

オーディオ用パワーアンプの試作(増幅回路)

40年振りにパワーアンプを製作しました。40年前は雑誌の回路をそのまま使ったのですが、今回は回路設計からチャレンジしました。

オーディオアンプの回路はこれまでたくさん見てきましたが、オーディオアンプを製品として設計した経験は無いので、以下の検討に間違いや不十分な箇所があるかもしれませんが、これらは適宜補足および修正していくつもりです。

回路設計にあたっての条件

- (1) 昔人気のあった手持ちのパワーMOS-FET(2SK135/2SJ50)を使う。
- (2) 数W程度以上が目標で、詳細は手持ちの電源トランスの仕様で決定する。
- (3) これまで経験の無い電流帰還型アンプにトライする。
- (4) DCサーボ回路にトライする。
- (5) 今回は電源の安定化はせず、初段およびドライブ段はリップルフィルタを使う。終段は整流後の電圧を供給する。
- (6) 保護回路については、今回は無しとする。

注) 手持ち部品を有効活用して電子回路の基本であるアンプをそれなりの形にすることが目的であり、企業における商品開発の進め方とは異なりますので、ご承知おきください。

検討

●増幅回路

図1がアキュフェーズのパワーアンプで使用された電流帰還型アンプの回路例です。シンプルですね。今回は、以前から興味があった、この電流帰還型でトライすることにしました。

また、図1にあるDCサーボ回路も別紙で検討する予定です。

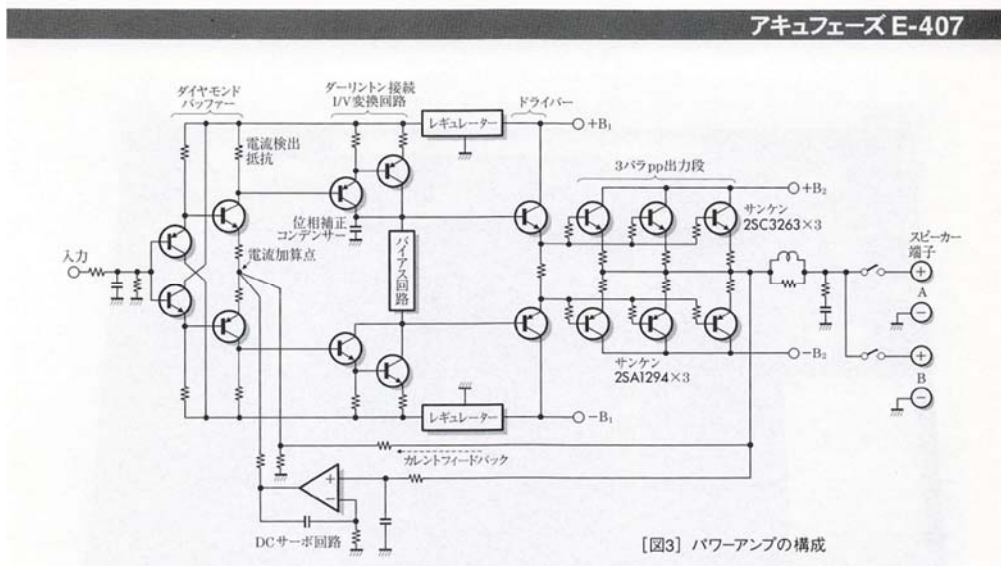


図1. 電流帰還型アンプの例(無線と実験 2000年3月号より引用)

図1を参考に、よりシンプルにできないかと考えた今回の回路が図2です。
初段を接合型 FET (以下 J-FET と記載) にし、終段をパワー-MOS-FET にしました。
出力段の電源の電解コンデンサは、電源部にあります。

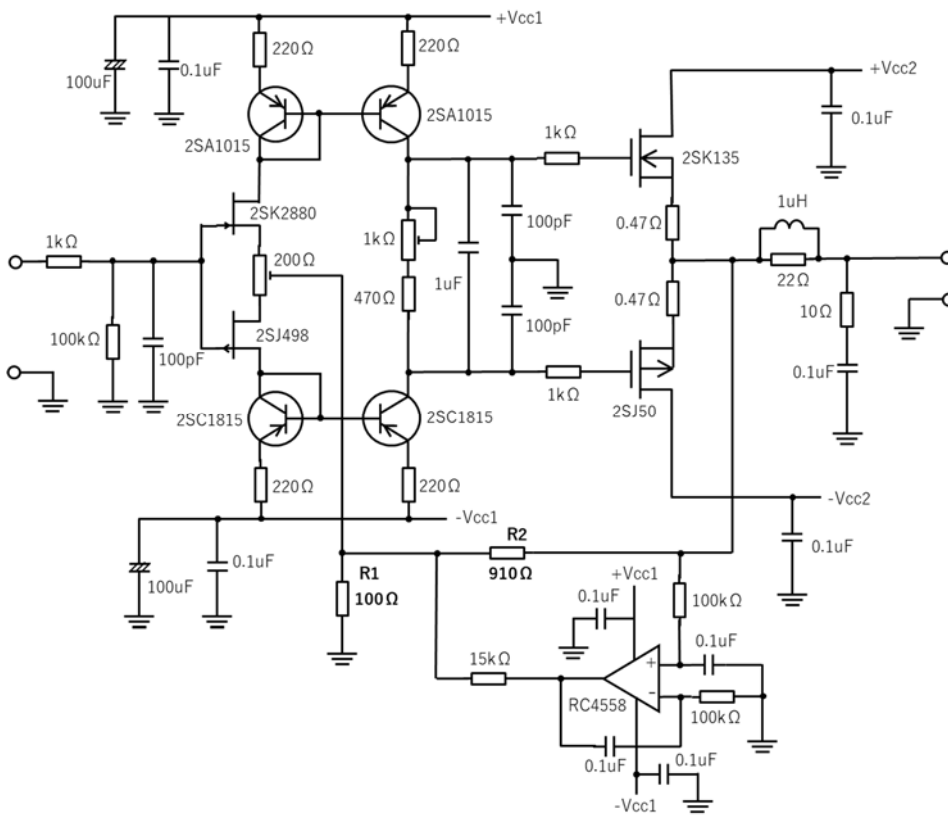


図2. 今回のアンプの回路図

初段はソース接地回路で、入力電圧を電流に変換した後、カレントミラー回路で電流の向きを逆にして、このカレントミラー回路の電流出力を電圧に変換して、出力段のパワーMOS-FET をドライブする構成です。

入力段を接合型 FET (以下、J-FET) にしたことで入力段がシンプルになり、また出力段をパワーMOSFET にしたことで、ドライブ段に温度補償回路が不要になり、全体としてかなりシンプルになりました。

J-FET のゲートを非反転入力、J-FET のソース抵抗となる半固定抵抗器の可動点を反転入力とする大電流出力のオペアンプと考えると、回路の見通しが良くなるのではないかと思います。

初段の検討

初段は、ソース接地回路です。ちょっと分かり難いのは、コンプリメンタリ回路になっているためです。2 つのソース抵抗の間にフィードバックを掛けるようになっていて、ここを接地と考えます。実際にはここにフィードバック信号を加えます。

コンプリメンタリのソース接地回路のそれぞれの負荷はそれぞれのカレントミラー回路によって、電流の方向をそれぞれ逆転されます。

2つのカレントミラー回路の負荷は、相手のカレントミラー回路となっているので、負荷は高インピーダンスになり、高いゲインが得られます。ただし、トランジスタによる電流源が負荷なので、ゲインの計算は難しくシミュレーションで確認するのが良いと思います。

初段の J-FET は、コンプリメンタリ品を使います。J-FET は特性のバラつきが大きいので、今回は手持ち品(2SK2880-D, 2SJ498-D)の $V_{gs}-I_d$ を測定して特性が近いものを選別しました。

初段用に選別した J-FET の $V_{gs}-I_d$ 特性を図3に示します。2SK2880 と 2SJ498 の特性を比較しやすいように 2SJ498 の V_{gs} と I_d の極性を逆にして表示しています。

図3より初段のバイアス電流を 3mA とすると、その時の V_{gs} が約 0.3V になるので、自己バイアス用のソース抵抗は $300\text{mV}/3\text{mA}=100\ \Omega$ となります。

2SK2880 と 2SJ498 のそれぞれに約 $100\ \Omega$ が必要であり、また出力段の DC オフセット調整も兼ねて $200\ \Omega$ の半固定抵抗を使います。

なお、初段の J-FET の電圧 - 電流変換係数は、図3のバイアス点の傾きなので、およそ $1\text{mA}/0.3\text{V}=3.3\text{mA/V}$ ということが分かります。

J-FET の問題は、最近是需要がめっきりと減ったためか、オーディオアンプに使えるような低雑音タイプの多くが廃品種となり特性の揃ったコンプリメンタリ品種の入手が現在では難しくなっていることです。

電流帰還型アンプの特徴として、帯域幅が帰還抵抗 (図2の R_2) で決まることです。

詳しい検討は別紙に譲りますが、反転入力 (図2の半固定抵抗器の可動部) のインピーダンスが小さいので、この小さいインピーダンスを十分にドライブするためには帰還抵抗の値を小さくして、大きい電流を流し込む必要があるというイメージで良いかと思います。

このアンプは非反転アンプで、ゲインは約 10 倍 ($=1+R_2/R_1$) としています。

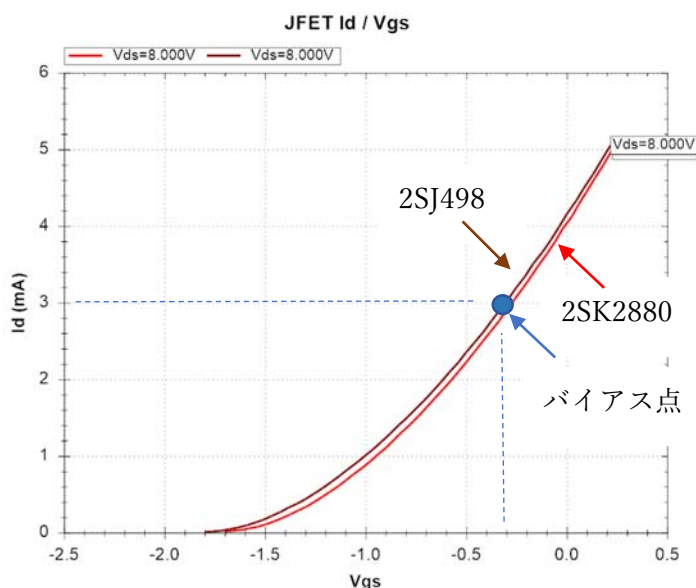


図3. 初段 J-FET の V_{gs} - I_d 特性(比較しやすいように 2SJ498 の符号を逆にしています。)

ドライブ段(カレントミラー回路)の検討

今回出力段に採用したパワー-MOS-FET は入力容量が比較的小さい(約 1000pF) ので、このドライブ段で直接ドライブが可能で、また温度補償の必要が無いので、回路が簡単になります。

以下にもう少し検討してみます。

詳細は別紙に譲りますが、今回のアンプの電源電圧は $\pm 12V$ 程度で、出力電圧は概ね $\pm 10V$ の範囲なので、このアンプ出力の最大振幅を 10V とします。

したがってこのアンプに必要なスルーレートは、以下の式において、 $A=10V$ 、 $f=20kHz$ 、 $2\pi ft = \pi/2$ とおくことによって、 $1.2V/\mu s$ が得られます。

現実には、20kHz で振幅 10V の出力はまずありえず、この 10 分の 1 程度以上もあれば十分かと思えます。

$$\frac{d}{dx} A \sin(2\pi ft) = A \cdot 2\pi f \sin(2\pi ft) \quad \dots (1)$$

次に、コンデンサの充電電流と電圧を表す以下の関係式があります。。

$$\frac{\Delta V}{\Delta T} = \frac{I}{C} \quad \dots (2)$$

この式にアンプの $I=3mA$ 、 $C=1000pF$ を代入すると、

$$\frac{\Delta V}{\Delta T} = \frac{I}{C} = 3V/\mu s \quad \dots (3)$$

となり、必要なスルーレートを十分に満足していることが分かります。

スルーレートの性能が不足する場合は、カレントミラー回路の電流比を1:2や1:3等にしてドライブ電流を増加させることにより改善できますが、今回はカレントミラー回路の電流比を1:1、すなわちドライブ段のバイアス電流を約 3mA としています。

必要なスルーレート特性を満足できない場合は、出力波形が入力波形に追随出来ないことが時々生じることになります。

実は、追従できていないその瞬間においてはフィードバックがはずれることを意味しており、いわゆるバーチャルショートが成立していないので、かなり致命的な状況だと思います。

入力回路にコンデンサを挿入して不必要に大きい入力変化を抑えるのは、この目的が大きいと考えられます。

トランジェントシミュレーションした結果が図4です。

青が出力波形で、小さい振幅の緑が非反転入力波形で、赤が反転入力波形です。緑と赤の波形が重なっているののでしっかりとバーチャルショートになっています。

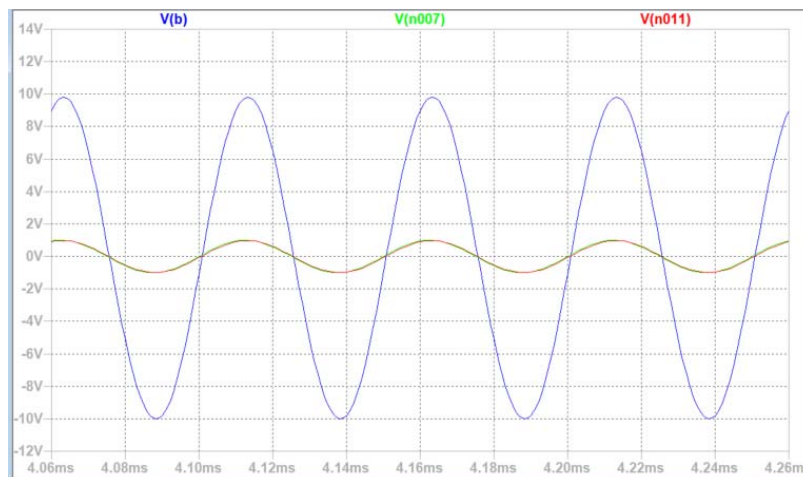


図4. トランジェントシミュレーション結果(出力波形、10kHz)

次に、帰還抵抗を $900\ \Omega$ と $9\text{k}\ \Omega$ ac シミュレーションして得た周波数特性を図5と図6に示します。

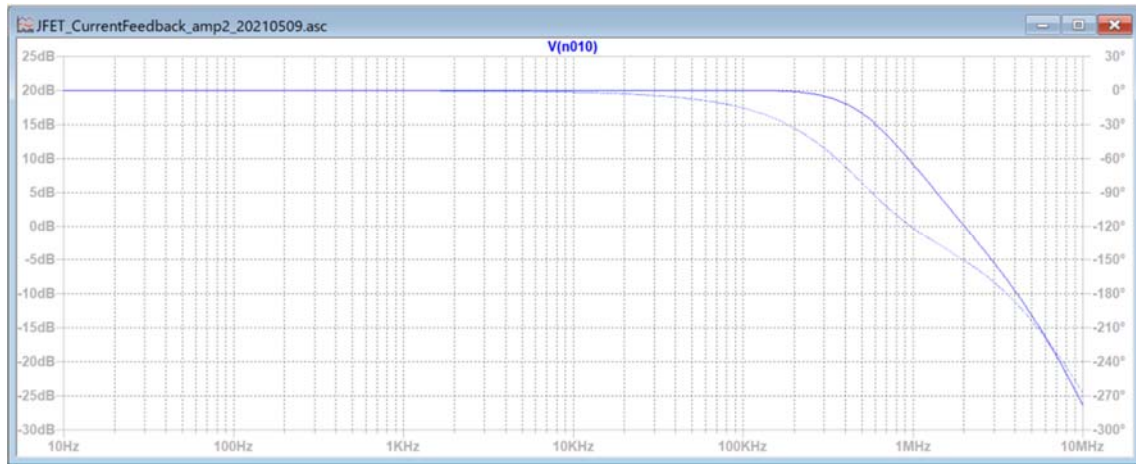


図5. ac シミュレーション結果(ゲイン 10 倍、帰還抵抗 $900\ \Omega$)

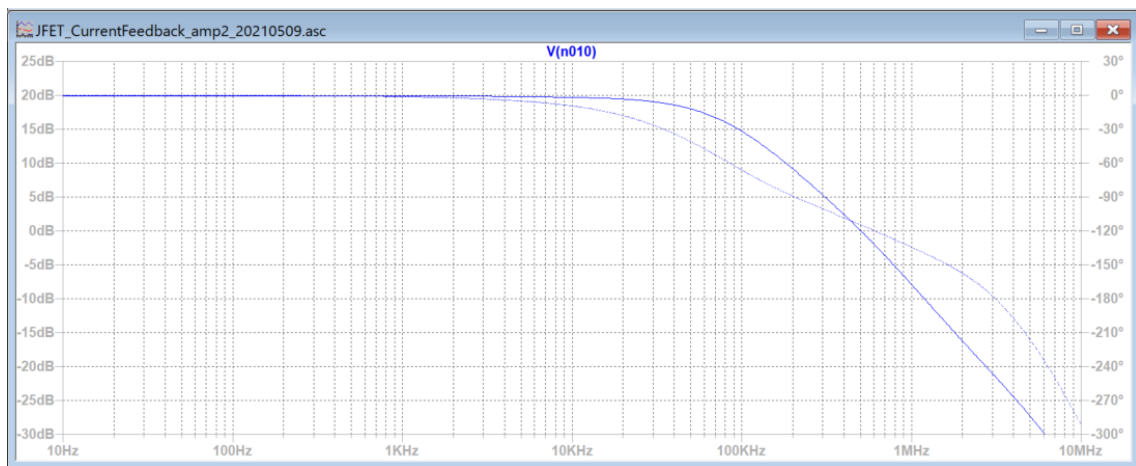


図6. ac シミュレーション結果(ゲイン 10 倍、帰還抵抗 $9\text{k}\ \Omega$)

3dB 帯域は、帰還抵抗が $900\ \Omega$ の時は約 500kHz、帰還抵抗が $9\text{k}\ \Omega$ の時は約 70kHz と一桁近く変化していることから電流帰還型の動作をしていることが分かります。

なお試作機では、安定性を考慮して、図2のようにパワーMOS-FET のゲート抵抗の左側に各 100pF を追加しています。

●ノイズについて

ノイズ特性は、初段で決まると言われています。

2SK2880 のノイズ特性はデータがありませんが、2SK2880 のローノイズ版の 2SK2881 にはデータ (NF=1dB at 100Hz, Rg=1kΩ)があります。

この場合について検討します。

Rg より発生する熱雑音は、単位周波数当り 4.07nV で、NF=1dB から、入力換算雑音電圧は

$$4.07 \times 10^{\frac{1}{20}} = 4.07 \times 1.12 = 4.56(nV/\sqrt{Hz}) \dots (4)$$

となり、ゲイン倍することにより出力における単位周波数当りの雑音電圧を計算できます。

信号源抵抗以外のアンプから発生する雑音を推測します。

2SK2881 から発生する雑音の単位周波数当りの入力換算電圧を $v_n(nV/\sqrt{Hz})$ とすると、2 つの雑音は相関が無いので以下の関係があります。

$$4.56(nV/\sqrt{Hz}) = \sqrt{4.07^2(nV/\sqrt{Hz}) + v_n^2(nV/\sqrt{Hz})} \dots (5)$$

(5)式より、

$$v_n = 2.06(nV/\sqrt{Hz}) \dots (6)$$

となります。

これは十分に良い値で、パワーアンプではここまで良い値は必要ありません。

残念ながら 2SK2881 にはコンプリメンタリ品種の指定が無いので、2SK2880 と 2SJ498 のコンプリメンタリ品を使います。

2SK2881 は 2SK2880 のローノイズ版ということで、2SK2880 の雑音を大きめに見積もって 2SK2881 の $10(nV/\sqrt{Hz})$ と仮定して進めます。

アンプの高域カットオフ周波数を 100kHz とし、その後は -6dB/oct で減衰する場合の等価雑音帯域幅は $100kHz \times (\pi/2) \approx 160kHz$ となるので、

$$10nV \times \sqrt{160kHz} = 4\mu Vrms$$

$$\text{アンプのゲインを 10 倍とすると、出力には } 4\mu Vrms \times 10 = 40\mu Vrms$$

また、出力パワーを 8W、負荷を 8Ω とすると、この場合は

$$V = \sqrt{P \times R} = \sqrt{8 \times 8} = 8Vrms \dots (7)$$

となります。従って S/N 比として、

$$S/N = (8/40u)^2 = 4 \times 10^{10} = 106dB \dots (8)$$

が得られます。

また、前段のプリアンプ回路等の出力インピーダンスを 1kΩ とした場合は、この抵抗から発生す

る熱雑音の分 ($20\log(4.56/2.06) = 6.9\text{dB}$ 程度) だけ悪化するので、S/N 比は約 99dB となりますが、これでも十分に良い値です。

厳密には、20kHz 程度以上は聞こえないので、20kHz や他の特性のフィルタを挿入したりすればさらに良くなりますが、ここでは厳密性よりもだいたいの目安を出すことを目的としています。

コンプリメンタリ回路のノイズに関しては「オーディオ用 FET の活きた使い方 (誠文堂新光社)」によれば $1/\sqrt{2} = 0.7$ 倍になると予想されますが、 $10(nV/\sqrt{Hz})$ とおおよっぱな仮定をしていることから、ここでは気にしないことにします。

ところで、2SK389(NF=0.5dBtyp @Rg=1kΩ, f=1kHz) と 2SK147(NF= 1dBtyp @Rg=100Ω, f=1kHz) はどちらがローノイズでしょうか？

NF の値は 2SK389 のほうが良いですが、上記のように計算すると 2SK389 は $1.42(nV/\sqrt{Hz})$ で 2SK147 は $0.65(nV/\sqrt{Hz})$ となり、2SK147 のほうがずいぶんローノイズですね。NF 値を確認する場合は、特に Rg の値に注意しましょう。 (松垣佳克)