

# エレクトレット・コンデンサ・マイク BM-800 の改良

Ayumi's Lab.

2016 年 10 月 1 日

Revised 2016 年 12 月 3 日

これまで、小型のマイクとして、TASCAM の iM2 のカプセルを使ってきましたが、このカプセルは低音がまったくといってよいほど出ません。これに代わるカプセルを探していたところ、Shin さんのブログ (<http://ameblo.jp/shin-ai/entry-12115618790.html>) で、BM-800 というマイクを改造している記事を見つけました。

その記事では、BM-800 内蔵のバランス出力アンプのツェナーダイオードを抵抗に交換してノイズを減少させたり、カプセルの出力を受ける FET をソースフォロワにして音質を向上させるなどの改造が報告されています。しかしながら、これらの改造の効果が定量的に示されているわけではないので、測定してみようと思立ちました。

ファンタム電源を加えたバランス出力を測定するのに適切なアンプがない(ファンタム電源の付いた USB サウンドデバイスは持っていますが、ゲインを固定できない)ため、まずは、マイクを測定するためのヘッドアンプを作りました。

## 1 マイク測定用ヘッドアンプ

### 1.1 設計

アンプの電源は  $\pm 15\text{V}$  程度ですが、これからファンタム電源の  $48\text{V}$  を作る必要があります。昇圧型のスイッチング電源でなんとかするのが手軽ですが、通常の IC では  $40\text{V}$  が限界のようです。アプリケーションノートを見ると、倍電圧整流を使ったファンタム電源の例があるので、これにならうことにします。

秋月電子通商で扱っている NJW4131 を使ったものは、入力電圧の範囲が広いので、この整流部分のダイオードおよびコンデンサを取り外し、代わりに倍電圧整流を追加することにします。改造後の回路図を図 1 に示します。電圧設定用の半固定抵抗 VR1 は、2 倍の  $200\text{k}\Omega$  にします。

スイッチング周波数は  $700\text{kHz}$  と高速なので、オーディオ帯域にはあまり影響しないと思いますが、スイッチング電源の入力と出力に LC フィルタを追加しています (L2, L3, C10)。L2 は  $1.5\text{A}$  を流せるもの、L3 は  $100\text{mA}$  を流せるものであれば良いと思います。これで、 $50\text{mA}$  程度の出力が取れます。

アンプ部の回路図を、図 2 に示します。アンプ部は簡略化して、計装アンプの LT1167 を使い、ゲインは  $0\text{dB}$  から  $40\text{dB}$  まで、 $10\text{dB}$  ステップで可変できるようにしました。ゲインが低いと MHz 域にピークができるので、C5 によって差動の高域カットオフを  $100\text{kHz}$  程度にしています。入力インピーダンスは、差動で  $10\text{k}\Omega$  となるようにしています。

ゲインを高くすると出力にオフセットが出てくる恐れがあるので、LF411 による DC サーボを付加しました。低域のカットオフは  $1\text{Hz}$  程度です。

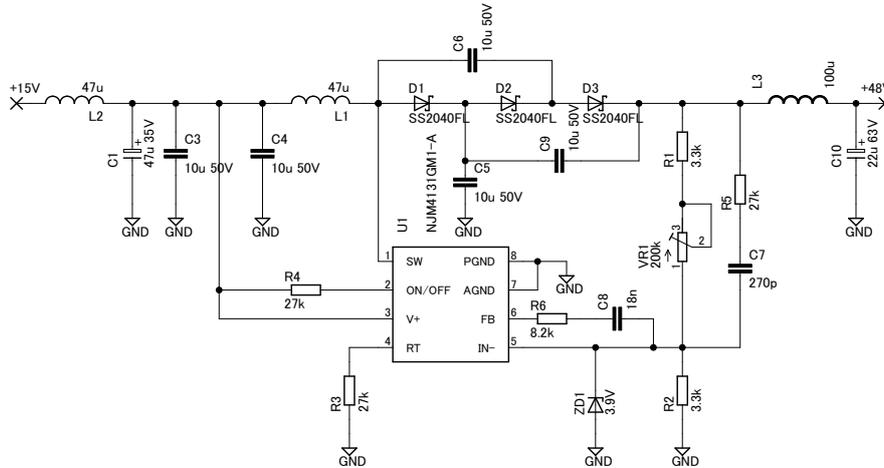


図 1: ファンタム電源の回路図

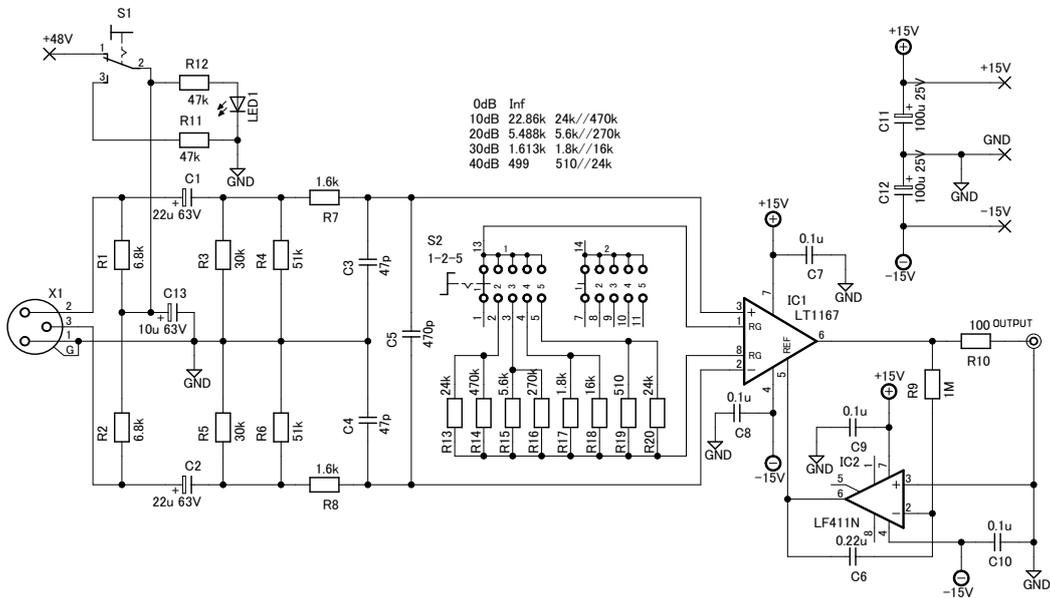


図 2: ヘッドアンプの回路図

## 1.2 特性

まずは、このヘッドアンプがマイクロホンの雑音を正しく測定できるかどうかを確認するため、入力ショートの状態で出力される雑音を測定しました。帯域幅を変えて測定した結果は、下表の通りです。

ゲイン	600 kHz	80 kHz	30 kHz	IHF-A
0 dB	99.0 $\mu$ V	22.4 $\mu$ V	13.2 $\mu$ V	8.2 $\mu$ V
10 dB	118 $\mu$ V	29.5 $\mu$ V	19.5 $\mu$ V	13.2 $\mu$ V
20 dB	158 $\mu$ V	57.0 $\mu$ V	38.0 $\mu$ V	26.3 $\mu$ V
30 dB	254 $\mu$ V	142 $\mu$ V	87.0 $\mu$ V	63.0 $\mu$ V
40 dB	530 $\mu$ V	410 $\mu$ V	246 $\mu$ V	154 $\mu$ V

帯域幅 600 kHz (この帯域幅で測定することはないと思いますが) では、100 dB のダイナミックレンジが取れています。

どのくらいのノイズまで測定できるかを調べるため、上記の値を入力換算にしてグラフ化したものを図3に示します。ゲイン 40 dB，帯域幅 30 kHz で，入力換算ノイズは  $4.1\mu\text{V}$  となりますので，

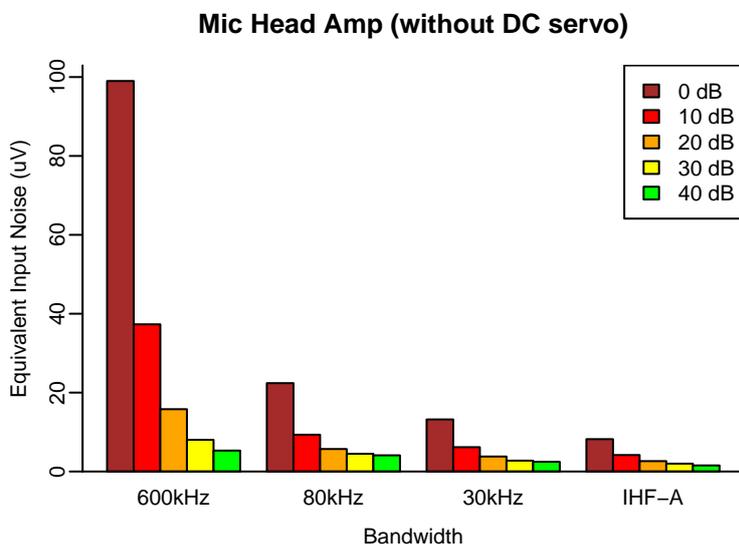


図3: ヘッドアンプの入力換算ノイズ

$10\mu\text{V}$  程度のノイズは十分に検知可能と思われます。

なお，DC サーボをかけると，わずかにノイズが増えますが，グラフで見ると違いがわからない程度でした。

ゲイン 0 dB, 20 dB, 40 dB における周波数特性を，図4に示します。20 kHz まではほぼフラット

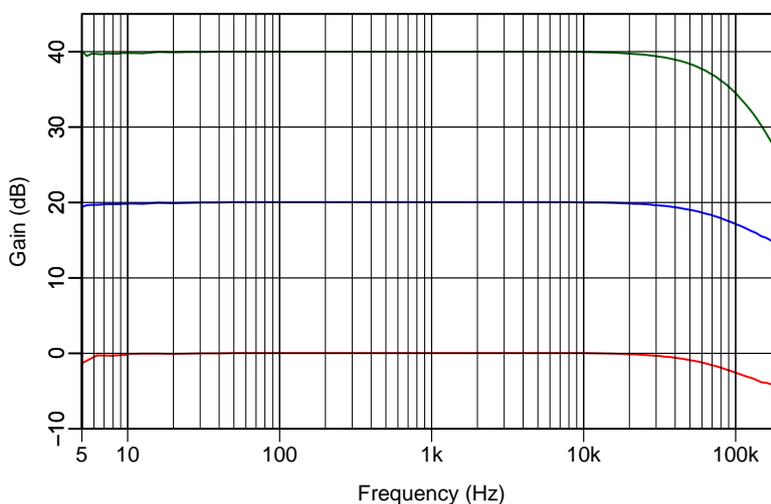


図4: ヘッドアンプの周波数特性

で，C5 による帯域制限をかけたため，それ以上の周波数ではゲインがなめらかに減少しています。ゲインが低いと高域にピークができるため，ゲインの減少が少なくなっています。ゲインが 40 dB では，十分な負帰還が得られないため，ゲインの落ち込みが激しくなっています。

ゲイン 0 dB, 20 dB, 40 dB における出力対歪率特性を，図5に示します。ゲイン 40 dB では明らかに初段の負帰還が足りていないようで，特に 10 kHz の歪率が悪くなっています。ゲイン 0 dB で

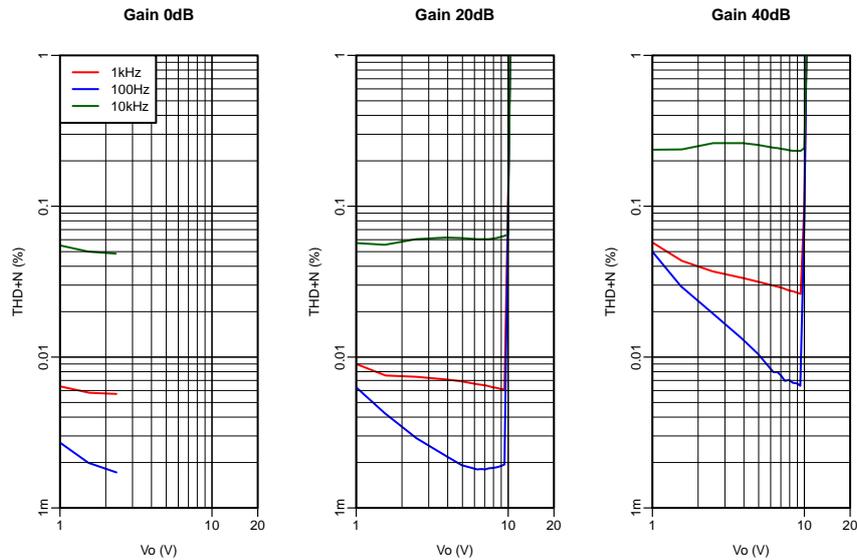


図 5: ヘッドアンプの歪率特性

は、発振器の最大出力が 2.37 V で、途中までしか測定できていませんが、歪率がゲイン 20 dB の場合とそれほど変わらないので、この歪率は、初段ではなく後段の差動アンプによるものと思われます。10 kHz で 0.04% の歪がありますので、オーディオ用のアンプとしてはやや物足りない感じがします。

## 2 BM-800 の特性

### 2.1 ツェナーダイオードから抵抗への変更

BM-800 のアンプ部の回路を、図 6 に示します。回路図には、実測した電圧と計算した電流を記

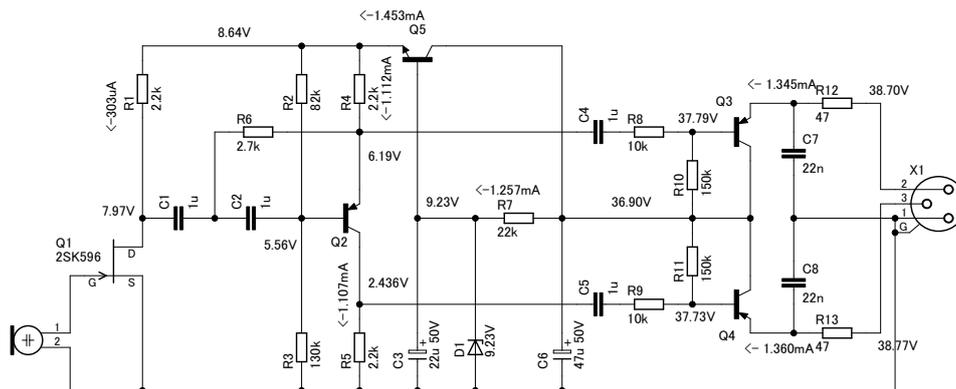


図 6: BM-800 のアンプ部の回路図

入してあります。ツェナーダイオードの電圧は、9.23 V でした。

Q1 はソース接地のヘッドアンプで、この種の回路としては一般的な 2.2 kΩ の負荷となっています。Q2 は CE 分割位相反転回路と、サレン・キー型の HPF を構成しています。Q2 のベース電流を

無視すれば， $C_1, C_2, R_6, R_2$  と  $R_3$  の並列合成値でフィルタの定数が決まります．フィルタのカットオフ周波数  $f_0$  と  $Q$  は，

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_1 C_2 (R_2 // R_3) R_6}} = 13.7 \text{ [Hz]} \quad (1)$$

$$Q = \frac{\sqrt{C_1 C_2 (R_2 // R_3) R_6}}{(C_1 + C_2) R_6} = 2.16 \quad (2)$$

となり，カットオフ周波数近辺で約 6 dB のピークができるようになっており，単一指向性のマイクカプセルの低域不足を補っているようです．

ツェナーダイオードには約 1.26 mA が流れているので，代わりに 7.5 k $\Omega$  程度の抵抗を使うと，ほぼ同じ電圧配分が得られます．

帯域を変えてノイズ電圧を測定した結果を，図 7 に示します．ツェナーダイオードを抵抗に代え

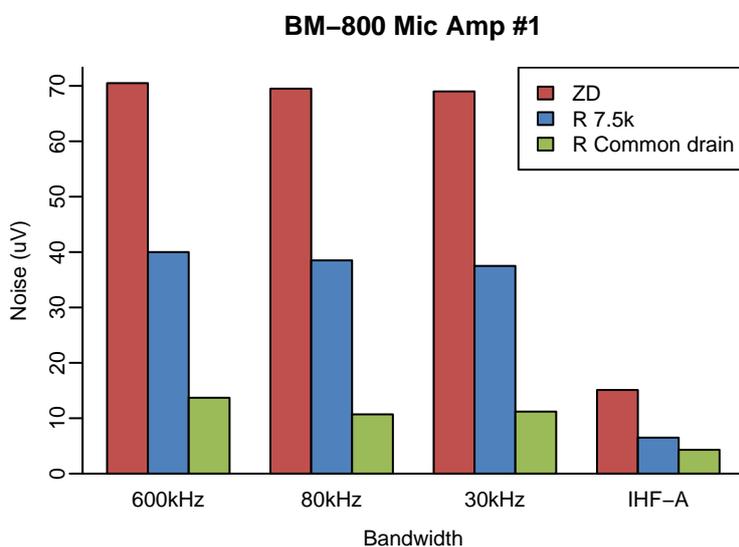


図 7: BM-800 のノイズ電圧

ることにより，どの帯域幅においても，約 5 dB の改善が得られました．

## 2.2 ツェナーダイオードのノイズをフィルタリングする

原回路では，ツェナーダイオード D1 が直接レギュレータ Q5 のベースに接続されており，ノイズがそのまま Q1, Q2 の電源に乗ってしまいます．D1 と C3 の間に抵抗を入れれば，抵抗と C3 で構成されるローパスフィルタにより，ツェナーダイオードのノイズが減衰されて，Q5 のベースに加わるようになります．ここでは 2.2 k $\Omega$  の抵抗を用いました．

帯域を変えてノイズ電圧を測定した結果を，図 8 に示します．前節で改造した基板のツェナーダイオードは捨ててしまったので，別のマイクから取り出した基板を使っています．また，次節のソースフォロワへの変更の結果，ノイズが下がっているのので，ツェナーダイオードのノイズフィルタを入れる前にソースフォロワに変更してみて，それでもノイズが下がるかどうか検証しました．

改造前のノイズの量ですが，図 7 よりもかなり低く，ノイズの量は個体によってバラつきがあるようです．ソースフォロワにしてもノイズはそれほど減りませんでした．しかし，フィルタ (抵抗)

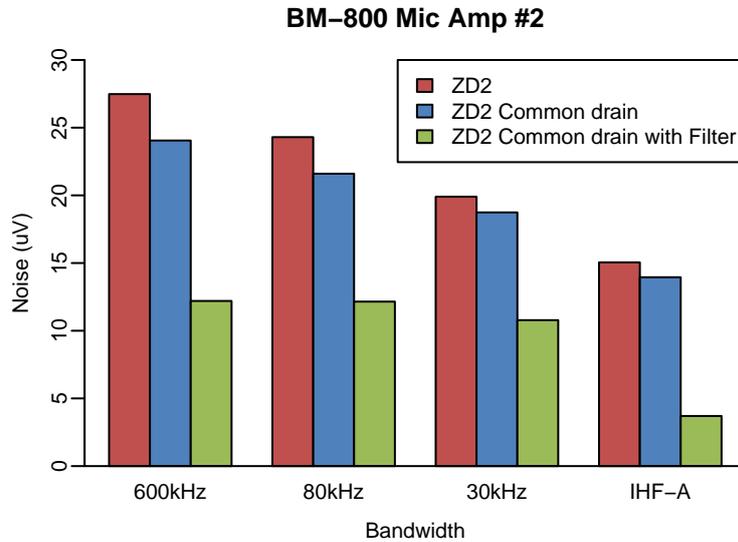


図 8: BM-800 のノイズ電圧

を追加することにより、ノイズはかなり減り、ツェナーダイオードの代わりに抵抗を用いた場合とほとんど同じレベルになりました。

このフィルタを追加する方法では、ファンタム電圧が低くなっても、Q1, Q2 の電源電圧がある程度維持されますので、こちらの改造方法をお勧めします。

### 2.3 ソース接地からソースフォロワへの変更

次に、カプセルの出力を受ける FET Q1 の接続方法を変えてみます。この FET 2SK596 は、G-S 間に 100 MΩ 程度の高抵抗が入っています。ソースフォロワにした時に適切なバイアスがかかるよう、入力信号は 470 pF のコンデンサを経由して加えています。

各帯域のノイズ出力は、図 7 のようになり、ソース接地の 1/3 ~ 1/4 になりました。ゲインの低下分だけノイズも小さくなるので、S/N 比が悪くなるわけではなさそうです。

入力対歪率の特性を、図 9 に示します。同じ入力電圧に対して、ソースフォロワにすると歪が 1/10 以下に減ります。ソース接地で歪率が 10% を超える領域でも、ソースフォロワなら 0.6% 程度の歪で済んでいます。明らかに、ソースフォロワのほうが耐入力が高くなります。ソースフォロワでも入力が 1 V を超えると歪が急増しますが、ソースの電位が 0.7 V 程度ですので、カットオフが生じていると思われます。

出力対歪率の特性を、図 10 に示します。出力電圧が 0.1 ~ 1 V の範囲では、ソースフォロワの歪率はソース接地の約 1/4 となっていますが、これは両者のゲインの違い(負帰還量)に相当しています。出力電圧が 0.06 V 以下では、曲線の傾きが大きくなっていますが、普通のアンプではこのような現象が起きることはありません。

周波数特性を、図 11 に示します。ソース接地のゲインは 14.6 dB (5.35 倍)、ソースフォロワのゲインは 2.4 dB (1.32 倍) で、約 12 dB (4 倍) の差があります。ヘッドアンプの特性により、20 kHz 以上のレスポンスが下がっています。

低域については、回路について考察したように HPF の Q が高く設定されているため、18 Hz あたりにピークができています。ソース接地のほうがピークが低くなっていますが、これは、Q1 の

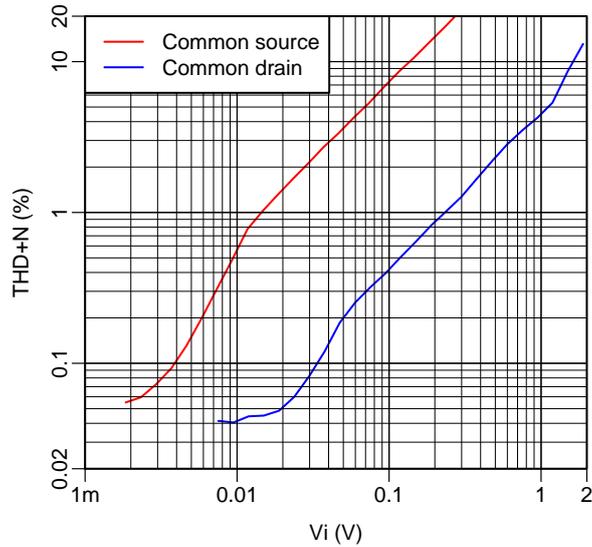


図 9: BM-800 の入力対歪率特性

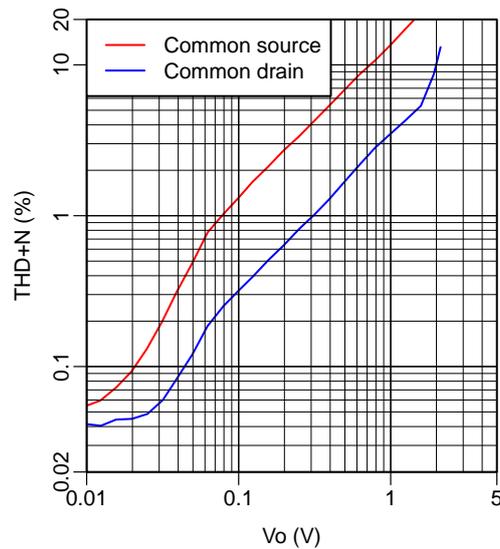


図 10: BM-800 の出力対歪率特性

出力インピーダンスが  $R1$  の  $2.2\text{k}\Omega$  となり、これが  $C1$  と直列になるためです。ソースフォロワの場合、出力インピーダンスは非常に低くなり、無視できるため、計算した  $Q$  の値と近くなります。

## 2.4 コンデンサの交換

BM-800 の信号経路には、4 個の  $1\mu\text{F}$  の積層セラミックコンデンサが使われています。このような大容量のセラミックコンデンサはピエゾ効果により振動が電気信号（ノイズ）に変換されて現れたり、歪率が悪化するなどの欠点が知られています。これを確かめてみましょう。

まずは、エミッタフォロワ出力段  $Q3$ ,  $Q4$  へのカップリングコンデンサ  $C4$ ,  $C5$  を交換してみます。エミッタフォロワの入力インピーダンスは高いので、それほど大きな容量のコンデンサは必要あり

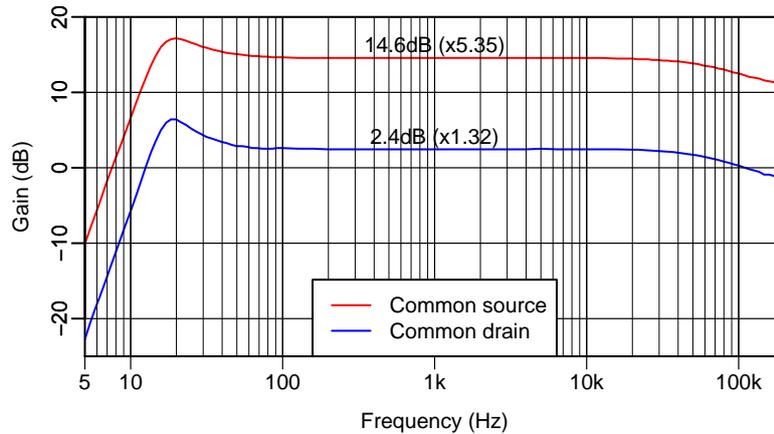


図 11: BM-800 の周波数特性

ません．シミュレーションにより， $0.22\mu\text{F}$  まで小さくしても特性に変化がなさそうなので，これを用いることにします．

Q1 のゲートを  $470\text{pF}$  を介してグラウンドに接続し，マイクアンプに接続して C1, C2, C4, C5 をセラミックドライバで叩いてみました．C4, C5 からは盛大なノイズが発生します．特定の周波数にピークがあるわけではなく，低域ほどレベルが高いようです．C2 を叩いてもほとんど音はせず，C1 は C4, C5 よりも低いレベルのノイズが発生します．C4, C5 だけを交換するだけで，大きな効果を得ることができます．

なお，C4, C5 を  $0.22\mu\text{F}$  に交換して周波数特性や歪率特性を測って見ましたが，交換前と違いがありませんでした．

改造後の BM-800 のアンプ部の回路を，図 12 に示します．

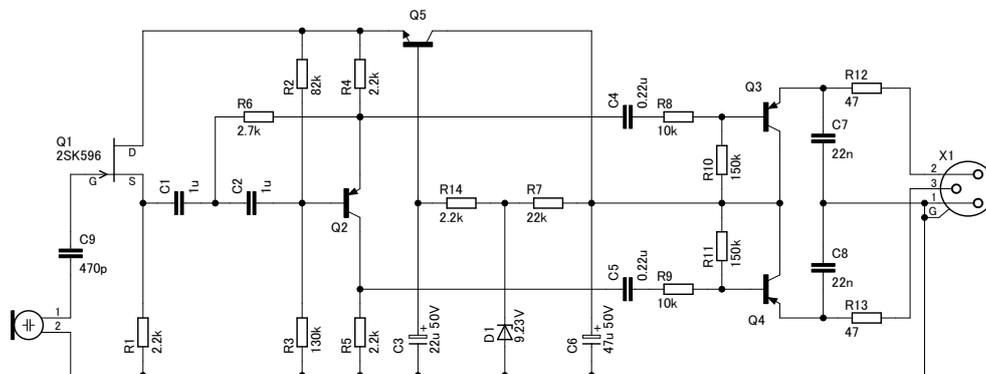


図 12: 改造後の BM-800 のアンプ部の回路図

## A サレン・キー型フィルタの特性

一般的なサレン・キー型フィルタの回路を，図 13 に示します．それぞれの電流と電圧の関係を式で表すと，

$$i_1 = \frac{v_i - v_x}{Z_1} \quad (3)$$

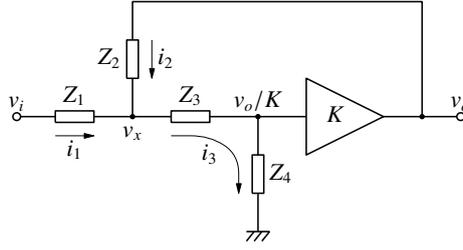


図 13: サレン・キー型フィルタの回路

$$i_2 = \frac{v_o - v_x}{Z_2} \quad (4)$$

$$i_3 = \frac{v_x}{Z_3 + Z_4} \quad (5)$$

$$i_3 = \frac{v_o}{KZ_4} \quad (6)$$

$$i_3 = i_1 + i_2 \quad (7)$$

式 (5), (6) より,  $i_3$  を消去して  $v_x$  について解くと,

$$v_x = \frac{Z_3 + Z_4}{KZ_4} v_o \quad (8)$$

これを式 (3), (4) に代入して,

$$i_1 = \frac{v_i - \frac{Z_3 + Z_4}{KZ_4} v_o}{Z_1} = \frac{KZ_4 v_i - (Z_3 + Z_4)v_o}{KZ_1 Z_4} \quad (9)$$

$$i_2 = \frac{v_o - \frac{Z_3 + Z_4}{KZ_4} v_o}{Z_2} = -\frac{Z_3 + (1 - K)Z_4}{KZ_2 Z_4} v_o \quad (10)$$

これらを式 (7) に代入して,  $v_o$  について解く.

$$\begin{aligned} \frac{v_o}{Z_4} &= \frac{KZ_4 v_i - (Z_3 + Z_4)v_o}{KZ_1 Z_4} - \frac{Z_3 + (1 - K)Z_4}{KZ_2 Z_4} v_o \\ Z_1 Z_2 v_o &= KZ_2 Z_4 v_i - Z_2(Z_3 + Z_4)v_o - Z_1\{Z_3 + (1 - K)Z_4\}v_o \\ \{Z_1 Z_2 + Z_2(Z_3 + Z_4) + Z_1 Z_3 + (1 - K)Z_1 Z_4\}v_o &= KZ_2 Z_4 v_i \\ v_o &= \frac{KZ_2 Z_4}{Z_1 Z_2 + Z_2 Z_3 + Z_2 Z_4 + Z_1 Z_3 + (1 - K)Z_1 Z_4} v_i \\ &= \frac{K}{\frac{Z_1 Z_3}{Z_2 Z_4} + \frac{Z_1 + Z_3}{Z_4} + (1 - K)\frac{Z_1}{Z_2} + 1} v_i \end{aligned} \quad (11)$$

## A.1 LPF

$$\begin{aligned} Z_1 &= R_1 \\ Z_2 &= \frac{1}{sC_1} \\ Z_3 &= R_2 \\ Z_4 &= \frac{1}{sC_2} \end{aligned}$$

とおくと，式 (11) より，

$$\begin{aligned}
 T(s) &= \frac{K}{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s C_2 (R_1 + R_2) + s(1-K)C_1 R_1 + 1} \\
 &= \frac{K \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}}{s^2 + s\left(\frac{R_1+R_2}{C_1 R_1 R_2} + \frac{1-K}{C_2 R_2}\right) + \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}}
 \end{aligned} \tag{12}$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \tag{13}$$

$$\begin{aligned}
 Q &= \frac{\omega_0}{\frac{R_1+R_2}{C_1 R_1 R_2} + \frac{1-K}{C_2 R_2}} = \frac{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}{C_1 C_2 R_1 R_2} \cdot \frac{1}{\frac{R_1+R_2}{C_1 R_1 R_2} + \frac{1-K}{C_2 R_2}} \\
 &= \frac{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}{C_2 (R_1 + R_2) + (1-K)C_1 R_1}
 \end{aligned} \tag{14}$$

## A.2 HPF

$$\begin{aligned}
 Z_1 &= \frac{1}{sC_1} \\
 Z_2 &= R_1 \\
 Z_3 &= \frac{1}{sC_2} \\
 Z_4 &= R_2
 \end{aligned}$$

とおくと，式 (11) より，

$$\begin{aligned}
 T(s) &= \frac{K}{\frac{1}{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2} + \frac{\frac{1}{sC_1} + \frac{1}{sC_2}}{R_2} + (1-K)\frac{1}{sC_1 R_1} + 1} \\
 &= \frac{K}{\frac{1}{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2} + \frac{C_1+C_2}{sC_1 C_2 R_2} + (1-K)\frac{1}{sC_1 R_1} + 1} \\
 &= \frac{K s^2}{s^2 + s\left(\frac{C_1+C_2}{C_1 C_2 R_2} + \frac{1-K}{C_1 R_1}\right) + \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}}
 \end{aligned} \tag{15}$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \tag{16}$$

$$\begin{aligned}
 Q &= \frac{\omega_0}{\frac{C_1+C_2}{C_1 C_2 R_2} + \frac{1-K}{C_1 R_1}} = \frac{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}{C_1 C_2 R_1 R_2} \cdot \frac{1}{\frac{C_1+C_2}{C_1 C_2 R_2} + \frac{1-K}{C_1 R_1}} \\
 &= \frac{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}{(C_1 + C_2)R_1 + (1-K)C_2 R_2}
 \end{aligned} \tag{17}$$