

デュアル・ユニバーサル高精度オペアンプ評価ボード

著者: GIAMPAOLO MARINO、STEVE RANTA

EVAL-PRAOPAMP-2R/2RU/2RM は、SOIC、TSSOP、MSOP パッケージのデュアル・オペアンプを対象とする評価ボードです。このボードは、様々なアプリケーション回路と構成に対して複数の選択肢と柔軟性を提供します。

このボードは、高周波部品または高速アンプと組み合わせて使用するように意図したものではありませんが、アクティブ・フィルタ、計装アンプ、コンボジット・アンプ、外付け周波数補償回路などの種々の回路タイプの多くの組み合わせを提供します。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幾つかの例を示します。

2 ステージ・バンドパス・フィルタ

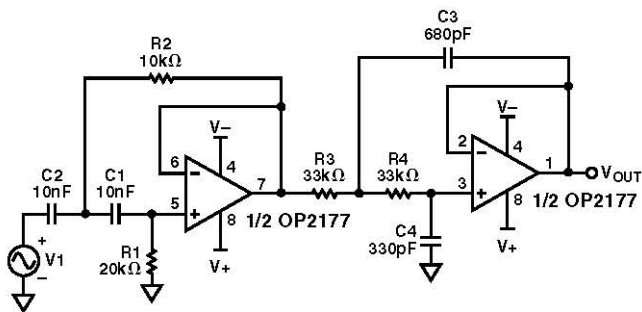


図 1. KRC フィルタ

OP2177 は低いオフセット電圧と高い CMRR を持つため、図 1 に示す KRC フィルタのような高精度フィルタに対する優れた選択肢になっています。この特別なフィルタ構成は、ゲインとカットオフ周波数を独立に調整する柔軟性を提供します。アンプ入力と同相モード電圧は KRC フィルタ回路の入力信号により変化するので、歪みを小さくするために、OP2177 のような高い CMRR を持つアンプが必要です。さらに、OP2177 は低いオフセット電圧を持つため、回路ゲインを高く設定すると、ダイナミックレンジを広くすることができます。

図 1 に示す回路は 2 ステージで構成されています。最初のステージは、シンプルなハイパス・フィルタです。コーナー周波数 f_c は、

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{C1C2R1R2}} \quad (1)$$

さらに、Q は、

$$Q = K\sqrt{\frac{R1}{R2}} \quad (2)$$

K は DC ゲインです。

等しいコンデンサ値を選択すると、感度が小さくなり、 f_c の式も簡単になります。

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R1R2}} \quad (3)$$

Q の値により、ゲイン対周波数のピーキング (一般に時間領域ではリンギング) が決定されます。Q の値としては、一般に 1 に近い値が選ばれます。

$Q = 1/\sqrt{2}$ に設定すると、ゲイン・ピーキングとリンギングが最小になります。式 3 を使って、 $R1$ と $R2$ の値を求めます。例えば、回路例で $Q = 1/\sqrt{2}$ 、 $R1/R2 = 2$ とし、簡単のため $R1 = 5 \text{ k}\Omega$ と $R2 = 10 \text{ k}\Omega$ とします。2 番目のステージはローパス・フィルタであり、コーナー周波数は同様に次のように求めることができます。

$$R3 = R4 = R$$

$$f_c = 1/2\pi R\sqrt{\frac{C3}{C4}}$$

かつ

$$Q = 1/2\sqrt{\frac{C3}{C4}}$$

半波整流器と全波整流器

整流回路は多くのアプリケーションで使用されています。最も広く使われているのは、入力正弦波をユニポーラ出力電圧に変換するために整流回路を使っている電源レギュレーションのデザインにおいてです。この方法でアンプを使う場合には、幾つかの問題があります。入力電圧 V_{IN} が負になると、出力がゼロになります。 V_{IN} の振幅がオペアンプ入力で 2 倍になると、この電圧は電源電圧を超えるため、アンプに損傷を与えることがあります。オペアンプは V_{IN} が負のとき飽和から抜け出す必要があります。アンプが直線領域に戻るために時間を要するので、出力信号が遅延されます。AD8510/AD8512/AD8513 は非常に高速なオーバードライブ回復時間を持っているため、過渡信号の整流に最適です。正側と負側の回復時間の対称性も、出力信号が歪みを受けないようにするために非常に重要です。

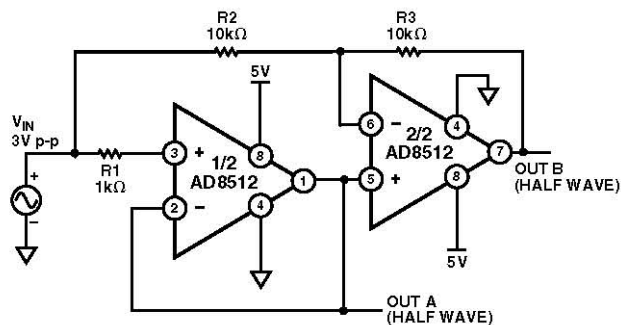


図 2a. 半波整流器と全波整流器

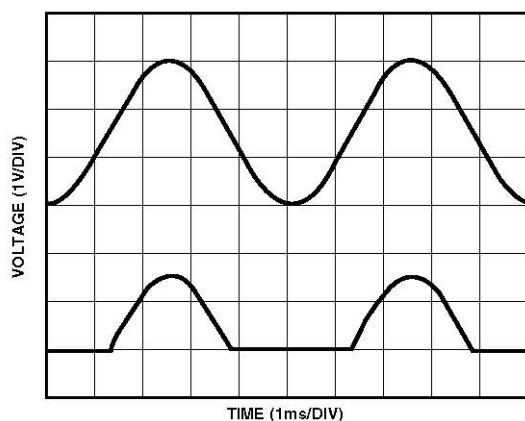


図 2b. 半波整流器信号 (出力 A)

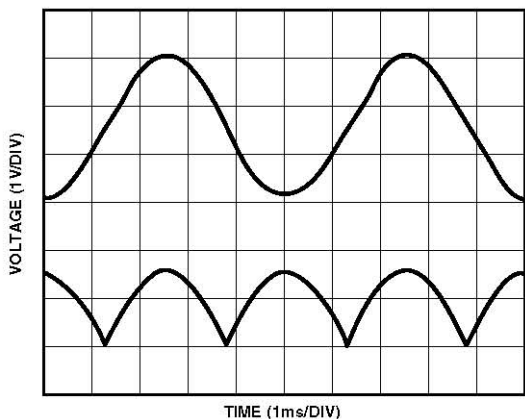


図 2c. 全波整流器信号 (出力 B)

図 2a に、整流器回路の代表的な構成を示します。回路の初段は半波整流回路です。入力に加えられる正弦波が正のとき、出力は入力に追従します。入力が負側サイクルにあるとき、出力は入力に追従して負側に振れようとしませんが、電源によりゼロに固定されます。同様に、2 段目も正弦波の正側サイクルでは非反転回路として動作し、負側サイクルでは反転回路として動作します。図 2b と図 2c に、それぞれ回路の出力 A と出力 B での信号応答を示します。

高いゲインのコンポジット・アンプ

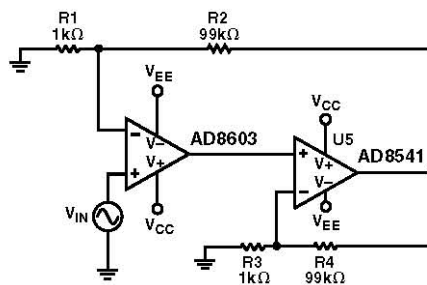


図 3. 高いゲインのコンポジット・アンプ

コンポジット・アンプは、高いクローズド・ループ DC ゲインが必要とされるアプリケーションで、非常に高いゲインを提供することができます。高いゲインはコンポジット・アンプで実現されますが、同時に位相マージンが低下します。

帰還ループ内に小さいコンデンサ C_F を R_2 と並列に接続すると、位相マージンが改善されます。図 3 の回路場合、 $C_F = 50 \text{ pF}$ とすると、位相マージンは約 45° になります。

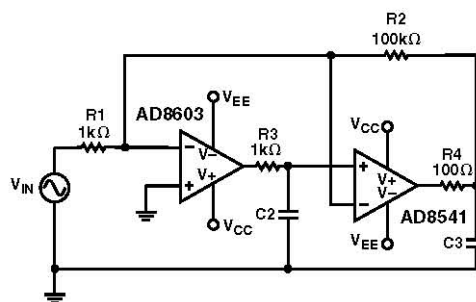


図 4. 低消費電力コンポジット・アンプ

コンポジット・アンプは、DC 特性と AC 特性の最適化に使うことができます。図 4 に、AD8603 と AD8541 を使った例を示します。この例は多くの回路的な利点を提供します。帯域幅が大幅に増加し、AD8541 の入力オフセット電圧とノイズは、AD8603 の高いゲインにより除算されるため、無視できるようになります。この回路は、広い帯域幅、高い出力電流、 $100 \mu\text{A}$ 以下の非常に小さい消費電力を提供します。

外部補償技術

直列抵抗補償

アプリケーションの最適化では外部補償回路の使用が必要となることがあります。図 5a に、容量負荷を駆動するオペアンプを安定化する直列抵抗補償の代表的な構成を示します。直列抵抗による安定化の効果は、オペアンプ出力と帰還回路を容量負荷から分離することにあると見なすことができます。この直列抵抗の大きさは、使用するデバイスに依存しますが、局部的発振を防止するためには、一般に $5\ \Omega \sim 50\ \Omega$ の値が十分な値です。この技術の欠点は、ゲイン精度が低下し、非直線性負荷を駆動する際に歪みが大きくなることです。

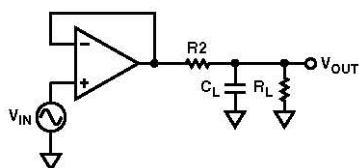


図 5a.直列抵抗補償

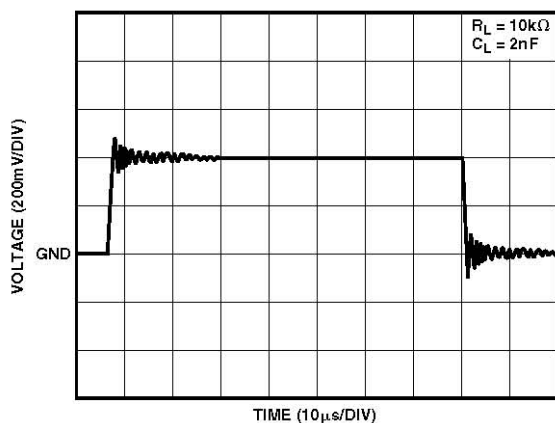


図 5b.抵抗なしの容量負荷駆動

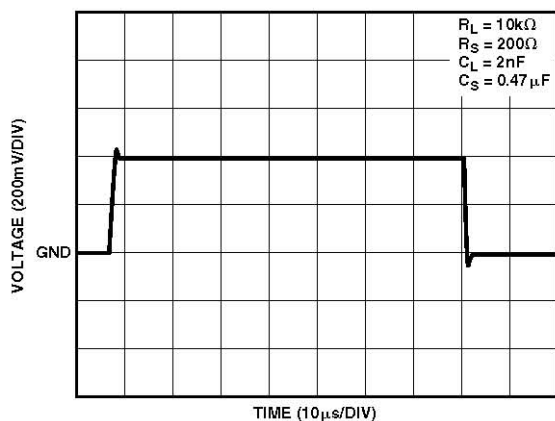


図 5c.抵抗ありの容量負荷駆動

スナバ回路

容量負荷を駆動するオペアンプを安定化するもう 1 つの方法は、図 6a に示すスナバ回路の使用です。この構成の利点は、信号パス内にアイソレーション抵抗がないため、アンプの出力振幅が小さくならないことです。また、スナバ回路を使用しても、ゲイン精度の低下または非直線性負荷駆動時の歪みが発生しません。 R_S と C_S の組み合わせは、実験的に決定されます。

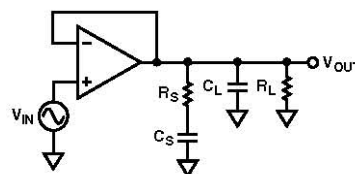


図 6a.スナバ回路

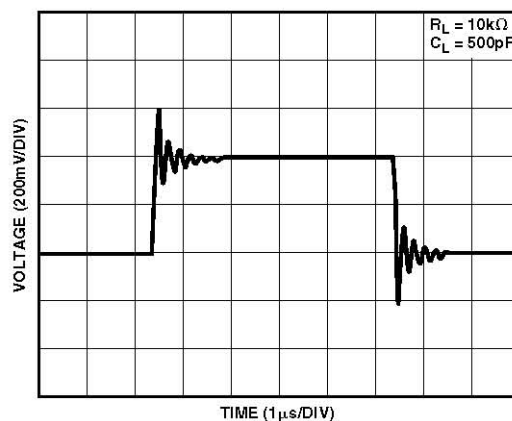


図 6b.スナバ回路なしでの容量負荷の駆動

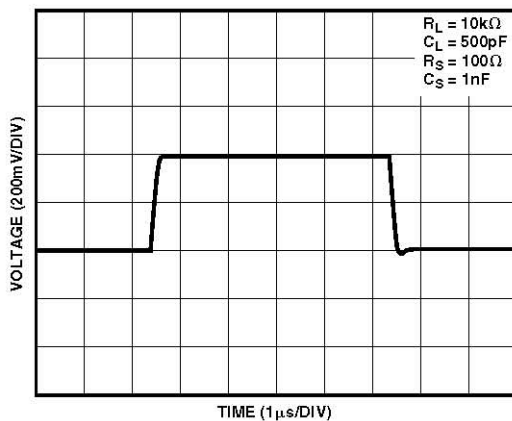


図 6c.スナバ回路ありでの容量負荷の駆動

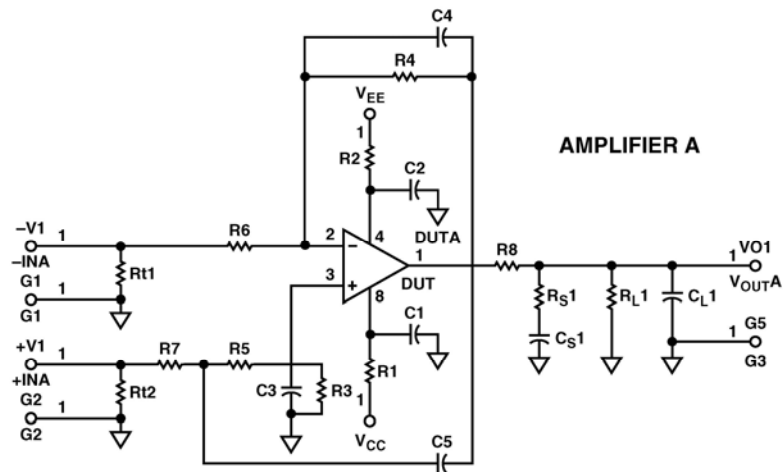


図 7. デュアル・ユニバーサル高精度オペアンプ評価ボードの回路図

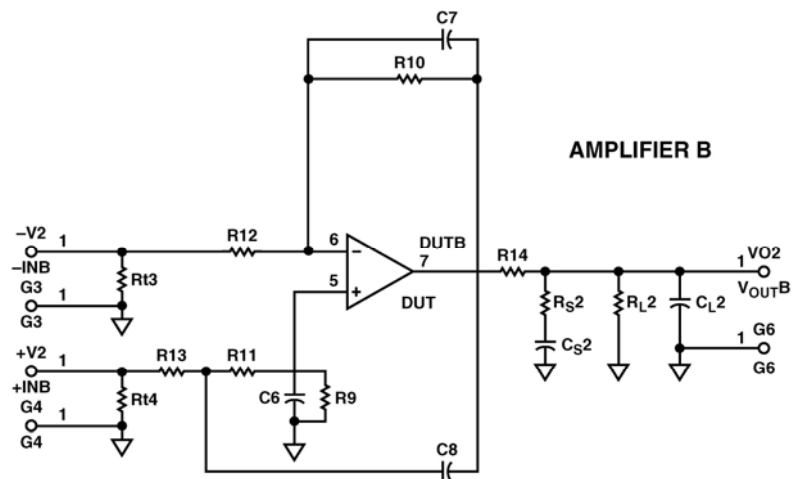


図 8. デュアル・ユニバーサル高精度オペアンプ評価ボード

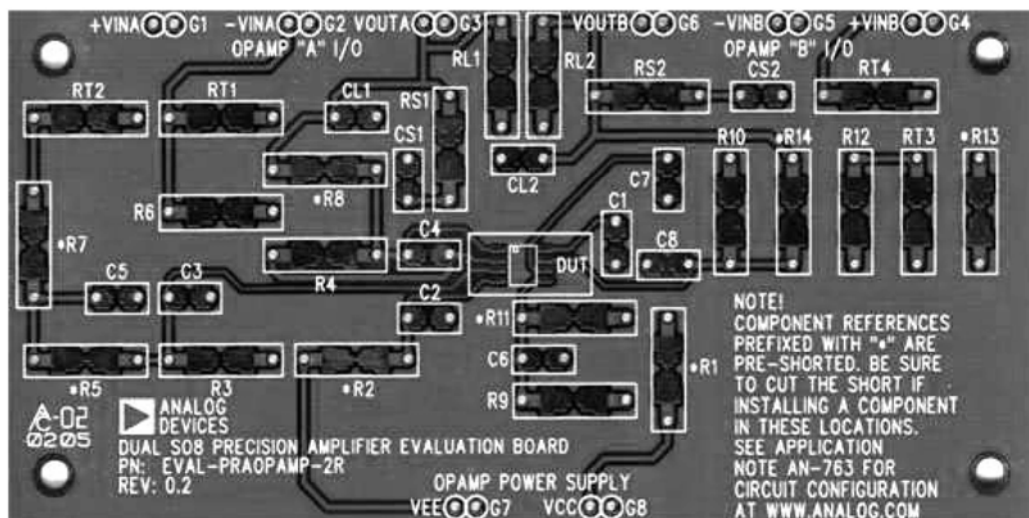


図 9. レイアウト・パターン