

# SPICE

## 実用電子回路講座



### 第11回 パワー・アンプの設計

遠坂 俊昭  
Toshiaki Enzaka

これまで負帰還の原理から負帰還にまつわるトラブルの解消法までを説明してきました。今回と次回の2回は、OPアンプとディスクリート・アンプを組み合わせたパワー・アンプの作りかたを説明します。

● OPアンプ+ディスクリート・アンプ構成が簡単確実に  
一般的なOPアンプの電源電圧は、最大でも $\pm 20V$ 程度です。このため、出力電圧は最大 $\pm$ 十数 $V_{peak}$ 程度、出力電流は最大 $\pm 10mA_{peak}$ 程度です。

これ以上の出力電圧や出力電流が必要な場合は、特殊なOPアンプを使うか、ディスクリート部品を組み合わせることで作ることになります。しかし残念なことに、直流特性の優れたペアのトランジスタやFETはほと

んど製造中止となっており、現在では、ディスクリート部品だけで直流ドリフトの少ないパワー・アンプを製作するのが難しくなっています。

このような場合、ディスクリート・アンプの入力部にOPアンプを接続して構成すると、部品点数が少なく、部品コストが下がり、直流安定性の良い、しかもOPアンプの高ゲインと負帰還により、出力インピーダンスの低いパワー・アンプが実現できます。

しかし、単純にOPアンプとディスクリート・アンプを接続し、負帰還を施しただけでは、位相余裕がなく安定な増幅器には仕上がりにません。安定な動作のためには適切な位相補正が必須です。今回はこの位相補正の方法を中心に説明します。

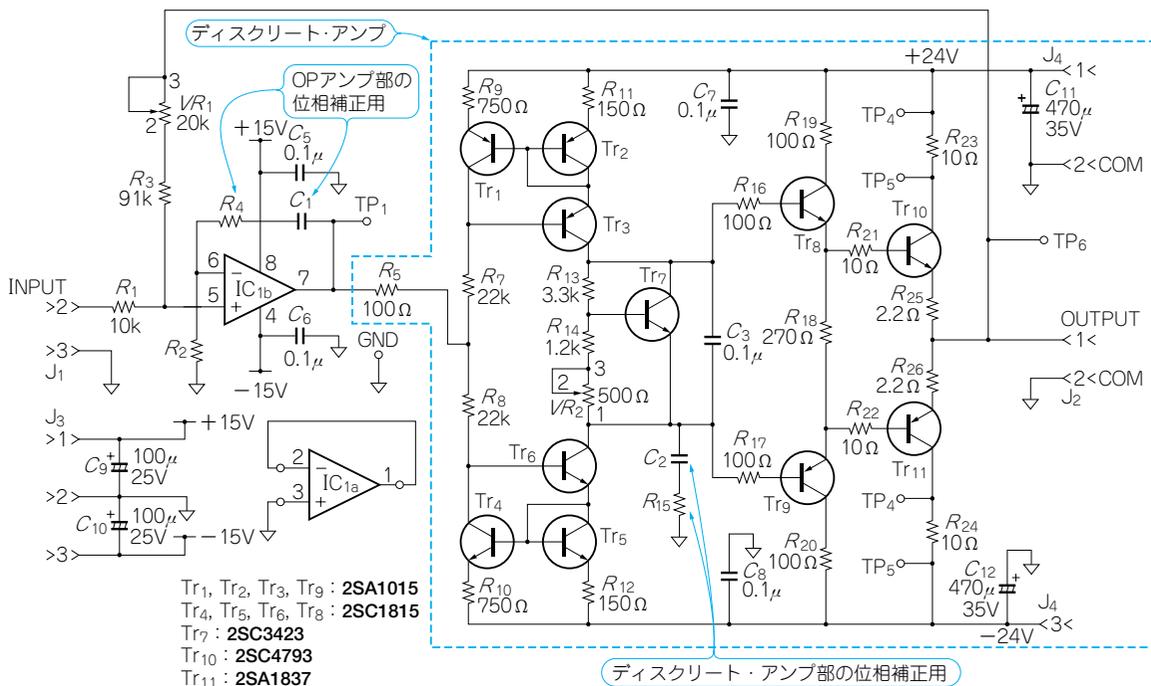


図11-1 OPアンプとディスクリート・アンプを組み合わせたパワー・アンプ  
位相補正用の部品( $R_2$ ,  $R_4$ ,  $R_{15}$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ )の定数は次回検討する

## 回路設計

### ● 非反転入力に負帰還

図 11-1 に示すのは、OP アンプとディスクリート・アンプを組み合わせたパワー・アンプです。

ディスクリート・アンプはオーディオに使われることもあって、さまざまな回路が考案されています。ディスクリート・アンプ部には、比較的簡単で素直な周波数特性が得られるウィルソン定電流回路を使用しました。

ディスクリート・アンプ部 (TP<sub>1</sub> から TP<sub>6</sub> の間の回路) では位相が反転しますから、ディスクリート・アンプの出力 (TP<sub>6</sub>) から OP アンプ IC<sub>1b</sub> の反転入力に負帰還を施すと、正帰還になってしまい正常に動作しません。このため、OP アンプ IC<sub>1b</sub> の非反転入力端子にフィードバックし、負帰還を施しています。

この回路は全体で反転増幅器になり、ゲインは  $(R_3 + VR_1)/R_1$  で決定されます。

$R_2$ ,  $R_4$ ,  $C_1$  は OP アンプ部の位相補正素子、 $R_{15}$  と  $C_2$  はディスクリート・アンプ部の位相補正素子です、素子値の設計方法は後で説明します。

### ● ウィルソン定電流回路

Tr<sub>1</sub> ~ Tr<sub>6</sub> が電圧増幅部で、ウィルソン定電流回路と呼ばれています。図 11-2 を使って、ウィルソン定電流回路の動作を説明します。

ベース電流は小さいので無視し、Tr<sub>1</sub>, Tr<sub>2</sub>, Tr<sub>3</sub> の  $V_{BE}$  (ベース-エミッタ間電圧) が等しいとすると、 $R_9$  と  $R_{11}$  の両端電圧は等しくなり、

$$I_1 R_9 = I_2 R_{11}$$

つまり、

$$I_2 = \frac{I_1 R_9}{R_{11}}$$

が成立します。

無信号状態では、Tr<sub>1</sub> のコレクタ-エミッタ間電圧は、Tr<sub>2</sub> と Tr<sub>3</sub> の  $V_{BE}$  を加えた電圧と等しく、1.2 V です ( $V_{BE}$  を 0.6 V とする)。

Tr<sub>1</sub> のベース電流を無視すると、

$$I_1 = \frac{24\text{V} - 1.2\text{V}}{R_9 + R_7} \approx 1\text{mA}$$

したがって、

$$I_2 \approx 5\text{mA}$$

になります。

入力信号 (SIG) が加わると、信号に比例して  $I_1$  が変化します。  $I_2$  はつねに、 $I_1$  の 5 倍流れ、次段に接続されるコンプリメンタリ・エミッタ・フォロワ回路の入力インピーダンス ( $R_L$ ) によって電圧に変換されます。

図 11-2 の SIG が 1 V 変化すると、 $I_1$  の変化は、

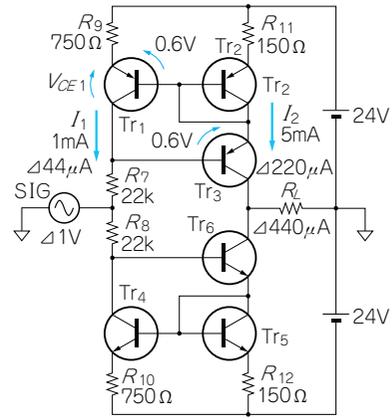


図 11-2 コンプリメンタリ・ウィルソン定電流回路

$$\Delta I_1 = 1\text{V} / (22\text{k} + 750) \approx 44\ \mu\text{A}$$

したがって、

$$\Delta I_2 \approx 220\ \mu\text{A}$$

になります。

Tr<sub>1</sub> ~ Tr<sub>3</sub>, Tr<sub>4</sub> ~ Tr<sub>6</sub> はコンプリメンタリ構成なので、Tr<sub>6</sub> のコレクタ電流は逆位相で 220  $\mu\text{A}$  変化し、 $R_L$  の電流変化は 2 倍の 440  $\mu\text{A}$  になります。

Tr<sub>8</sub> ~ Tr<sub>11</sub> で構成されるコンプリメンタリ・エミッタ・フォロワの入力インピーダンスを 500 k $\Omega$  と仮定すると、 $R_L$  の電圧変化は、

$$\Delta VR_L = 440\ \mu\text{A} \times 500\ \text{k}\Omega = 220\ \text{V}$$

になり、ゲインは、

$$220\ \text{V} / 1\ \text{V} = 220\ \text{倍}$$

になります。実際の回路では、220 V もの信号は出ませんが、簡単に比例計算が行えるきりのよい数値を利用しました。

$R_9$  ~  $R_{12}$  の抵抗値は大きいとむだに電圧を消費し、最大出力電圧が下がってしまいます。

OP アンプなどの IC 内では、図 11-1 の  $R_9$  と  $R_{11}$  は省略されています。IC の場合は、同一チップ上にトランジスタを形成するため、各トランジスタの特性を等しく作ることができるからです。今回のようにディスクリート部品を使用する場合は、トランジスタ間の特性ばらつきが大きいので、 $R_9$  と  $R_{11}$  を挿入してその影響を少なくします。 $R_9$  と  $R_{11}$  の両端電圧が大きいほど安定になりますが、最大出力電圧とのトレードオフで抵抗値を決定します。

### ● コンプリメンタリ・エミッタ・フォロワ回路

Tr<sub>8</sub> ~ Tr<sub>11</sub> は、コンプリメンタリ・エミッタ・フォロワ回路を構成しています。入力インピーダンスが高く、低い出力インピーダンスが得られ、 $\pm 200\ \text{mA}$  程度の電流を取り出すことができます。

Tr<sub>7</sub> は、Tr<sub>8</sub> ~ Tr<sub>11</sub> の  $V_{BE}$  のバイアス電圧を発生し、