

## 第 5 章

# OP アンプ・アイデア集

見  
本

Walt Jung, Walt Kester / 訳: 石戸谷 徹

本章では、OP アンプの応用に関する各種のアイデアを、多方面にわたって紹介していくことにします。アイデアは多様な用途にわたって広く集め、本書の各章のカテゴリーに適合しない多くの革新的な OP アンプの応用技法を説明しています。その概念のいくつかは、すでに発表されている出版物から着想を得たものもあります。そのような場合は、元となった出典を明記してありますので参照してください。

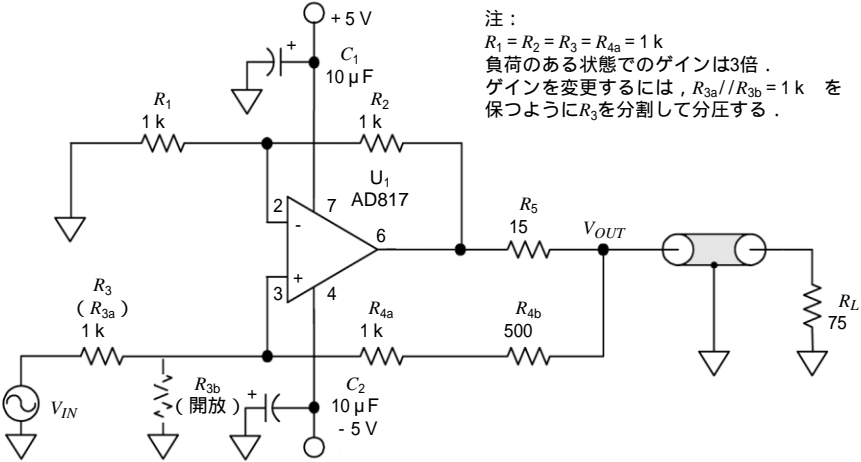
## 5-1 汎用 OP アンプの応用回路

### ●高効率ライン・ドライバ

従来のビデオ用ライン・ドライバは、伝送線路の特性インピーダンスとマッチングさせるため、直列の終端抵抗を使用しています。方法としては簡単ですが、このような構成は本質的に負荷と直列終端抵抗の双方で同じ電圧降下を生じるため非効率なものです。このことは、 $\pm 12\text{V}$  や  $\pm 15\text{V}$  などの高電源電圧を使用して、 $1\text{V}_{\text{p-p}}$  のビデオ信号を扱う場合は通常問題にはなりません。しかし、低い電源電圧(特に  $5\text{V}$  以下)では、ドライバの無歪み限界にとって明らかに問題となります。このような条件下では、従来のドライバでは歪みなしで 2 倍の  $V_{\text{OUT}}$  信号を得ることは容易ではありません。

図 5-1 の回路は、このドライバの効率問題についての解決策を示しています。このライン・ドライバでは、ハウランド型のフィードバック構成が用いられています[ビクター・コーレン(Victor Koren)による文献(1)からの引用]。この回路では、直列終端抵抗  $R_5$  の値をかなり小さくすることができ、電圧降下を減少して効率を高めています。OP アンプに対する正/負両方のフィードバック経路が、 $R_3$  と  $R_4$ 、 $R_1$  と  $R_2$  から構成されています。ここで AD817 は、ビデオ特性とライン駆動能力の高さから選ばれています。この回路は、このほかの多くの OP アンプでも動作し、十分な出力特性を得ることができます。

図5-1 (1) 高効率ビデオ・ライン・ドライバ



この例においては、75 Ω 伝送ラインを駆動していますが、 $R_5$  は 15 Ω に設定されています。このスケールングによって、従来のように 75 Ω 抵抗で生じる電圧降下を 1/5 に低減しています。OPアンプの出力は、 $V_{OUT}$  の電圧出力に対して 20% 増でよくなり、 $V_{OUT}$  の 1 V に対して 1.2 V を出力すればよいことになります。このことは、電源電圧が 5 V 以下であっても容易に動作する設計を可能にし、 $V_{OUT}$  からは無歪みの 1 V<sub>p-p</sub> ビデオ信号を供給できます。この回路では、正/負のフィードバック経路の抵抗  $R_1 \sim R_5$  を適切に選択することによって、適切なソース・インピーダンスとなります。

必要とする出力インピーダンス  $R_O$  に応じて、 $R_5$  の値は  $R_5 < R_O$  である必要があります。直接的な設計手順は、 $R_O$  の何分の 1 かを  $R_5$  として単に設定し、適切な  $R_O$  を規定する  $R_1 \sim R_4$  の組み合わせを求めます。この設計例では、 $R_5$  は  $R_O$  の 1/5 (15 Ω) に設定しています。

図中の注にあるように、簡略的な設計方法としては、4 個のフィードバック抵抗  $R_1, R_2, R_3, R_{4a}$  の値を等しくすることです。このことは、入手が容易な抵抗値にすれば、部品の共通化に役立つことにつながります。この抵抗値は、目標とする出力インピーダンスより適度に高い値にするべきです。この回路の場合は、1 k Ω を基本値として選んでいます。

このとき、 $R_4 (= R_{4a} + R_{4b})$  の値は、次式で決まります。

$$R_4 = \frac{R_5 \cdot R_1 + R_O \cdot R_2}{R_O - R_5} \dots\dots\dots (7-31)$$

そして、 $R_{4b}$  の値は単に  $R_4 - R_{4a}$  で求められます。

$R_{4b}$ (この回路では2個の1k の抵抗を並列接続で構成)を含めて、1個の集合抵抗器を使用すればさらに簡単に構成できます。 $R_{4b}$ については、他の設計例においては、これほど容易に実現できないことに注意してください。それでも、 $R_1$ から $R_4$ までの抵抗は、できるだけ抵抗比が1%以内に揃った集合抵抗器を使用するとよいでしょう。

例に示された増幅段のゲインは、出力に負荷を接続した状態で約3倍です。ゲインの調整が必要ならば、次に示す手順を適用してください。この手順は、増幅段を確実に機能させるために必要な条件でもあり(ゲインにかかわらず)、合成される $R_O$ を維持するためにも必要です。たとえば、全体としてのゲインを1に設定するならば、 $R_3$ を2個の抵抗に変更することにより可能です(すなわち $R_{3a} = 3k$  ,  $R_{3b} = 1.5k$  のようにする)。これはOPアンプの駆動電圧を下げているわけです。ただし、並列値である $R_3$ ( $R_3$ は $R_{4a}$ から入力側を見たときのインピーダンス)は同じ1k を維持していることに注意してください。同様に、 $R_{3a}$ 、 $R_{3b}$ にそれぞれ2k の抵抗を使用すると、負荷接続時の増幅段ゲインは1.5倍となります。もちろん、任意のゲインを設定するためには集合抵抗器は有効ではなくなるので、通常の精度1%の金属被膜タイプの抵抗を使用します。

上記と関連して、 $V_{IN}$ となる入力電圧源は、合成インピーダンスとの関係を維持するためにも、1k に対して十分に低いインピーダンスでなければなりません。OPアンプの出力で直接に $R_3$ を駆動するような使用方法が最適です。あるいは、もし $V_{IN}$ の電圧源インピーダンスが既知の値で一定であれば、 $R_3$ の値からそのぶんを差し引くことができます。

一般的な警告として(すべてのハウランド回路にあてはまる)、設計時には、すべての条件のもとでこの信号源インピーダンスを維持しなければなりません。そうでない場合には、入力を開放したときに回路自体が不安定になってしまいます。たとえば、 $R_3$ がオープンになると、正側のフィードバックが $R_1$ - $R_2$ 経由の負側のフィードバックより優位になり、回路はラッチアップしてしまいます。

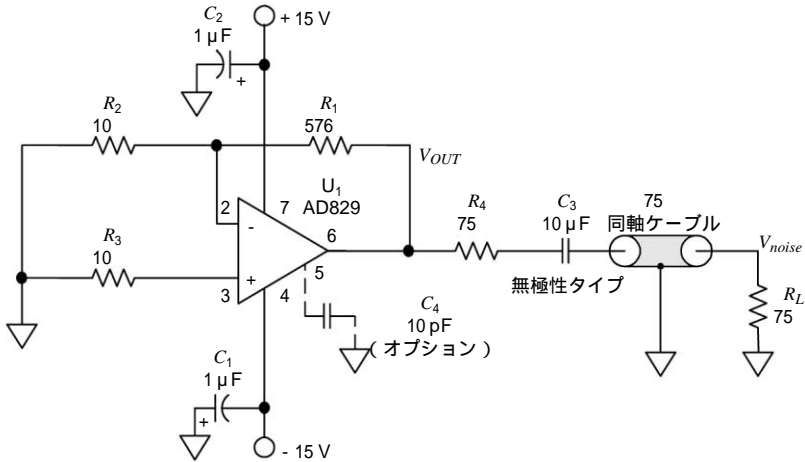
ここでの設計例は、75 系、1V<sub>p-p</sub>レベルの標準ビデオ信号に対応した駆動回路ですが、この設計原則は他のインピーダンスや信号レベルに対しても応用できるものです。

### ●簡単な広帯域ノイズ発生器

電子回路設計は一般にノイズの極小化を追求するものですが、量と質の両方またはどちらかが良くわかっているスペクトラム的に平坦なノイズ(ホワイト・ノイズ)にも価値がある場合があります。そのような例の一つが、高分解能A-Dコンバータのためのディザ信号です。このようなアプリケーションにとって、出力レベルがわかっているノイズ発生器は有益です。非補償型のOPアンプを注意深く選び、OPアンプ自体の入力ノイズを増幅するように回路設定すると、大変良好な広帯域ノイズ発生器を構成できます。

図5-2に、この手法による回路例を示します。固定ゲインの増幅段としてOPアンプ $U_1$

図5-2 広帯域ノイズ発生器



を使用しています。入力ノイズは、 $G = 1 + (R_1/R_2)$ で表されるゲイン  $G$  で増幅されます。単純化した設計手順と条件を以下に説明します。

抵抗  $R_2$  と  $R_3$  の値を 10  $\Omega$  以下に選択することで、これらの抵抗器のジョンソン・ノイズの影響は OP アンプの電圧ノイズより小さくなります。同様に、OP アンプの電流ノイズも抵抗  $R_2$ ・ $R_3$  によって電圧ノイズに変換される過程で、無視できるレベルに収まります。したがって、この回路の主要なノイズ源は、OP アンプ  $U_1$  の入力電圧ノイズだけとなります。

$R_L$  に発生する電圧ノイズ  $V_{noise}$  のレベルは、増幅段のゲインを  $G$  に設定すれば、OP アンプ  $U_1$  の入力電圧ノイズ  $1.7 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  (代表値) の  $2G$  倍のノイズ密度を  $V_{OUT}$  に発生します。すなわち、 $V_{noise}$  の 2 倍の  $V_{OUT}$  を出力します。たとえば、 $V_{noise}$  を  $50 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  とし、抵抗  $R_2$  が  $10 \Omega$  に固定されているとすると、そのときに必要な抵抗  $R_1$  の値は次のようになります。

$$R_1 = 10 \times \left( \frac{2V_{noise}}{1.7} - 1 \right) \dots\dots\dots(7-32)$$

$V_{noise}$  の単位は  $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  であり、式中の 1.7 は OP アンプ  $U_1$  の入力電圧ノイズ ( $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ) の代表値です。広帯域で  $50 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  の出力を得るには、抵抗  $R_1$  は 576  $\Omega$  (最も近い標準値) と計算されます。一方、数百 kHz の帯域幅で  $1000 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  のオーディオ帯用のノイズ源は、 $R_1 = 11.8 \text{ k}\Omega$ 、 $C_3 = 100 \mu\text{F}$  とすることで実現できます。この回