

# 第 1 章

## オーディオ用増幅回路

Walt Jung / 訳：石井 聡

オーディオ信号用のプリアンプ (preamplifier ; 前置増幅器) は、現代の IC を使ったオーディオ回路において、比較的低レベルの信号を扱うものだといえます。一般に、10 mV 以下の信号レベルを増幅するアンプはプリアンプに属するといえます。この章の前半では、以下に示すような基本的なオーディオ用プリアンプについて説明していきます。

■ **マイクロホン**：ダイナミック型，エレクトレット型\*1，ファントム給電型\*2などのマイクロホン用のプリアンプ。トランス結合入力回路を使用しており，両電源または単一電源で動作する

■ **フォノ・カートリッジ**：MM (Moving Magnet) 型と MC (Moving Coil) 型のフォノ・カートリッジ用のプリアンプ。いろいろな回路方式が用いられており，この章では応答特性について詳細な解析/検討を行う

一般に 1 mV 程度まで低下したレベルの信号を取り扱う場合，良好な SN 比 (Signal-to-Noise Ratio ; SNR) と広いダイナミック・レンジを実現するうえでのキーポイントは，システム内において一番最初に増幅作用を行う増幅段，すなわち初段で発生する入力ノイズになります。たとえば，入力初段の回路内部で発生するノイズが  $1 \mu\text{V}$  で，入力信号電圧が 1 mV であるならば，SN 比は最良でも 60 dB までにしかありません。

通常，実使用状態では入力電圧レベルと信号源インピーダンスの両方が決まっていま

\* 1 : 【訳注】electret = electricity + magnet から造られた造語。永久的に電荷が充電されたままになっている材料をこう呼ぶ。

\* 2 : 【訳注】phantom powered. phantom は「幻影」などの意。マイクの音響信号伝送用リード線に電源電圧を重畳させる方式。電源として特に線を用意するわけでもないので，こう呼ぶ。

す。そのため、最良のSN比を実現するためには、想定される信号源が接続されて動作しているときに、初段の増幅回路において発生する入力換算ノイズを最小にする必要があります。これはプリアンプの設計を複雑にする決定的な要因です。低インピーダンスにおけるロー・ノイズ回路と高インピーダンスにおけるロー・ノイズ回路とでは、動作が大きく異なってくるからです。

適切に増幅器の入力ノイズを最小化するためには、全ノイズに影響を与える、多岐にわたるすべての要因を完全に理解することが必要です。これはデバイス自体、さらには増幅回路に使われている周辺回路も含まれます。実際問題として、ノイズを最小化し、ダイナミック・レンジと忠実度を最大化するという点において、回路を取り巻くすべての要素を考慮することが必要です。

回路設計においてさらに難しい点は、基本的なゲインや信号レベルのスケーリング機能を実現するのみならず、信号の周波数特性も目的とする伝達関数にマッチするように設定する必要があるということでしょう。

マイクロホン用プリアンプは、広い帯域にわたる平坦な周波数特性とロー・ノイズが要求される増幅回路の典型例といえるでしょう。これとは対照的にレコード・カートリッジ用プリアンプは、信号を増幅（スケーリング）するだけではなく、その回路に必要なとされる規定の周波数応答特性を実現することが必要です。この章の第2節で説明するRIAAフォノ・プリアンプ回路設計の主要なポイントは、「理路整然とした解析手法」です。これを理解することにより、部品や定数を理論的に選定でき、最適な周波数応答特性を実現できます。また、非常に精密な回路機能を実現可能にし、計算機ベースの設計値（シミュレーション）と実測値との高い相関性を維持できます。

## 1-1 マイクロホン用プリアンプ

マイクロホン用プリアンプ（マイク・プリアンプ）は、低いレベルのオーディオ信号の増幅という基本的機能が要求されます。レベルが非常に広い範囲にわたる可能性のある信号、さらにマイクロホンの種類とそれらのインピーダンスなどを考慮した場合、マイク・プリアンプはいろいろな回路方式を想定することができます。これらの要素は、それぞれ個別の用途に対する回路の最適化に大きな影響をもちます。

この節では、高インピーダンス/低インピーダンスそれぞれのマイクロホンが接続されるマイク・プリアンプ、およびファントム給電の有無、またトランス入力段をもつものなどについて説明していきます。

見本

### ● シングルエンド入力で単一電源の高インピーダンス・マイク用プリアンプ

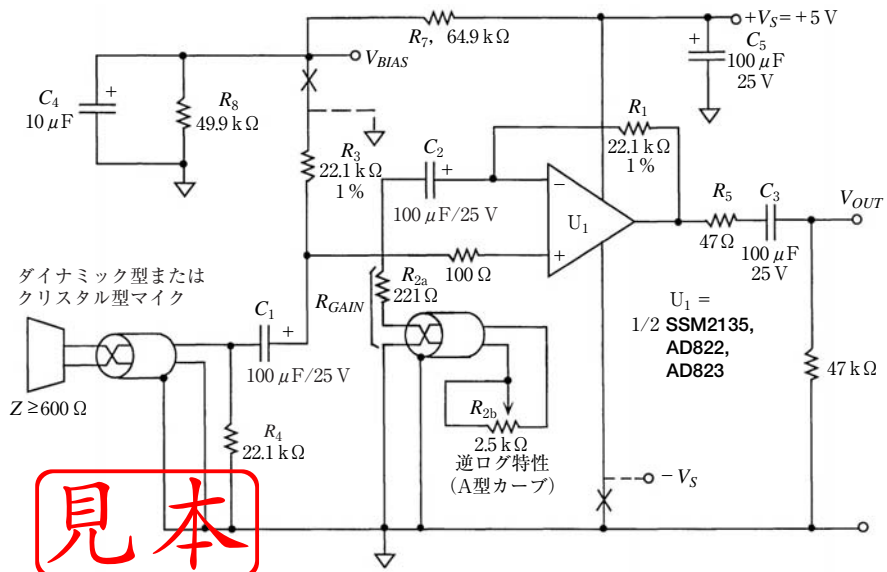
図1-1に非常に単純化したマイク・プリアンプ回路を示します。この回路は、シングルエンド入力をもつ非反転増幅回路の構成になっており、ダイナミック型や圧電型(クリスタル型)マイクなどの出力インピーダンスの高いマイクロホンへの用途に適しています。図に示すように、 $R_{GAIN}$ によってゲインが20～40 dBの間で可変でき、600  $\Omega$ 以上の信号源インピーダンスのオーディオ信号源(マイクロホン)に使うことができます。

OPアンプ  $U_1$  が回路全体の性能に大きく影響を与えます。ひとつは増幅動作という基本的な点、もうひとつはここで示しているように単一電源動作への適応性という点です。ノイズ性能という観点からすれば、 $U_1$  は500  $\Omega$ 以上の信号源に対して低い入力換算ノイズ・レベルでなければなりません。またこの場合、マイクロホンの信号源インピーダンスが全体のインピーダンスの支配項となるように外部回路の定数を決定しなければなりません。

5 Vの供給電源電圧で非常にロー・ノイズな性能を示すものは、かなり少ない種類のデバイスに絞られてしまいます。2回路入りのSSM2135か、OP213、AD822/AD823が候補といえ、これらが設計段階最初のデバイス選定での推奨アイテムです。

ロー・パワーで消費電流の少ないデバイスとしては、たとえばAD8541が挙げられるでしょう。トータルの供給電圧が10 V以上の場合であれば、そのほかの多くのロー・ノイ

〈図1-1〉シングルエンド入力/単一電源のマイク・プリアンプ



ズのデバイス（たとえば OP275, OP270/470）がこの回路で有効に使えるでしょう。また後述するように、この回路は両電源供給の場合にも簡単に応用することができます。

この回路では、ゲインを設定する抵抗  $R_1$  と  $R_2$  の並列接続値（ここで  $R_2 = R_{2a} + R_{2b} = R_{GAIN}$ ）が、想定される信号源インピーダンス（この場合は  $1\text{ k}\Omega$  以下）よりも低くなるようにします。このことで、高いゲインのときでもゲイン設定抵抗による入力換算ノイズへの影響を最小にできます。前述したように、回路のゲインは抵抗  $R_{GAIN}$  を経由した帰還経路により調整できます。

システムとしての観点からすれば、ここで示したケースのように、マイクロホンやその他の低レベル信号ラインの信号レベル・コントロールは、前段でいくらかゲインをもたせたいうで、後段で行ったほうがよいといえます。そのために、 $R_{GAIN}$  を固定抵抗とすることも可能です。

単一電源動作のため、入出力との結合は極性のあるコンデンサが使えます。ここでは  $C_1, C_2, C_3$  です。 $C_4$  はノイズ・フィルタで、 $C_5$  はバイパス用です。回路において最小のノイズ・レベルを実現するため、増幅器のバイアス回路によるノイズが発生しないようにする必要があります。バイアス回路から直接的/間接的に加わってしまうノイズから逃れるためです [参考文献 (1) を参照]。

DC 電流が流れる抵抗には、低ノイズ\*<sup>3</sup> 特性の皮膜型抵抗を使うか、AC バイパスする必要があります。ここでは、 $R_1, R_2, R_3, R_4, R_7, R_8$  に金属皮膜型のものを使い、 $R_7$  と  $R_8$  は AC バイパスしています。 $R_7$ - $R_8$  から供給される  $2.2\text{ V}$  のバイアス電圧により、 $U_1$  の出力を電源電圧のほぼ中点になるように設定しています。

もし、より高い電源電圧が使われる場合には、使用する OP アンプで最大振幅が取り出せるように  $R_7$ - $R_8$  を調整するとよいでしょう。また、低バイアス電流のレール・ツー・レール出力の OP アンプを使う場合は、 $R_7$  と  $R_8$  は同じ値の高抵抗 ( $100\text{ k}\Omega$  以上) にすることが適切です。

インピーダンスの低い信号源で動作させる場合は、 $U_1$  には OP213 か SSM2135 が適しています。AD82x ファミリー（もしくは選別された CMOS 品）などの FET 入力タイプは、高インピーダンス信号源、たとえばクリスタル・マイクやセラミック・マイクに対して適しています。この要件に対応するために、 $R_3$  と  $R_4$  は  $1\text{ M}\Omega$  以上、 $C_1$  は  $0.1\text{ }\mu\text{F}$  のフィルム・コンデンサとしなくてはなりません。

OP213 か SSM2135 を使った場合の周波数帯域幅は、ゲインが最大のときに約  $30\text{ kHz}$  です。AD822 か AD820 を使った場合、同様の条件下では、帯域幅は約  $20\text{ kHz}$  です。歪みとノイズ特性は、OP アンプ  $U_1$  と信号源インピーダンスに依存します。入力をショー

見本

\* 3 : 【訳注】原著では excess noise と説明している。これは過剰ノイズとも呼び、 $1/f$  ノイズとなる。

トさせた状態では、SSM2135はゲイン100倍のときの出力ノイズは約 $110\mu\text{V}_{\text{RMS}}$ となり、 $2\text{k}\Omega$ の負荷に $1\text{V}_{\text{RMS}}$ を供給した場合の $1\text{kHz}$ における歪み特性は $THD+N^{*4}$ で $0.022\%$ となります。AD820では同様の条件下で、ノイズが $200\mu\text{V}_{\text{RMS}}$ 、 $THD+N$ が $0.05\%$ となります。それぞれゲインが低いときは特性が向上します。

図1-1に示した回路は、中程度の性能と単純さが要求される場合に適していますが、いくつか注意すべき点があります。マイクロホンにつながる入力ケーブルはシールドしなくてはならず、配線の長さはできるだけ短くする必要があります。 $R_{\text{GAIN}}$ が回路から離れた位置にある場合、それを接続しているケーブルにも同様な注意が必要です。

この回路を両電源で動作させる場合、前述したように $R_3$ はグラウンドに接続します。また $R_7$ 、 $R_8$ 、 $C_4$ によるバイアス回路は不要になります。 $U_1$ には $\pm 5\text{V}$ 、 $\pm 15\text{V}$ などの対称な電圧の電源を供給し、 $-V_S$ の電源ラインは $+V_S$ のラインと同様にコンデンサでバイパスします。カップリング・コンデンサ $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$ はそのままですが、使用するOPアンプにマッチするように、その極性を決めなければなりません（もしくは無極性タイプを使う）。

$600\Omega$ 以下の出力インピーダンスをもつマイクロホンにもこの回路を使うことができます。しかし、ノイズ特性は最適にはなりません。また、そのようなマイクロホンの多くは、一般的にバランス（平衡）入力型のインターフェースが必要です。

\*

\*

以降に説明していく回路例では、低インピーダンス型やバランス出力型マイクロホンを使う場合に、ノイズ特性を最適化する手法も説明しています。これらの回路はプロ用途にも使えるものです。

## ●エレクトレット型マイク・プリアンプのインターフェース

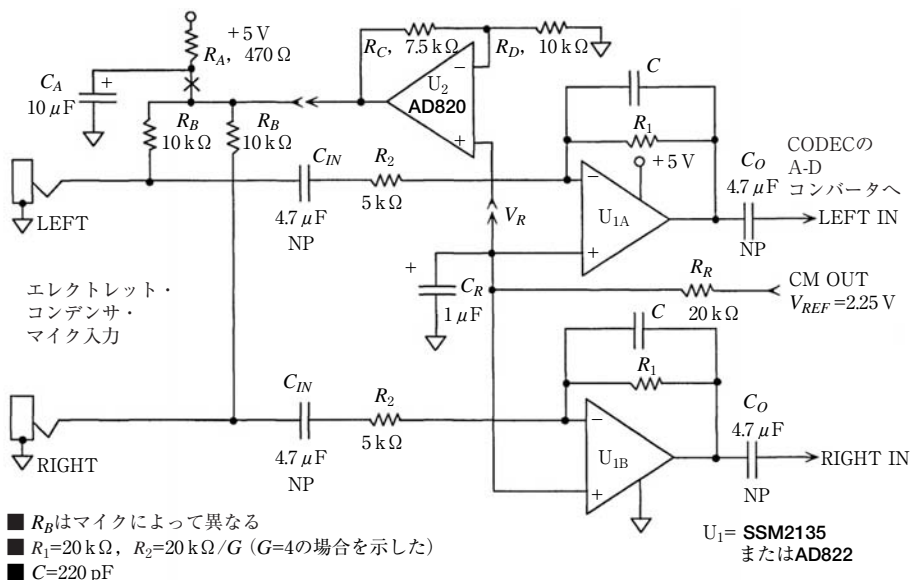
講演会場での音声録音など、あまりシビアではない用途では、一般的にエレクトレット型マイクが使われます。これは永久的に極性を偏極させたコンデンサを使ったマイクであり、ソース接地FETアンプが内蔵されています。増幅された出力信号は、シングルエンド型のリード線（その線は同時にFETアンプのDC電源も供給しており、一般的には $3\sim 10\text{V}$ のDC電源である）から取り出されます。

図1-2は基本的なインターフェース回路で、エレクトレット型マイク用途において、電源供給と出力レベルのスケージング増幅（信号レベルの調整）の両面で機能します。この場合、このインターフェース回路でスケージング増幅された出力信号は、 $+5\text{V}$ 電源を供給されたCODEC IC（A-D変換と信号処理を行う）のLEFTとRIGHTの入力端子に入

見本

\* 4：【訳注】Total Harmonic Distortion + Noise；全高調波歪み+ノイズ

〈図1-2〉エレクトレット・コンデンサ型マイクと+5V動作のCODECとのインターフェース回路



力されます。マイクに対するDCファントム給電用電源は、 $R_A$ - $C_A$ - $R_B$ のデカップリング回路を通じて+5V電源から供給しています。AC出力信号は、 $C_{IN}$ と $R_2$ によりDC成分を取り除いて $U_1$ に入力されます。

抵抗 $R_B$ はマイクの種類や供給電圧により異なり、図中に示した定数はよく使われる一例です。マイク用供給電源の低ノイズ化を図るには、図中に示すように $U_2$ を使って、フィルタリングとレベル変換された電圧 $V_R$ を作り出すこともできます。

スケーリング・アンプ $U_1$ にはSSM2135またはAD822を使用し、これによりマイクの信号を $1V_{RMS}$ のライン信号レベルか、CODEC入力に一般的に必要なとされる信号レベルである $100\text{ mV}_{RMS}$ に適正化しています。A-D変換の前段のローパス・フィルタに入力することもできます。エレクトレット型マイクの種類は多く、それぞれが異なる動作パラメータをもつため、場合によっては信号レベルをスケーリングにより調整することが必要になります。

スケーリング・ゲインは単純に $R_1/R_2$ で決まります。 $R_2$ はマイクの定格出力レベルから、CODECのマイク入力端子の $0.1V_{RMS}$ を作り出すゲイン $G$ となるように決定します。増幅段 $U_1$ は反転増幅なので、ゲイン $G$ は1以上にも1以下にも設定できます。ここで示されている例の増幅率(4倍)以外にも、CODECにとって最適レベルとなるように実際の

出力信号レベルを適正化することができます。

増幅器のローパス特性のカットオフ周波数は時定数  $R_1-C$  で決められ、図の回路では  $-3$  dB のポイントが  $36$  kHz となっています。  $U_1$  へのバイアス電圧は CODEC のリファレンス電圧端子か CM OUT 端子から加えられ、一般に  $2.25 \sim 2.5$  V がリファレンス電圧となっています。

低い周波数側の時定数  $C_{IN}-R_B/R_2$  と  $C_O-R_1$  は、低域での位相ずれを低減するように広帯域設計になっています。これらに使われる無極性コンデンサは、狭帯域でもよい場合には  $1 \mu\text{F}$  以下にすることができます。

### ●低インピーダンス・マイクロホン用のトランス結合プリアンプ

どのような OP アンプであっても、最高の低ノイズ性能は、増幅器の特性ノイズ抵抗\*5  $R_N$  が信号源抵抗  $R_S$  と等しいときに実現できます。この項では、この関係を用いたマイク・プリアンプの例について説明していきます。

ここでの例では、増幅器の  $R_N$  とは異なる信号源抵抗  $R_S$  を、その増幅器の入力インピーダンス  $R_N$  により近づけて最適化するために、入力マッチング・トランスを用いています。この原理で動作する基本回路を図 1-3 に示します。信号源抵抗  $R_S$  に対して最適なトランスの巻き線比を決定するために、まず使用する OP アンプの特性ノイズ抵抗  $R_N$  を計算し、目的の信号源抵抗  $R_S$  に対して適合するトランスの巻き線比を選び出します。

まず、OP アンプの  $e_N$  (電圧ノイズ密度) と  $i_N$  (電流ノイズ密度) のデータから  $R_N$  を最初に求めます。

$$R_N = \frac{e_N}{i_N} \dots\dots\dots (7-1)$$

ここで、 $e_N$  の単位は  $\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$  で、 $i_N$  の単位は  $\text{A}/\sqrt{\text{Hz}}$  です。  $T_1$  の巻き線比は以下で計算できます。

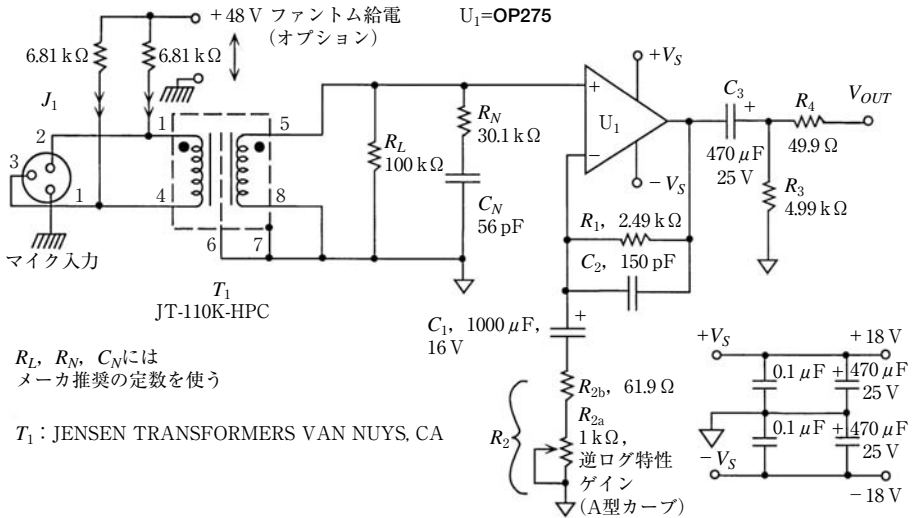
$$\frac{N_2}{N_1} = \sqrt{\frac{R_N}{R_S}} \dots\dots\dots (7-2)$$

ここで、 $N_2$ 、 $N_1$  はトランスの 2 次側、1 次側の巻き数です。OP アンプ OP275 では、 $e_N$  が  $7 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  で、 $i_N$  が  $1.5 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$  となっています。したがって、 $R_N$  は下記のようになります。



\* 5 : 【誤注】 characteristic noise resistance ; 増幅器の入力回路が固有にもつ特性ノイズ抵抗

〈図1-3〉トランス入力マイク・プリアンプ (ゲイン：28～50dB)



$$R_N = \frac{e_N}{i_N} = \frac{7 \times 10^{-9}}{1.5 \times 10^{-12}} = 4.7 \text{ k}\Omega$$

$e_N$ も $i_N$ も周波数によって変化するので、 $R_N$ もまた周波数によって変化します。そのため、 $R_N$ を計算するためのデータシート上の数値(上記に示したようなもの)も、ある特定の周波数で一番正確になります。もし、ある特定の周波数に対して増幅器を最適化する場合、計算に使用する $e_N$ と $i_N$ の値はその周波数に対してのものであるべきです。

しかしながらオーディオ用増幅器は広帯域回路であることから、許容度をもたせることが必要になります。使用する増幅器の最小ノイズ・フィギア(雑音指数)のプロットが入手可能であるなら、ノイズに対して最適な信号源インピーダンスをグラフィカルに決定することができます。

この場合、OPアンプの $R_N$ に対して信号源抵抗 $R_S$ が最適な抵抗値( $R_N$ と等しい大きさ)になるように、最適なトランスの巻き線比を計算します。たとえば、 $R_S$ が150  $\Omega$ であった場合、 $R_N$ が4.7 k $\Omega$ のOP275(もしくは他の同様な増幅器)の最適な巻き線比は、

$$\frac{N_2}{N_1} = \sqrt{\frac{R_N}{R_S}} = \sqrt{\frac{4.7 \times 10^3}{1.5 \times 10^2}} \approx 5.6$$

となります。OP27ファミリなども、これらの手法で設計可能でしょう。



トランスは、カタログ上では狭帯域かつ規定のインピーダンス範囲内で仕様が規定されています。目安としては、2次側換算時のインピーダンスが5 k $\Omega$ ～10 k $\Omega$ 程度の製品が使いやすいといえるでしょう。これは使用するOPアンプにもよりますが、増幅器の最小ノイズ・インピーダンス ( $R_N$ のこと) が、ある程度広い周波数範囲では変化してしまうからです。ジェンセン (Jensen) 社のJT-110K-HPCがこの目的に対して適切なトランスです。T<sub>1</sub>は十分にシールドされているだけではなく、低レベルの信号増幅動作で適切に動作するものでなくてはならない点に注意しましょう。

この回路においてマッチング・トランスを使うことで、理論限界値からほんの数dB大きい程度か、信号源抵抗の熱雑音レベルに非常に近いレベルの等価入力ノイズ・レベル (トランスの入力側換算値) を実現できます。たとえば、室温で抵抗値150  $\Omega$  の20 kHz帯域幅における熱雑音は219 nVです。実際の回路では、トランスとOPアンプのノイズが重畳されることから、より高い入力換算ノイズ・レベルとなります。

トランスのさらなる利点は、実質的に電圧ゲインをもっているということです (ステップアップの巻き線比により実現できる)。回路全体の計算上のゲイン  $G_{total}$  が与えられた場合、OPアンプU<sub>1</sub>に必要とされるゲイン  $G_{(U1)}$  を以下の式 (7-3) のように低減させることができます。

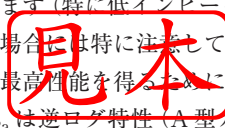
$$G_{(U1)} = \frac{G_{total}}{N_2 / N_1} \dots\dots\dots (7-3)$$

図1-3の回路における総合ゲイン  $G_{total}$  は、トランスのステップアップ比  $N_2/N_1$  と、 $G_{(U1)}$  である  $(R_1 + R_2)/R_2$  との積になります。これは増幅器のループ・ゲインを増大させ、結果的に帯域幅と精度が増大し、低歪み可以实现できます。

ここで示したトランス入力型のマイク・プリアンプでは、T<sub>1</sub>にトランスJT-110K-HPCを使っており、1次側と2次側の巻き線比は約1 : 8 (150  $\Omega$  : 10 k $\Omega$ ) になっています。OPアンプの部分では、ゲイン変化量を約3.3～41倍としています。それに加えてトランスのゲイン17.8 dBがあるため、回路全体の総合ゲインは28～50 dB (26～300倍) になります。

このトランスとOPアンプU<sub>1</sub>の組み合わせは、すばらしい過渡応答特性を示します。ここで用いているU<sub>1</sub>はOP275の1/2回路であり、 $\pm 18$  V電源で動作させています。電源はよく平滑されたものが必要で、U<sub>1</sub>の直近にデカップリング・コンデンサが必要になります (特に低インピーダンス負荷の場合)。最大電圧定格に近いところでU<sub>1</sub>を動作させる場合は特に注意してください。OP275の最大電源電圧は $\pm 22$  Vになっています。

最高性能を得るために、受動部品は高品質のもの、たとえば抵抗は1%の金属皮膜抵抗、R<sub>2a</sub>は逆ロゲ特性 (A型カーブ) の皮膜型ポテンシオメータ、C<sub>1</sub>とC<sub>3</sub>には低ESR特性の



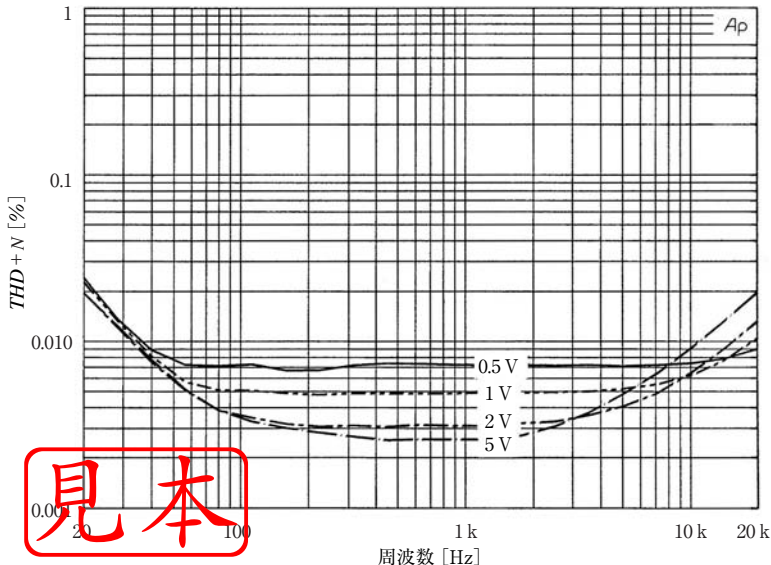
コンデンサを使用しなくてはなりません。

図のように、 $\pm 0.1\%$ にマッチした $6.81\text{ k}\Omega$ の抵抗と $48\text{ V}$ のDC電圧源を単純に加えるだけで、マイクロホンへのファントム給電を実現できます[参考文献(2)，(3)を参照]。トランス・メーカからの推奨条件として、ファントム給電をする場合には、必ずよくマッチングしたDC供給用の抵抗を使う必要があります。これは、コモンモード除去性能を最適化することと、トランスの1次側に流れるDC電流を最小にすることが目的です[参考文献(4)を参照]。ファントム給電を使用しても、OPアンプに対してはほとんど影響を与えません。それは、トランスが1次側における直流コモンモード電圧の変化を2次側に通さないように働いてくれるからです。JT-110K-HPCのような入力用トランスのコモンモード除去性能は、 $1\text{ kHz}$ において $85\text{ dB}$ 以上あるのが一般的で、より低い周波数においてはもう少し良好になります。

このOP275を使ったマイク・プリアンプの $THD + N$ の周波数特性を、図1-4の複数のプロットで示します。試験条件は、 $35\text{ dB}$ にゲインを設定し、 $600\ \Omega$ 負荷に対して $0.5$ ， $1$ ， $2$ ， $5\text{ V}_{\text{RMS}}$ が出力されるような連続周波数スイープ入力信号を加えています。

この歪み特性テストは、次の項でも同様に行っています。各種の信号レベルにおける連続周波数スイープ入力信号に対する $THD + N$ を測定することで、スルー・レートの限界

〈図1-4〉トランス結合のマイク・プリアンプの $35\text{ dB}$ ゲイン時の $THD + N$ の周波数特性 ( $600\ \Omega$ 負荷に対して $0.5$ ， $1$ ， $2$ ， $5\text{ V}_{\text{RMS}}$ を出力した場合)



で発生する歪みに対する感度が測定可能です [参考文献 (5) ~ (7) を参照]。また、出力負荷テストは、負荷条件による非線形性の感度試験のために用いられます。

図 1-4 に示される OP275 のデータには興味深い領域が三つあります。一つは 100 Hz より低い範囲でトランスの性能に大きく依存する歪み、もう一つは 100 Hz ~ 3 kHz の範囲で歪みが最小になるところ、最後に 3 kHz より高い範囲で再度歪みが増えるところ、中出力レベルでは、ほとんどの周波数範囲で  $THD + N$  は 0.01 % 以下になっており、高い周波数においてはいくぶん高めになっています。

この回路の -3 dB 帯域幅は約 100 kHz であり、トランス JT-110K-HPC とその終端回路 (信号源インピーダンスを 150  $\Omega$  と想定している) がそれを決定する支配的要因です。逆に、信号源インピーダンスが高い場合や低い場合については、帯域幅はそれに比例して狭くなったり広がったりします\*6。そのため、この回路の実際の設計においては、このことを考慮に入れておかなければなりません。たとえば、エミッタ・フォロウ出力のコンデンサ・マイクは、約 15  $\Omega$  の信号源抵抗値を示します。

### ●超低ノイズのトランス結合マイク・プリアンプ

高性能な低ノイズ・マイク・プリアンプ回路を図 1-5 に示します。ここでは、巻き線比の低いトランス (ジェンセン社の JT-16A) を使っています。このトランスは 1 : 2 という低い昇圧比をもっており、AD797 のような特性ノイズ抵抗 ( $R_N$ ) の低い増幅器と組み合わせるようによく最適化されています。回路図からわかるように、基本構成は前項で説明したトランス結合プリアンプと同じですが、細かい回路上の工夫によって最高レベルの性能を実現しています。

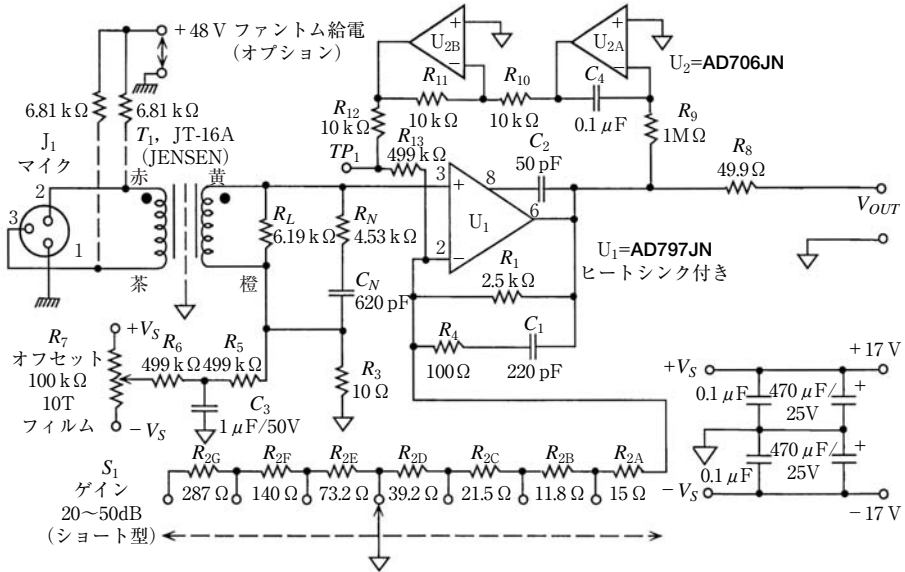
このプリアンプはゲインの設定方法に特徴があり、スイッチ  $S_1$  によってフィードバック回路の  $R_2$  を変化させることでゲインを変えています。これで  $U_1$  のゲイン、つまり回路全体のゲインを変化させ、その比は 20 ~ 50 dB になります。これは、このプリアンプが広範囲の用途において使えるということです。

図中に示してある  $R_{2A} \sim R_{2G}$  の定数で、ゲインは 5 dB ステップで可変となります。  $R_2$  全体の抵抗値を最小の 15  $\Omega$  にすることでゲインは 50 dB に、最大の 588.5  $\Omega$  にすることでゲインは 20 dB に設定されます。トランス自体には固定で 5.6 dB のゲインがあります。

AD797 はオーディオ帯域において低歪み特性であり、かつ高精度でもありますから、この回路は DC 結合でも非常に効果的に使用できます。これは、回路内および  $U_1$ - $V_{OUT}$  間に結合用の大容量電解コンデンサが不要であるという、非常に重要な利点があるためです。これは以下のように実現されています。

\* 6 【訳注】  $R_2$  が大きくなると帯域幅が狭くなる。

〈図1-5〉低ノイズのトランス入力マイク・プリアンプ (ゲイン：20～50dB可変)

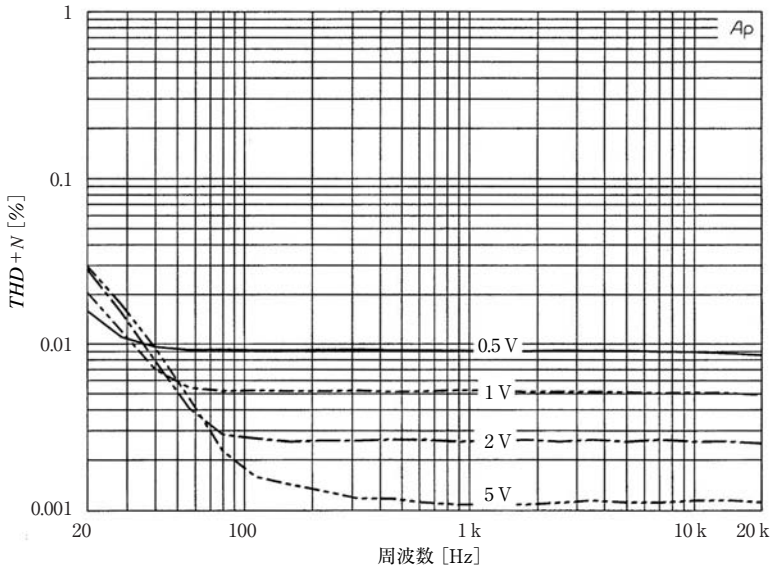


AD797におけるオフセット電圧の初期値は最大  $80\ \mu\text{V}$  であり、このことにより比較的簡単な調整回路 (半固定抵抗  $R_7$ ) でオフセットのゼロ調整が可能です。  $R_7$  は AD797 の入力で  $\pm 150\ \mu\text{V}$  の可変範囲をもち、この回路のノイズは  $C_3$  によって十分に低減されています。OPアンプの自己発熱が温度平衡に達し、ゲインを  $35\ \text{dB}$  の中レンジにセットして動作させ、オフセット電圧を調整により除去します。このとき、サーボ回路を一時的に無効にする (テスト・ポイント  $TP_1$  をグラウンド電位にする) と非常にうまく調整できます。この状態のときには、  $V_{OUT}$  の DC 電圧レベルは  $R_7$  によって  $1\ \text{mV}$  以下にトリミングできます。

これにより AD797 の残留オフセットを完全にゼロにでき、さらにゲイン設定回路から見える DC レベルを最小にできます。このことで、ゲインの切り替え時に発生するポップ・ノイズを最小にできます。

これ以降のオフセットによるずれ (ゲインを含む) は、ほんの数  $\text{mV}$  になり、ほとんど問題にならないでしょう。  $U_{2A}$  と  $U_{2B}$  によるサーボ回路が、長期間におけるオフセット電圧を  $100\ \mu\text{V}$  以下に抑えてくれるからです (若干のゲイン依存性はもっているが)。また、適切にゲイン切り替え動作をさせるためには、  $S_1$  はショート型 (メイク・ビフォア・ブ레이크接点) でなくてはなりません。

〈図 1-6〉低ノイズのトランス入力型マイク・プリアンプの  $THD + N$  の周波数特性 (ゲイン : 35 dB, 600  $\Omega$  負荷に対して 0.5, 1, 2, 5  $V_{RMS}$  を出力した場合)



このマイク・プリアンプにおける  $THD + N$  の周波数特性を図 1-6 に示します。試験条件は 35 dB のゲイン, 600  $\Omega$  負荷に対して 0.5, 1, 2, 5  $V_{RMS}$  が出力されるような連続周波数スイープ入力信号を加えています。これらの測定データから, 回路内で発生する歪みは, すべてトランスから発生し, それも少量で, かつ低い周波数だけで発生することが明確にわかります。100 Hz 以上においては最大周波数まで, 歪みはノイズ・フロア以下になっています。

この回路における  $-3$  dB 帯域幅は 150 kHz から若干低いあたりになり, トランス JT-16A と終端回路がその支配的要因です。50 dB の最大ゲイン時に少し帯域幅が低下する程度です。先述のトランス結合型回路と同様に, この回路は 150  $\Omega$  の信号源インピーダンスを想定しており, 同様な設計上の注意点があてはまります。

図示してある基本回路はシングルエンドのもので, 出力  $V_{OUT}$  は  $R_8$  から取り出します。バランス・ラインを駆動する場合は, 単純にトランスを追加するだけで実現できます。この場合, 最小の歪み特性を実現させるために, ニッケル・コアのトランスを使うことを推奨します。適切なもの一つとしては, ジェンセン社の JT-11-DM かその同等品があげられます。この場合は 10  $\Omega$  の抵抗を経由して  $U_1$  に接続します。

ここで示した回路は, 近距離伝送の高インピーダンス負荷 (1 k $\Omega$  以上) の場合に適して

います。非常に高レベルの駆動出力や、長距離の伝送線を駆動する場合には、専用の高出力電流ドライバを $U_1$ の後段に使わなければなりません（「1-4 ライン・ドライバ」の節で各種の回路例を紹介している）。

これを簡単に実現するには、入力段にAD797を使用し、その出力段にエミッタ・フォロワ型のデバイスを用いた複合アンプ（コンポジット・アンプ）を $U_1$ として採用することで実現できます。良い選択肢としてBUF04というICがあり、これをAD797の6番ピンとそれ以降の回路部分との間につないで使用します。このバッファにより $U_1$ の段をアイソレーションでき、重負荷時にも最高の直線性動作が実現できます。また、高振幅の出力が必要でないかぎりAD797には $\pm 17\text{V}$ の電源は必要ありません。より一般的な $\pm 15\text{V}$ の電源を使うことで、 $U_1$ の発熱を低く抑えることができます。

#### ◆参考文献◆

- (1) C. D. Motchenbacher, F. C. Fitchen, *Low-Noise Electronic Design*, Wiley, New York, 1973, ISBN 0-471-61950-7.
- (2) G. Bore, "Powering Condenser Microphones", db, June 1970.
- (3) "ANSI Standard 268-15 (Revision 1987, amendments 1989, 1990, 1991)". American National Standards Institute, 11 W. 42nd St., New York, NY, 10036.
- (4) Steve Hogan, "Standard Mic Input Application", Jensen Transformers Application note JT99-0003, November, 1992.
- (5) W. Jung, M. Stephens, C. Todd, "Slewing Induced Distortion & Its Effect on Audio Amplifier Performance. With Correlated Measurement/Listening Results", presented at 57th AES convention, May 1977, AES preprint # 1252.
- (6) W. Jung, M. Stephens, C. Todd, "An Overview of SID and TIM", Parts 1-3, Audio, June, July, August, 1979.
- (7) Walter G. Jung, *Audio IC Op Amp Applications*, 3d Ed., Howard W. Sams & Co., 1987, ISBN 0-672-22452-6.
- (8) W. Jung, A. Garcia, "A Low Noise Microphone Preamp with a Phantom Power Option", Analog Devices AN242, November 1992.
- (9) Walt Jung, "Audio Preamplifiers, Line Drivers, and Line Receivers", within Chapter 8 of *Walt Kester, System Application Guide*, Analog Devices, Inc., 1993, ISBN 0-916550-13-3, pp.8-1 ~ 8-100.
- (10) Walt Jung, "Microphone Preamplifiers for Audio", *Analog Dialogue*, Vol. 28, No. 2, 1994, pp.12 ~ 18.



## 1-2 RIAA フォノ・プリアンプ

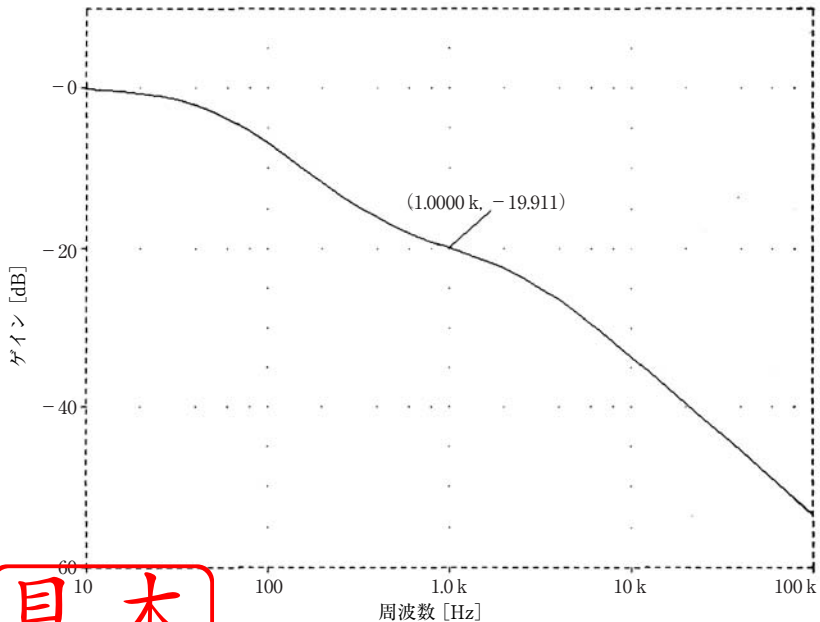
オーディオ周波数用途のプリアンプで、周波数応答特性をイコライジング (equalizing ; 等化) する必要のあるものとしては RIAA フォノ・プリアンプがあります。LP レコードの販売数は新しいデジタル・メディアの出現により沈降してはいますが、オーディオ製品においては今でもフォノ入力段をもつように設計されています。

RIAA プリアンプは、ゲイン特性がフラットでない周波数応答をもつように設定された増幅器ですが、この種の増幅器の用途は、より一般的で多岐にわたる展開も考えられるものです。この節で説明する設計テクニックは RIAA 回路の例に特化していますが、それらは他の一般的な周波数依存特性をもつ増幅回路設計においても利用可能なものです。

### ● RIAA の基礎

RIAA \*7 のイコライジング曲線を図 1-7 に示します [参考文献 (1) を参照]。これは DC

〈図 1-7〉理想 RIAA ディエンファシス特性 (時定数 : 3180  $\mu$ s, 318  $\mu$ s, 75  $\mu$ s)



\* 7 : 【訳注】Recording Industry Association of America ; 全米レコード工業会