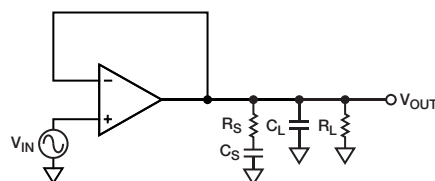


図9. スナバ回路

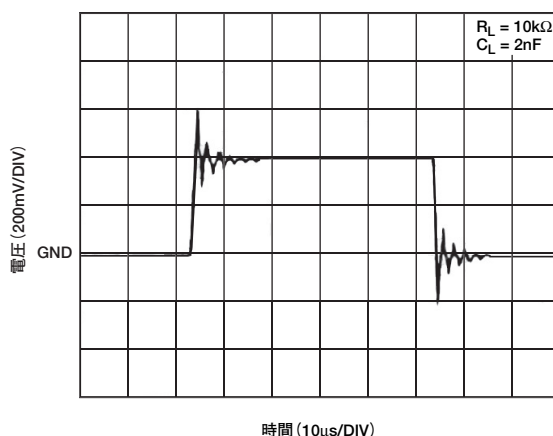


図10. スナバを使用しない場合の容量性負荷の応答

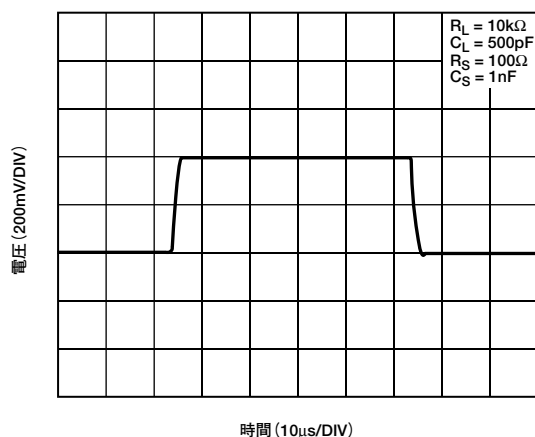


図11. スナバを使用した場合の容量性負荷の応答

スナバ回路

容量性負荷を駆動するオペアンプを安定動作させるもう1つの方法は、図9に示すようにスナバを使用する方法です。この方法には、信号パス内に絶縁抵抗がないため出力振幅が減少しないという大きな利点があります。また、スナバを使用すれば、非線形負荷を駆動するときのゲイン精度の低下や歪みの増大はありません。 R_S と C_S の正しい組み合わせは、実験で決めることができます。

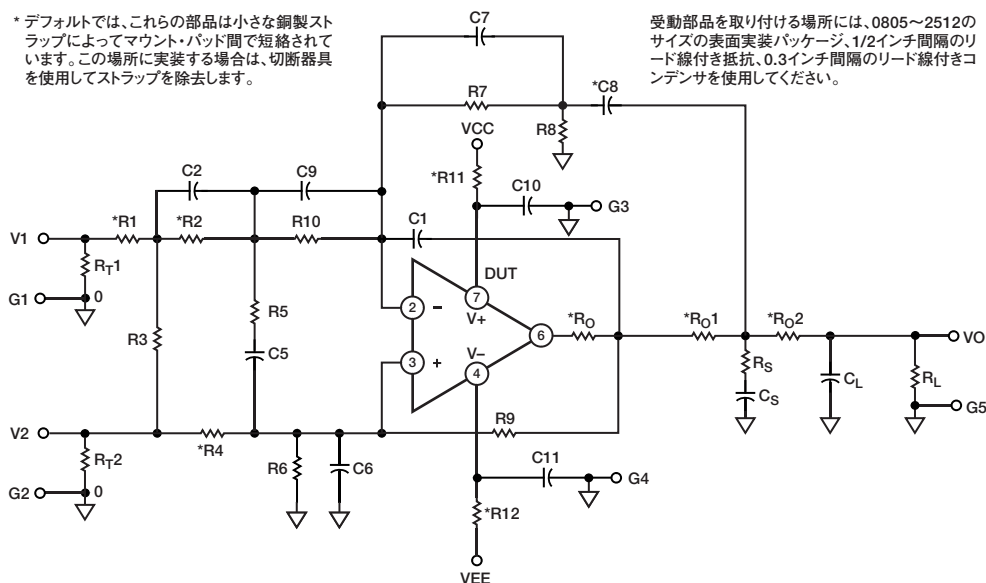


図12. EVAL-PRAOPAMP-1Rの回路図

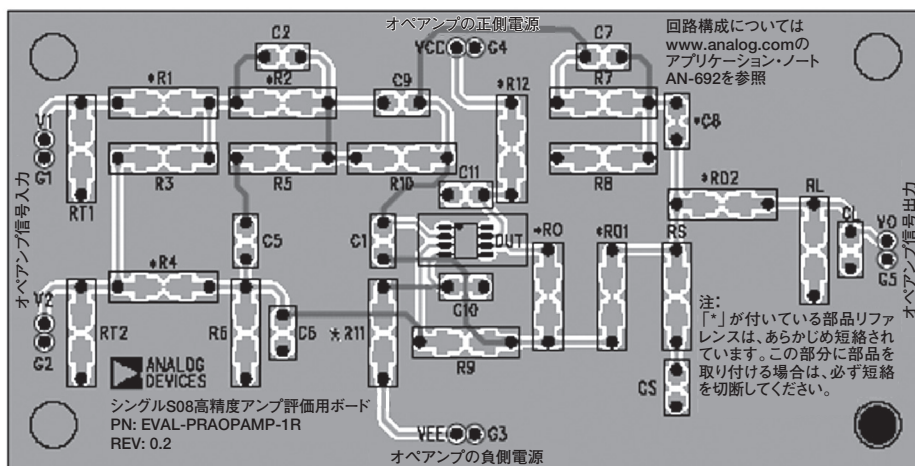


図13. EVAL-PRAOPAMP-1Rのボード・レイアウト・パターン