

出力段6パラ、低歪率、高ダンピングファクターのリファレンス機

超A級無帰還 20W DCパワーアンプ [設計編]

柴田由喜雄 SHIBATA Yukio

SEMICONDUCTOR

本誌2017年2、3月号にアイドリング電流を通常より多く流した低歪率の「超A級」動作ヘッドフォンアンプを紹介した。今回は、予備実験で基礎データを取得してパワーアンプへ発展させた。アイドリング電流は理論的なA級の1.4～2倍の値とし、設計出力は20Wとした。MOS-FETソースフォロワーの入力バッファーのあと、出力トランジスターを6パラレル接続。出力段のベース抵抗を調整することで、無帰還ながら低歪率を実現。優秀な特性と落ち着いた音質のリファレンス機に仕上がった。



はじめに

A級パワーアンプ製作の最終段階で、いつも迷うのがアイドリング電流値である。アイドリング電流を増やすと、歪率が下がる傾向にあるからである。最終的にはパワートランジスターの温度上昇を考慮して、アイドリング電流値をA級理論値の1.1～1.2倍程度に妥協する場合が多くあった。

本機はそういう迷いを捨て、思い切って最初から多量のアイドリング電流を流すことを前提に設計した超A級パワーアンプである。「超A級アンプ」(筆者呼称)とは、理論的なA級アイドリング電流値を大きく超えたアイドリング電流を流すアンプの総称である。具体的には、理論的なA級アイドリング電流値(負荷8Ω)の1.4～2倍のアイドリング電流値を想定している。

すでに超A級アンプは、その可能性を確かめるために、ヘッドフォンアンプ(本誌2017年2、3

月号)に適用した。そのヘッドフォンアンプは、その動作について特別深く解析したものではなかったが、それなりの好結果を得ている。今回は、いよいよ電圧ゲイン0dB無帰還パワーアンプへの適用である。無帰還パワーアンプの歪率低下の限界を知ることを製作の主目的としている。超A級パワーアンプへの適用では、いくつかの課題が予想されたので、詳細に事前解析(予備実験)を行った。

予備実験

実験回路を図1に示す。終段の2段ダーリントン部分をNPN側とPNP側に分けて、 g_m を有する電圧入力・電流出力の素子と捉える。それらの g_m を g_{m1} 、 g_{m2} とし、2段ダーリントンの入力は低いインピーダンスで駆動されるものとする。入力は E_1 、 E_2 でバイアスされている。 R_{B1} および R_{B2} は後述の歪み補正用のベース抵抗であり、特に言及しない限り、それらの値は0Ωである。

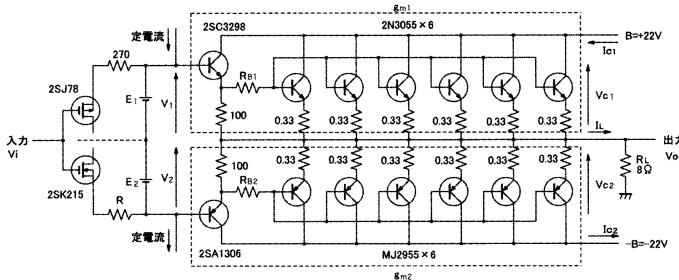
同図には、扱うほかの電圧/電流記号も記してある。

パワーアンプの設計出力を20W(負荷8Ω)とした。このとき、A級のアイドリング電流理論値は1.12A(以下1.1Aと記す)、電源電圧は±22V程度である。超A級アンプとするには、1.6A以上のアイドリング電流を流すことになる。

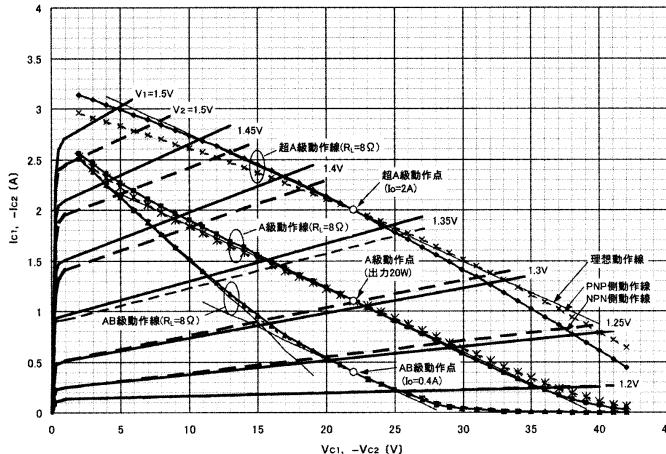
実験回路への電源供給は、すべて定電圧電源から供給した。温度の影響を最小限にするために、終段パワートランジスターの放熱器をファンで強制空冷している。

終段パワートランジスターは6パラレルの構成とした。20Wの小出力に対してわざわざ6パラレルとしたのは、特別な工夫(たとえばエミッター抵抗を小さくするなど)をせず、安定して容易にダンピングファクターを上げられるためである(目標100以上)。

これまで簡便にコレクター電圧 $V_{CE}=5V$ 一定条件にて g_{m1} 、 g_{m2} を求める、作図上で合成 g_m を



[図1] 実験回路



[図2] V_C - I_C の特性実測例（実験回路）

求めていた。しかし、この方法はAB級あるいはA級動作では合理的な方法ではあるが、超A級パワーアンプの場合には、実動作から乖離してふさわしくないことが分かった。

そこで、本稿では、実動作線に沿って V_1 - I_{c1} 関係および V_2 - I_{c2} 関係を求め、それらの微小変化分より g_{m1} および g_{m2} を求めることにした。測定は、出力に負荷電流 I_L を流す 8Ω の抵抗（抵抗器）を接続し、入力 V_i に直流電圧を印加することで行った。

図2に、図1の V_1 および V_2 をパラメーターとした V_C - I_C 特性実測例を示す。出力段パワートランジスターを強制空冷しても、数°C～10°C程度の温度起因誤差

が残っている点はご了承願いたい。また、図2の $|V_C| < 2V$ の肩特性は推測した線である。

図2の各動作線に沿って、微小区間で g_{m1} ($\Delta I_{c1} / \Delta V_1$)、 g_{m2} ($-\Delta I_{c2} / \Delta V_2$)、および合成 g_m ($g_{m1} + g_{m2}$) を求めると図3のようになる。図3では、図2よりも細かく動作線を増やしている。求めた g_{m1} 、 g_{m2} の値（プロット点）は大きくばらつく。表示したカーブは、それらを高次近似した曲線である。横軸の ($V_i - V_o$) は、 $(V_1 - V_2) / 2 - V_M$ (V_M : オフセット電圧) より求めた。

$I_o = 0.4A$ (AB級)～ $I_o = 1.1A$ (A級) では、 g_{m1} 、 g_{m2} ともに比較的素直に変化しており、 g_{m2} に比べ g_{m1} がやや高い値になっ

ている。しかし、アイドリング電流値が増して $I_o = 1.5A$ では、低 $|V_c|$ かつ高 $|I_c|$ に対応する部分で g_{m1} 、 g_{m2} が低下する傾向になる。 $I_o = 2A$ (超A級) では、さらにそれが顕著な傾向になる。これは動作線上で g_{m1} 、 g_{m2} を求めたことによる。

$I_o = 2A$ (超A級) の合成 g_m は 17S 強あり、この状態ではダンピングファクター DF として 130 強が得られることになる ($DF = 8\Omega$ / 出力抵抗 = $8 \times$ 合成 g_m)。

アイドリング電流値と歪みの大きさ

既発表の記事 (AB級 85W パワーアンプ、本誌 2016年6月号)において、歪み電圧の変化分 ΔV_ε は、 K_a を定数として、

$$\Delta V_\varepsilon = K_a \cdot \Delta V_i - 1 / (1 + g_m \cdot R_L) \cdot \Delta V_i$$

と表せることを述べた。いま、あらたに歪み係数 D を導入して、

$$D = K_a - 1 / (1 + g_m \cdot R_L)$$

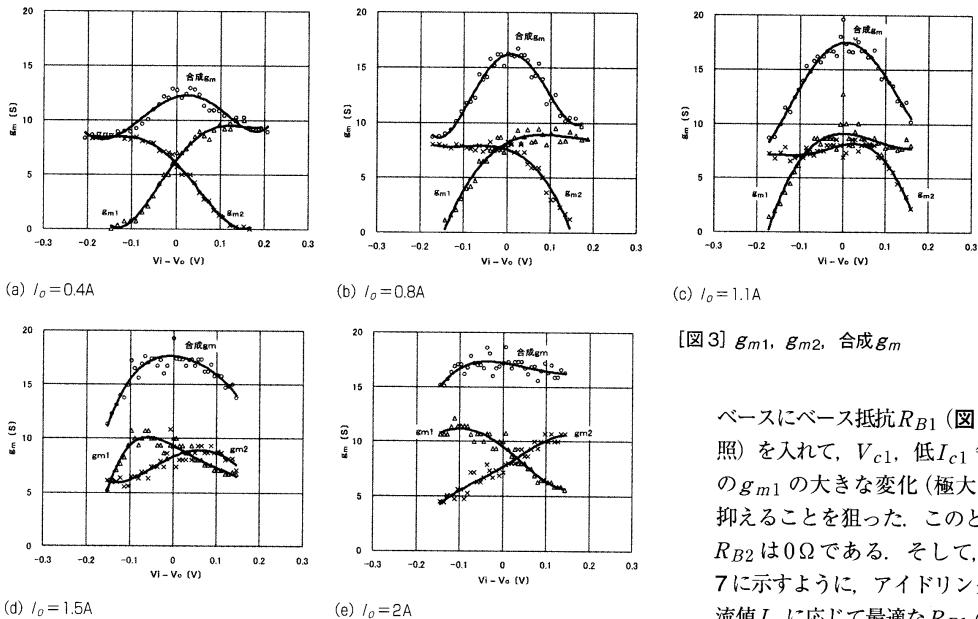
と定義すれば、上式は、

$$\Delta V_\varepsilon = D \cdot \Delta V_i$$

となり、歪み係数 D が歪みの目安になる。上記歪み係数 D の式から、合成 g_m を大きくし、合成 g_m の変化を小さくすれば歪みは少なくなることになる。入力 V_i を正弦波として、 $D \cdot \Delta V_i$ を計算 (V_i について D を積分) すれば「真の歪み」が得られ、真の歪みから 1 次成分を取り除き、rms 平均すれば、いわゆる歪率になる。

図3で求めた各合成 g_m より歪み係数 D を求めると図4を得る。図4から、アイドリング電流値 I_o を $1.1A \rightarrow 1.5A \rightarrow 2A$ と大きくするにつれ、 $|D|$ の大きさは小さくなつて歪みが減少し、 $I_o = 2A$ (超A級) で歪みは極小に

超A級 無帰還20W DCパワーアンプ



[図3] g_{m1} , g_{m2} , 合成 g_m

なると予測される。 $I_o = 1.1A$ 以上では、合成 g_m の変化幅縮小が大きく影響していると考えられる。

ここで、アイドリング電流値を変えて上記実験回路の歪率を測定した。図5に測定結果を示す。図5より、予想通りアイドリング電流値 I_o を増すと、歪率が低下することが確認できた。しかし、アイドリング電流値 $I_o = 2.5A$ で歪率低下は頭打ちになり、アイドリング電流値 I_o 増大効果も思ったほど顕著ではない。

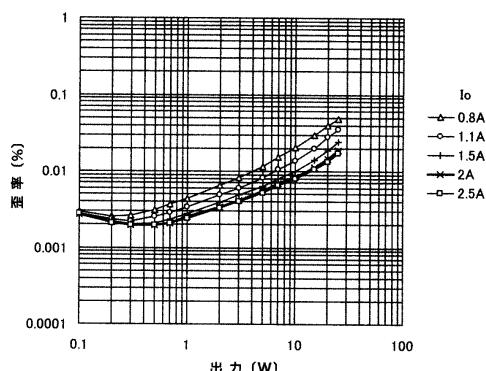
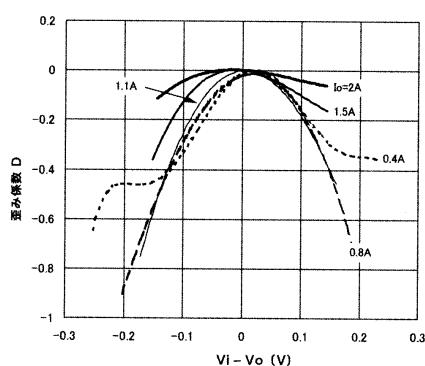
ベース抵抗による歪み補正

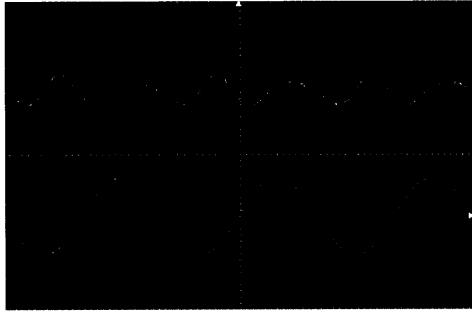
図6は、歪み波形を観察したものである。出力波形の-側部分で上に凸の歪み波形があることがわかる。つまり、出力波形-側の振幅増大部分で合成 g_m が落ち込むことが歪みの主原因になっていると考えられる。

そこで、概して g_{m2} に比べて g_{m1} が大きいことを考慮して、NPN 側パワートランジスターの

ベースにベース抵抗 R_{B1} (図1参照)を入れて、 V_{c1} 、低 I_{c1} 領域の g_{m1} の大きな変化(極大)を抑えることを狙った。このとき、 R_{B2} は 0Ω である。そして、図7に示すように、アイドリング電流値 I_o に応じて最適な R_{B1} の大きさがあることもわかった。たとえば超 A 級、 $I_o = 2A$ 時の最適 R_{B1} 抵抗値は 4.7Ω である。

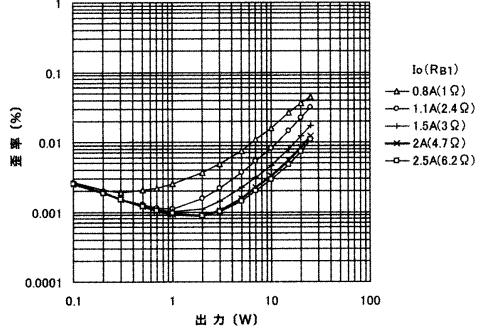
4.7Ω というベース抵抗値は、しばしば付加する数 Ω のベース抵抗値とあまり変わらないオーダーである。わずかのことではあるかもしれないが、NPN 側トランジスターのベース抵抗 ($R_{B1} = 4.7\Omega$) と PNP 側トランジスターのベース抵抗 ($R_{B2} = 0\Omega$) を変えることで歪率を下げることが可



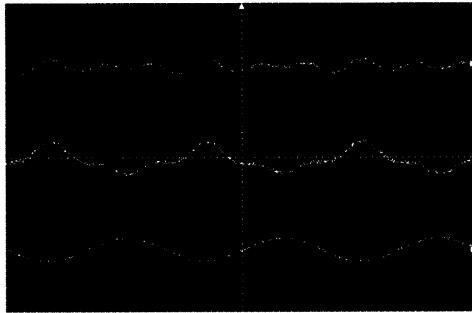


上：歪み波形、下：出力波形
超 A 級, $I_o = 2A$, 1kHz, 負荷 8Ω, 10W

[図 6] 歪み波形 (R_{B1} なし)



[図 8] アイドリング電流値 I_o と歪率変化 (R_{B1} の効果, 1kHz, 負荷 8Ω)

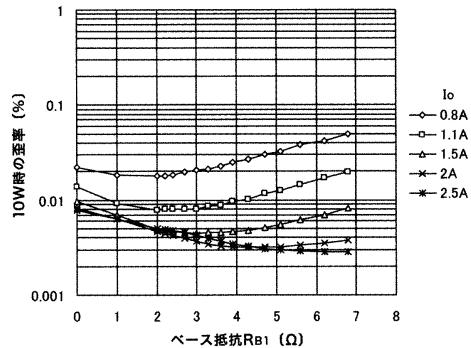


上：歪み波形、中央：眞の歪み波形 下：出力波形
超 A 級, $I_o = 2A$, 1kHz, 負荷 8Ω, 10W

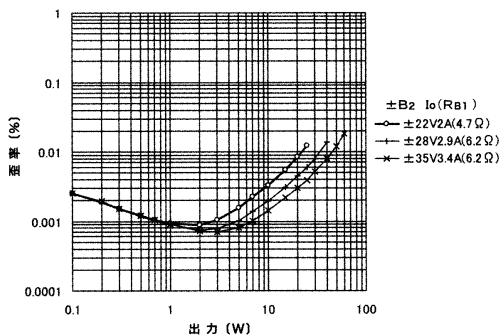
[図 10] 歪み波形 (R_{B1} あり)

能になる。

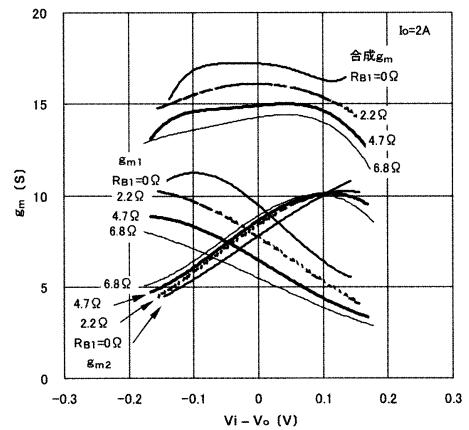
あらためて、各アイドリング電流値 I_o について、最適な抵抗値の R_{B1} を付加して歪率を測定し直すと図 8 のようになる。アイドリング電流値 $I_o = 2.5A$ での歪率低下が頭打ちとなる点は変わらない



[図 7] R_{B1} の抵抗値と歪率変化 (1kHz, 負荷 8Ω)



[図 9] 電源電圧と歪率変化 (超 A 級)



[図 11] ベース抵抗 R_{B1} の抵抗値と g_{m1} , g_{m2} , 合成 g_m

いが、図 5 に比べるとアイドリング電流値 I_o 増大の効果がより顕著になっていることがわかる。

参考として、図 9 に終段の電源電圧を上げつつ超 A 級を維持し

た場合の歪率を示す。歪率は、さらに大きく下がる。

図 10 に R_{B1} を入れたときの歪み波形を示す。眞の歪み波形を見ると、出力波形の + 側と - 側で、

超A級無帰還20W DCパワーアンプ

ほぼ同じように歪んでいることがわかる。出力波形の+側と-側で歪み波形が対称的になると、真の歪み波形中の1次成分量割合が増えて最終的な歪率が下がる。

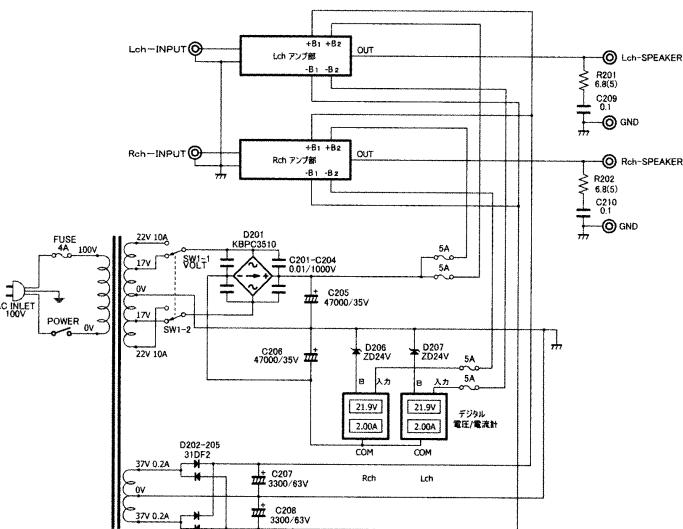
図11に、ベース抵抗 R_{B1} の抵抗値を変えたときの g_{m1} , g_{m2} , 合成 g_m の変化を示す。 R_{B1} を大きくすると、概して g_{m1} の変化(極大量)が小さくなる傾向にある。バイポーラーパワートランジスターのもともとの合成 g_m は非常に大きく、ベース抵抗による歪み補正効果は、エミッターリジットを含めた電流帰還の効果と考えることができるであろう。

歪み補正抵抗 R_{B1} は歪率低下に効果がある反面、図11のように合成 g_m の大きさを低下させる。たとえば、 $R_{B1} = 4.7\Omega$ では合成 g_m が15Sに低下するので、ダンピングファクターも前記 R_{B1} なしの130強から120程度に低下することになる。

以上の予備実験から、超A級はNPNパワートランジスターとPNPパワートランジスターの基本特性の相違(バイポーラートランジスターの特性)によるところが大きいと推測される。

本機の全体回路構成

本機の全体回路を図12に示す。本機は、動作条件を変えて試聴できるパワーアンプとした。基本的には超A級の20Wパワーアンプであるが、試聴中に少し出力の大きいA級アンプ(30W)として比較できるように電源トランスの2次側電圧を2連のスイッチによってAC17V/AC22V(アンプ終段 $\pm B_2 = \pm DC22V / \pm DC28V$)に切り換えるようにした。さらに、電圧/電流計を設け、やはり試聴中にアイドリング電流 I_o



[図12] 全体回路

をAB級～A級～超A級相当値に連続的に手動で変えられるようにした。

電源部は定電圧電源を用いた簡単な回路とし、 $\pm B_2$ のみならず入力バッファ一部電圧 $\pm B_1$ も単に全波整流したのみの電圧から供給している。

電源トランスは、EI型500VAクラスのものを用いた。電流容量を大きくしたので、うなりも少なくなっている。

$\pm B_2$ ラインには、パワートランジスターの保護に5Aのヒューズを入れている。5Aのヒューズの抵抗値は0.04Ω程度なので、アンプ動作に特別な影響はないであろう。

また、用いたデジタル電流計の分流抵抗0.005Ωも特別な影響はない抵抗値と考えられる。デジタル電圧/電流計は $-B_2$ 側の電圧/電流を表示するように接続している。

アンプ部回路

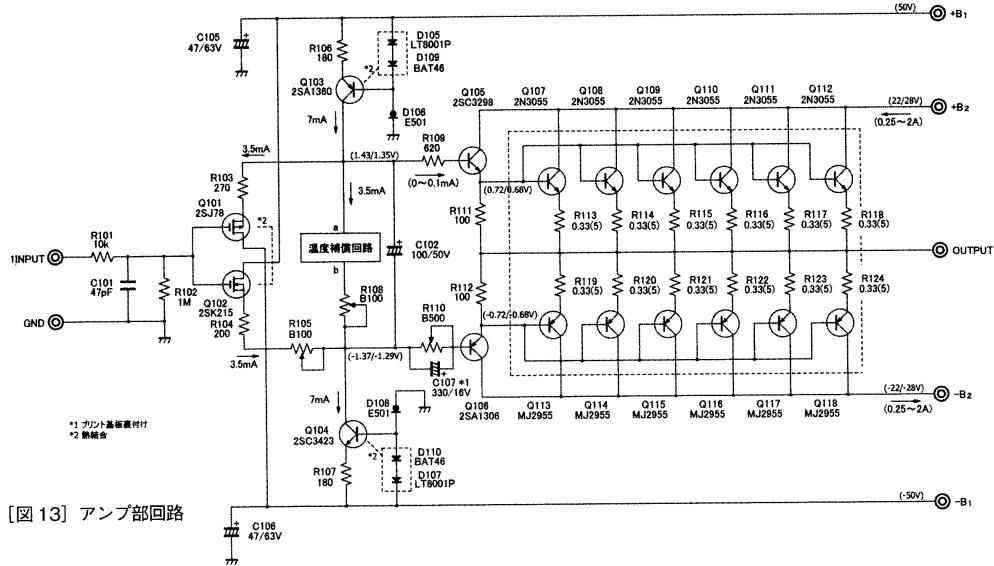
アンプ部回路を図13に示す。

電圧ゲイン0dBアンプとして、これまで十分に基本特性を検討した優れた回路である。

入力バッファ一部に、MOS-FETからなるコンプリメンタリーソースフォロワーを設けている。Q101(2SJ78)のソース抵抗 R_{103} (270Ω)、Q102(2SK215)のソース抵抗 R_{104} (200Ω)+ R_{105} (多回転半固定B100Ω)を経て、合成された電圧によって、2段ダーリントンからなる出力段をドライブしている。 R_{105} は、出力DCオフセット電圧調整に用いる。

初段の入力バッファ一部と温度補償回路それぞれに3.5mAの動作電流を流し、合計7mAの電流をQ103(2SA1360)およびQ104(2SC3423)からなる定電流回路から供給している。定電流回路はツェナーダイオードを用いたもの、あるいはCRD(定電流ダイオード)を用いたものなど、ほかの回路でも使える。

Q103には温度補償が必要である。温度補償は、D105(赤色LED, TL8001P)およびD109(BAT46)



[図 13] アンプ部回路

と Q_{103} を熱結合することで行っている。定電流回路の温度補償がないと、 Q_{103} の温度上昇によってアイドリング電流が変化するといった不具合を発生させる。一側 Q_{104} の熱結合も同様である。

パワートランジスターの温度補償回路を図 14 に示す。a-b 間の電圧を温度補償ダイオード $D_{101} \sim D_{103}$ (1S2076A) + D_{104} (BAT46) および R_{307} (10 回転ボテンショーメーター、 $B 200\Omega$) によって変化させ、パワートランジスター $Q_{107} \sim Q_{112}$ ($2N3055$)、 $Q_{113} \sim Q_{118}$ (MJ2955) のアイドリング電流 I_o を連続可変とす

る。 D_{109} (BAT46) と R_{308} (多回転半固定 $B 500\Omega$) は、 R_{307} を max にしたときの最大アイドリング電流 I_o を設定するためのものである。最小アイドリング電流 I_o の調整は R_{108} (多回転半固定 $B 100\Omega$) で行う。

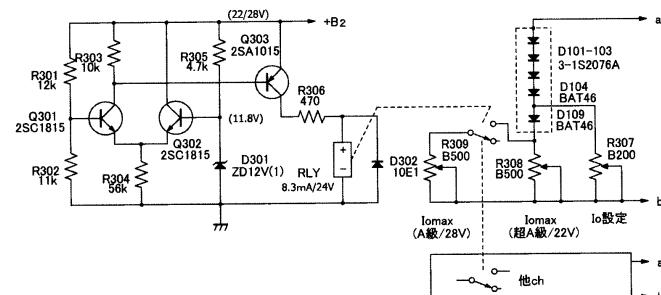
$\pm B_2$ は、 $\pm DC22V / \pm DC28V$ に切り換えられるので、DC $\pm 28V$ 時には不用意にアイドリング電流 I_o が増えないようにしておかないと危険である。そこで、 $+ B_2$ 電圧を検出して、 $+ B_2$ が $25V$ 以上の状態でリレー RLY を駆動して、 R_{309} (多回転半固定 $B 500\Omega$) によってアイドリング

電流 I_o を下げるようとした。これらによって、いかなる場合でもパワートランジスターの温度上昇が過度にならないようにしている。

最終的な歪み補正抵抗（前記 $R_{B1} = 4.7\Omega$ に対応）は、NPN 側ドライブトランジスター Q_{105} (2SC3298) のベース部に移動して、 R_{109} ($620\Omega \approx R_{B1}$ 抵抗値 \times ドライブトランジスター h_{FE}) とした。

動作点の g_{m1} と g_{m2} の大きさが微妙にずれると、アイドリング電流を変えたときに若干の出力 DC オフセット電圧変動が発生する。そこで、PNP 側ドライブトランジスター Q_{106} (2SA1306) のベース部に R_{110} (多回転半固定 $B 500\Omega$) を設けて、動作点での g_{m1} と g_{m2} のずれを補償している。その際、DC 領域のみで作用するように R_{110} と並列にコンデンサー C_{107} ($330\mu F / 16V$) を設けている。

製作については、次号で解説する。



[図 14] 温度補償回路

出力段6パラ、低歪率、高ダンピングファクターのリファレンス機

超A級無帰還 20W DCパワーアンプ [製作編]

柴田由喜雄 SHIBATA Yukio

SEMICONDUCTOR

超A級20Wアンプの増幅部は、ガラスエポキシのベタアース両面基板に組み立てた。温度補償用ダイオードはアルミ板に接着後にモールドして、大型放熱器に取り付ける。6パラ出力段パワートランジスター部は、LRチャンネル計4ブロックを事前に組み立ててシャシーに取り付ける。本機はDCアンプなのでアイドリング電流、出力オフセット電圧調整の手順についても解説。超A級動作では歪率0.01%以下(20W時)、ダンピングファクター120を得て、リファレンス機にふさわしい特性に仕上がった。

製作

シャシーは、加工の容易なリードのMK-400(400×250×50mm)を用いた。図15(前号より連番)にシャシー加工図を示す。MK-400には、パンチングメタル製のボンネットが付属している。本機はパワートランジスター用放熱器がかなり高温になるので、不慮のやけどなどを防ぐためにボンネットは有用なものである。

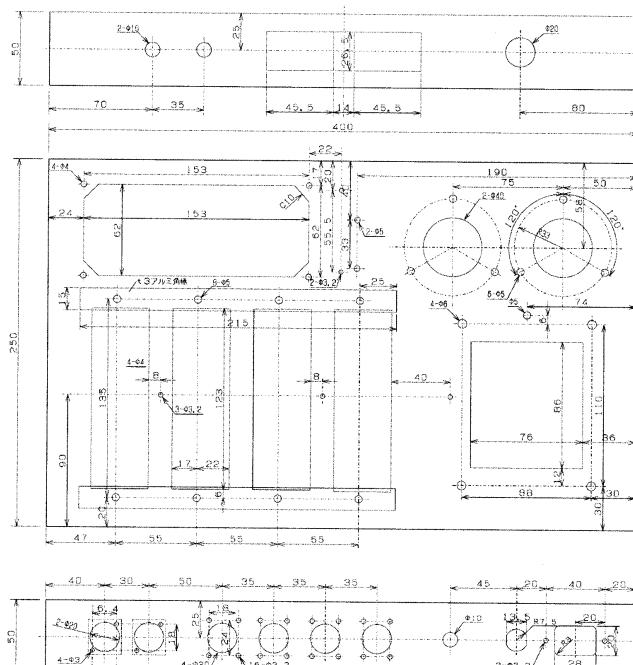
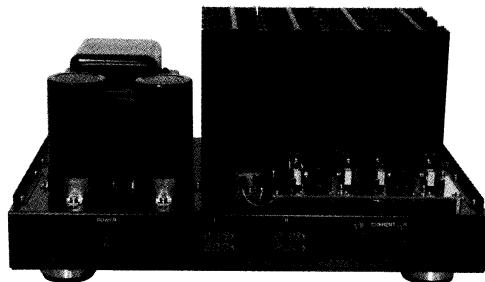
MK-400は、シャシー本体がt1.5アルミ製であるのでやや剛性が低い。剛性の低さを補うために、パワートランジスター用放熱器をシャシーに取り付ける際、シャシー内側からt3アルミ角棒材(15×215mm, 2本)を挟んで取り付けている。

図16に、アンプ部プリント基板パターンレイアウト(裏面パターンは部品面からの透視図)を示す。ガラスエポキシのベタアース両面基板である(写真1, 2)。パターン銅箔表面は、金フラッシュ

処理をしている。基板裏側には配線用のピン(ロジック用チェック端子)を立てて、入力配線、電源

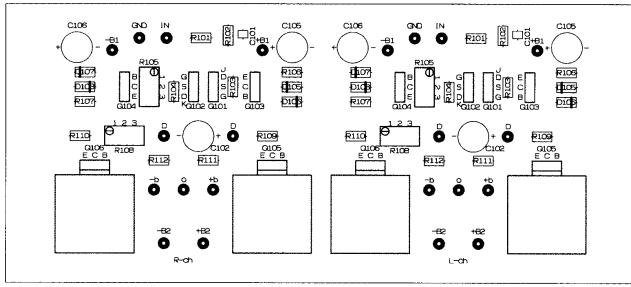
配線、パワートランジスター配線、温度補償配線などを行なう(写真2)。

初段入力バッファ一部Q101と

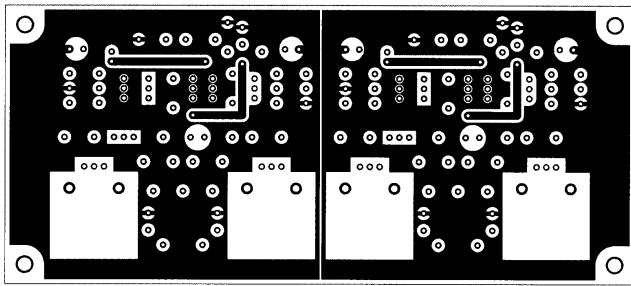


[図15] シャシー加工図

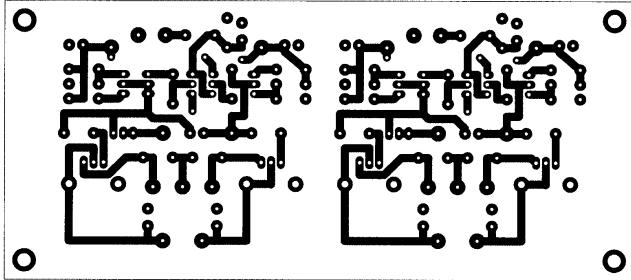
(単位:mm)



(a) 部品配置



(b) 表面ベタアースパターン



(c) 裏面パターン面（部品面からの透視図）

[図16] アンプ部プリント基板（60%縮小）

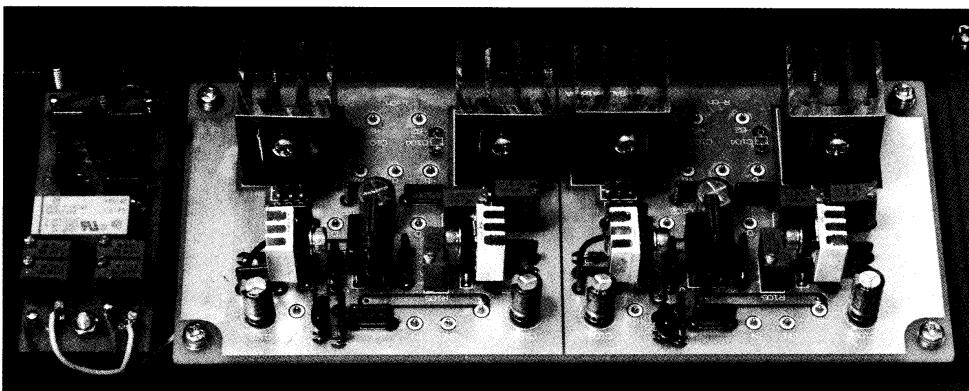
Q_{102} は、 t_1 の絶縁用ガラスエポキシ板を挟んで両者をエポキシ接着剤で熱結合する（写真3）。コンプリメンタリー Q_{101}/Q_{102} は、 $|V_{GS}|$ が近い電圧のものを選別することが好ましい。

定電流用トランジスター Q_{103} と Q_{104} は、発熱がやや大きいので小型の放熱器を取り付け、放熱器のフィンの中に D_{105}, D_{109} および D_{107}, D_{110} を埋め込むようにエポキシ樹脂で取り付けて熱結合する（写真4）。

ドライブ用トランジスター Q_{105}, Q_{106} は、特別大きな温度上昇をしないが、脚に曲げ加工をしておくとハンダの疲労亀裂に対して安心であろう（写真5）。

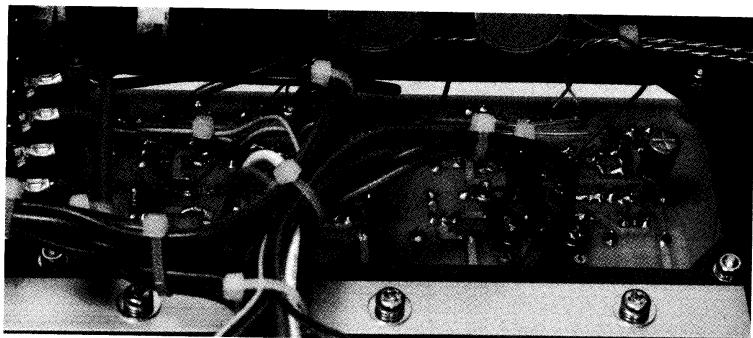
パワートランジスター温度補償部はプリント基板にまとめた。別アンプにて製作しておいたプリント基板の余剰部分に設けた孔なしランド基板部をカットして用いている。ユニバーサル基板でもよい。

多量の発熱を伴うアンプの場合、温度上昇によって電圧/電流調整が微妙にずれやすいので、後述の調整は極力実使用状態で行うのが好ましい。それゆえ、調整のための半固定抵抗 $R_{105}, R_{108}, R_{110}$ 、

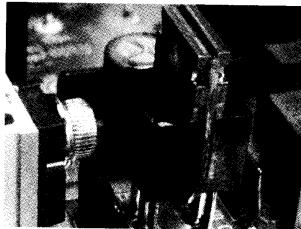


[写真1] 増幅部基板の初段は MOS-FET コンプリメンタリーソースフォロワーで、2段ダーリントンの出力段をドライブ。左側の小さい基板は、出力段パワートランジスター用温度補償回路

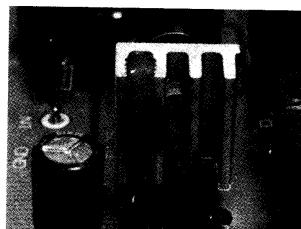
超A級 無帰還20W DCパワーアンプ



[写真2] 増幅部基板のパッケージ面のようす。配線用のピンを立てて、入力配線、電源配線、Tr配線などの配線をする。配線リードは、きれいに結束しておく。



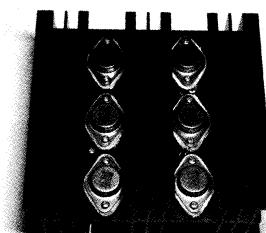
[写真3] 2つの初段入力バッファーフETの間には、t1mmの絶縁用エポキシ板を挟んで接着する



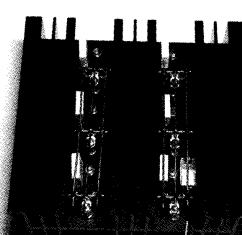
[写真4] 定電流用トランジスターQ103, Q104に付ける小型放熱器のフィンの間には温度補償用ダイオードを接着する



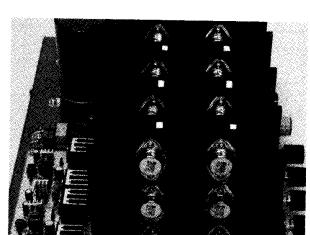
[写真5] ドライブ用トランジスターQ105, Q106の脚は曲げ加工しておくと疲労亀裂に対して安心



[写真6] 出力段の6パラトランジスターは大型放熱器に取り付ける



[写真7] Trの取り付けネジを利用して小型ラグ板を立て、エミッター抵抗6本を取り付ける



[写真8] シャシーに取り付けた出力段放熱器群。両チャンネルで4ブロックとなり、大きなスペースを要する

R308, R309のすべてがシャシー上面側に配置すれば調整がスムーズかつ確実にできる。

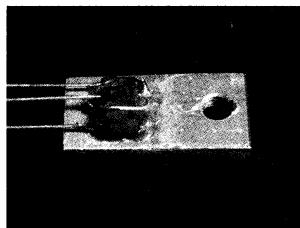
パワートランジスター用放熱器はTF-1314-A2を用いた。1つの放熱器に対して1ペア分の2か所にすでに孔加工がなされている。本機では、さらに2ペア分の4か所に追加工をする。1つの放熱器に合計6個のパワートランジスターを取り付ける。孔加工はすべてφ4mmであるので、さほど面倒なものでもない。卓上ボルト盤が

あると、より正確にあけられる。この孔加工部分のバリは、ショート事故を起こしやすいので、ていねいに取り除いておく。

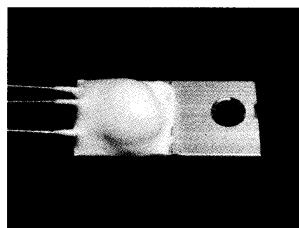
パワートランジスター用放熱器内にはコレクター電極のネジを使って小型のラグ板を立て、φ1.2mmのスズメッキ線を張って、エミッター抵抗R₁₁₃～R₁₁₅(0.33Ω), R₁₁₉～R₁₂₁(0.33Ω)の取り付けおよびベース配線を行う(写真6～8)。放熱器の内部はかなり高温になるので、耐熱性に

細心の注意が必要である。パワートランジスター用放熱器表面の温度上昇ΔTは、実測最大35～40℃程度である(放熱器表面温度=ΔT+周囲温度)。

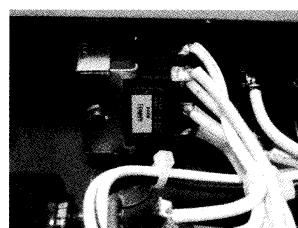
直列接続の(D₁₀₁～D₁₀₃) + D₁₀₄ + D₁₀₉は、t₂×10×20mmのアルミ板上にエポキシ樹脂によって接着/モールド(写真9, 10)したのち、パワートランジスター用放熱器にネジで取り付ける。同部品からは、3本のリード線が出る。



[写真9] 温度補償回路（前号図14）の直列に接続したダイオード（D₁₀₁～D₁₀₃）+ D₁₀₄ + D₁₀₉は、t₂×10×20mmのアルミ板に接着する



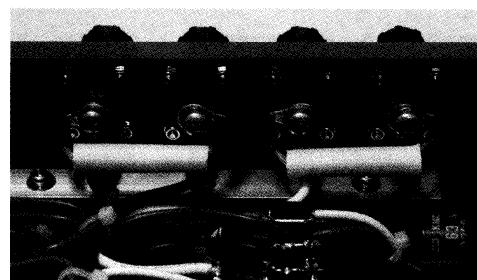
[写真10] アルミ板に載せた温度補償回路ダイオード（D₁₀₁～D₁₀₃）+ D₁₀₄+D₁₀₉をモールドする



[写真12] 土B₂電圧切り換えスイッチは、シャシー背面に取り付けている



[写真11] 土B₁電源はラグ板に組み上げ、平滑用電解コンデンサーはぐらつくのでゴムスポンジを介して接着



[写真13] スピーカー端子には、超高域周波数域での不安定現象を防止するため6.8Ω+0.1μFのCRを取り付ける

±B₁電源は、電源トランス付近でラグ板を用いて組み上げる（写真11）。平滑用電解コンデンサーはぐらつくので、ゴムスポンジを介してシャシーに接着している。

GND配線は、トランス0V（±B₂用）～平滑用電解コンデンサー～GND～スピーカーGNDを基準ラインにして、トランス0V（±B₁用）～±B₁電源（ラグ板）GND～アンプ部基板GNDを±B₂用平滑電解コンデンサーGNDに接続する。入力GNDを近くのシャシーに落とす。

アイドリング電流I_oを変える

R₃₀₇（ポテンショメーター）をLch, Rch別個にシャシー前面に取り付け、±B₂電圧切り換えスイッチSW₁をシャシー背面に取り付ける（写真12）。

スピーカー出力端子には、6.8Ω+0.1μFのCRを取り付けている（写真13）。容量性負荷による、超高域周波数域での不安定現象の発生を未然に防ぐためのものである。

そのほかのシャシー内部の配線（電源関係配線、パワートランジ

スター配線、スピーカー出力配線、入力配線など）は、内部配線写真（114ページの写真14）を適宜参考にしてほしい。

主な使用部品を表1に示す。

調整

本機の調整は、

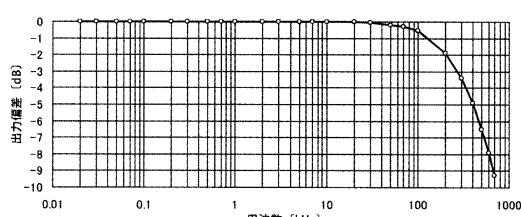
- ①アイドリング電流最小値/最大値の設定
- ②出力DCオフセット電圧の調整
- ③±28V時アイドリング電流最大値設定

からなる。

電源を入れる前に、R₃₀₇（アン

[表2] 調整後の半固定抵抗器の抵抗値

記号	半固定抵抗器		調整後抵抗値[Ω]	
	最大抵抗値[Ω]	調整目的	Lch	Rch
R105	100	DCオフセット1	52	37
R108	100	最小I _o	43	43
R308	500	最大I _o	320	410
R309	500	28V最大I _o	85	91
R110	500	DCオフセット2	54	59



[図17] 周波数特性

超A級 無帰還20W DCパワーアンプ

[表1] 主な部品表

使用箇所	部品	記号	型番・値	個数	メーカー	備考
アンプ部	抵抗	R101ほか	RP-24C	18	ニッコーム	
		R105, R108	B100Ω	4	—	多回転半固定抵抗
		R110	B500Ω	2	—	多回転半固定抵抗
		R113～R124	0.33Ω 5W MPC74	24	福島双羽電機	
コンデンサー	コンデンサー	C101	47pF	2	—	ディップドマイカ
		C102	100μF/50V	2	—	電解コンデンサー
		C107	330μF/16V	2	—	電解コンデンサー
		C105, C106	47μF/63V	4	—	電解コンデンサー
		Q101	2SJ78	2	日立	
		Q102	2SK215	2	日立	
トランジスター	トランジスター	Q103	2SA1360	2	東芝	
		Q104	2SC3423	2	東芝	
		Q105	2SC3298	2	東芝	
		Q106	2SA1306	2	東芝	
		Q107～Q112	2N3055	12	—	
		Q113～Q118	MJ12955	12	—	
		D105, D107	LT8001P	4	シャープ	
		D106, D108	E-501	4	セミテック	
		D109, D110	BAT46	4	—	ショットキー
		小型放熱器	—	20 × 20 × 25mm	4	—
温度補償回路部	ハーフ-Tr放熱器	—	TF-1314-A2	4	—	
		—	(72 × 162)	1	—	注文製作品
		—	SST-2-1	22	サンハヤト	ロジック用チェック端子
		R301ほか	RP-24C	6	ニッコーム	
抵抗	抵抗	R308, R309	B500Ω	4	—	多回転半固定抵抗
		R307	B200Ω	2	—	ボテンショメーター
		Q301, Q302	2SC1815	2	東芝	
		Q303	2SA1015	1	東芝	
トランジスター	トランジスター	D301	ZD12V	1	—	ツェナー
		D302	10E1	1	—	
		D101～D103	1S2076A	6	—	
		D104, D109	BAT46	4	—	ショットキー
ダイオード	ダイオード	リレー	RLY	DS24V	4	パナソニック
		—	—	—	—	
リレー	リレー	プリント基板	—	—	—	
		—	—	—	—	
電源部、ほか	コンデンサー	C201～C204	0.01μF/1000V	4	ムラタ	セラミック
		C205, C206	47000μF/35V	2	—	電解コンデンサー
		C207, C208	3300μF/63V	2	—	電解コンデンサー
		ダイオード	D201	KBPC3510	1	—
		D202～D205	3IDF2	4	日本インター	ブリッジ
		D206, D207	ZD24V	2	—	ツェナー
		抵抗	R201, R202	6.8Ω 5W	2	—
		コンデンサー	C204, C205	0.1μF/125V	2	—
		デジタル電圧/電流計	—	—	2	100V/10A
		トランジスト	—	O-BS1500	1	春日無線変圧器 注文製作品(H28-05301)
電源スイッチ	電源スイッチ	切り換えスイッチ	—	—	1	125V25A, 2回路3接点
		電源スイッチ	—	—	1	125V15A
		電源ヒューズホルダー	—	サトーバーツ	1	250V10A
		100Vインレット	—	3P	1	250V10A
		ヒューズホルダー	—	サトーバーツ	1	±B ₂
		小型ラグ板	—	2P	24	—
		ラグ板	—	6P	5	—
		シャシー	—	MK-400	1	リード
		アルミ角棒材	—	(33 × 15 × 215mm)	2	—
		六角スペーサー	—	M3-10mm	30	—
入力配線	入力配線	入力端子	—	Ø 0.4mm OFC	1	アムトランス
		入力端子	—	ON-24	2	音
		出力端子	—	SP-20	2	アムトランス
		出力端子	—	—	—	RCA

前面のボテンショメーター)を最小抵抗位置に回しておき、R₁₁₀を50～60Ω、残りの半固定抵抗R₁₀₈, R₃₀₈, R₃₀₉をすべて0Ωまたは表2の最終設定値付近にセットしておく。最初は±B₂を±22Vとする。以下の調整中は、負荷を接続しない。

①まず、R₃₀₇を最小抵抗位置にした状態でアイドリング電流I_oが0.25A程度(I_{omin})になるようにR₁₀₈によって調整する。R₃₀₇を徐々に回して、R₃₀₇が最大抵

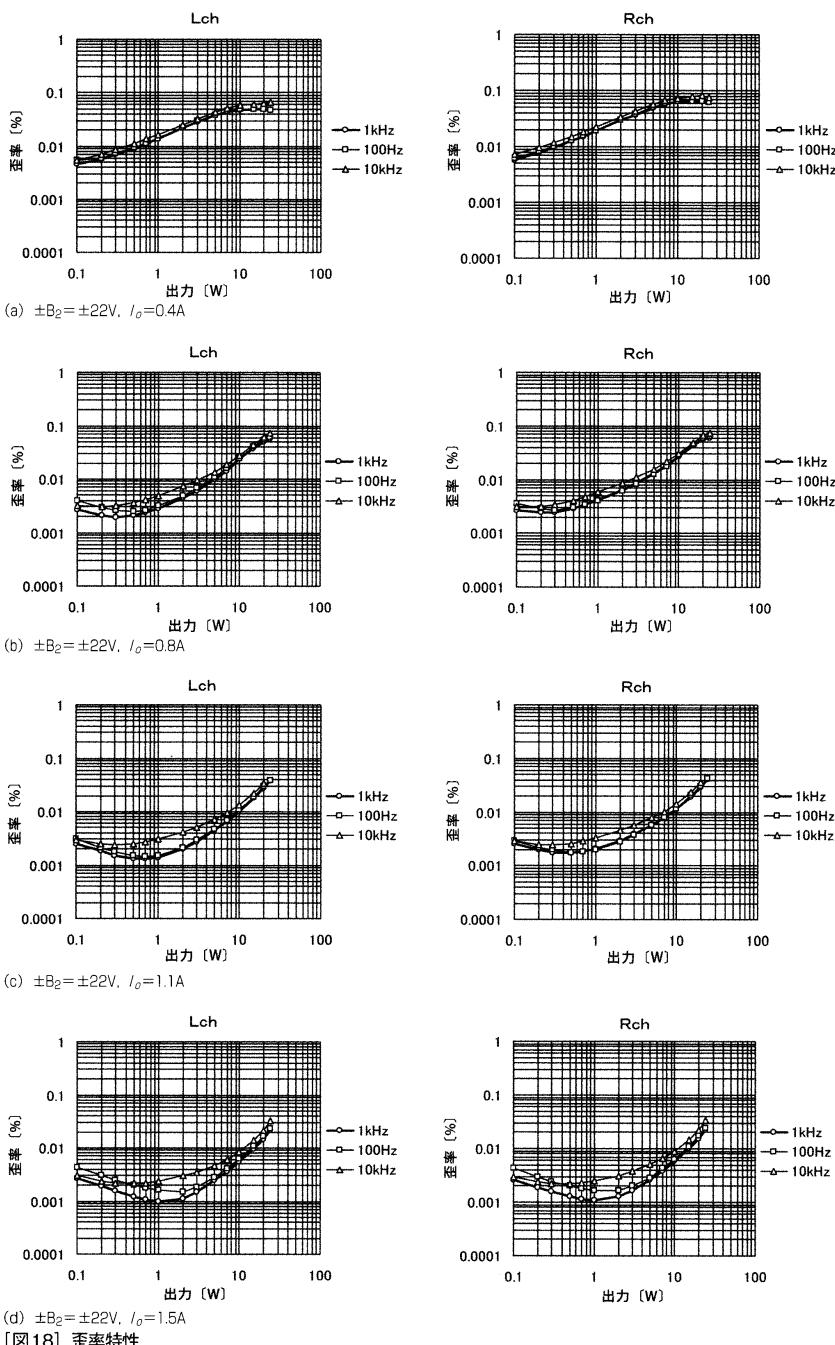
抗時にI_oが2A程度(I_{omax})になるようにR₃₀₈を調整する。調整中にI_oが2Aを大きく超えないように注意する。

②再びR₃₀₇を最小抵抗位置に回して、I_{omin}の状態でR₁₁₀によって出力DCオフセット電圧をR₁₀₅によって0mV付近に合わせる。R₃₀₇を最大抵抗位置に回して、I_{omax}の状態でR₁₁₀によって出力DCオフセット電圧を0mV付近に合わせる。

①, ②を繰り返し、I_{omin}=0.25

A, I_{omax}=2.0A, R₃₀₇が最小/最大抵抗位置にて、出力DCオフセットが0mV付近となるようにする。各操作とも十分に時間をかけて、安定したと思われる状態で繰り返し操作を進める。①, ②の繰り返しは交互に行ってもよい。

③最後に、±B₂を±28Vに切り換える。R₃₀₇が最大抵抗位置においてI_oが1.6AとなるようにR₃₀₉を調整する。調整中にI_oが1.6Aを大きく超えないように注意する。



本機の特性

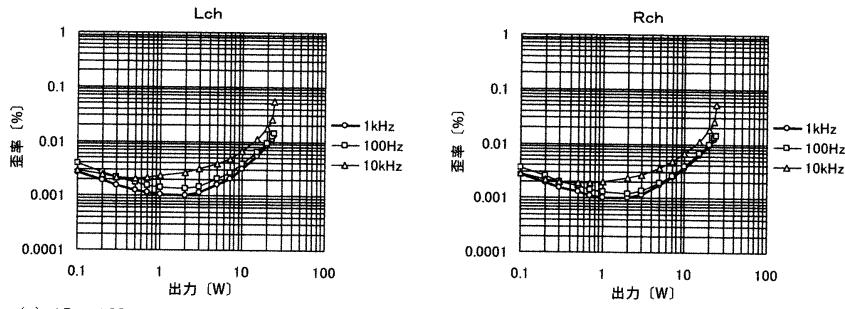
図17に周波数特性を示す。DC

$\sim 280\text{kHz}$ (-3dB) である。高域再生限界は、入力部に設けた R_{101} ($10\text{k}\Omega$) と C_{101} (47pF) からな

る高域フィルター ($f_c = 340\text{kHz}$) が大きく影響している。

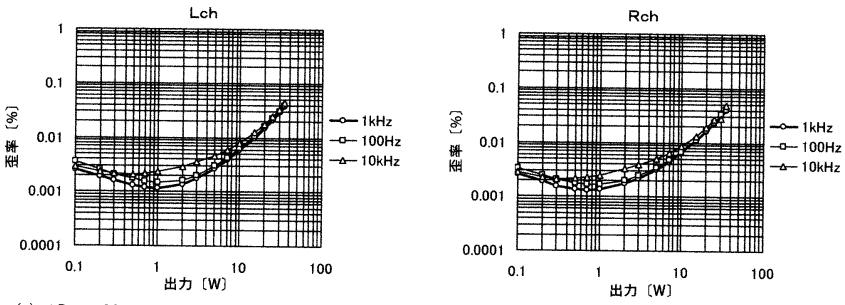
図18に $\pm B_2 = \pm 22V$ 時の歪

超A級 無帰還20W DCパワーアンプ

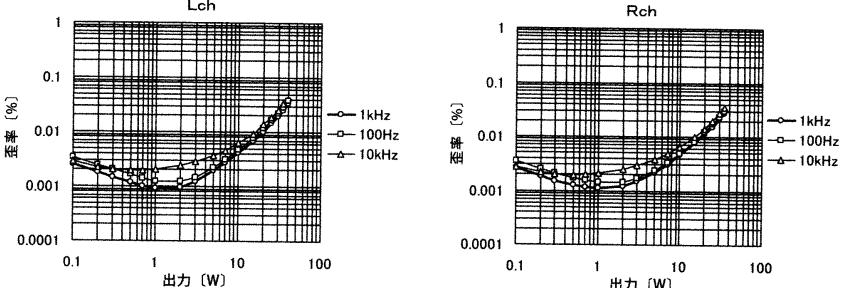


(e) $\pm B_2 = \pm 22V$, $I_o = 2A$

[図18] 歪率特性



(a) $\pm B_2 = \pm 28V$, $I_o = 1.4A$

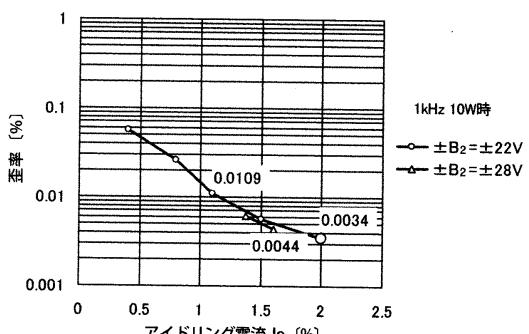


(b) $\pm B_2 = \pm 28V$, $I_o = 1.6A$

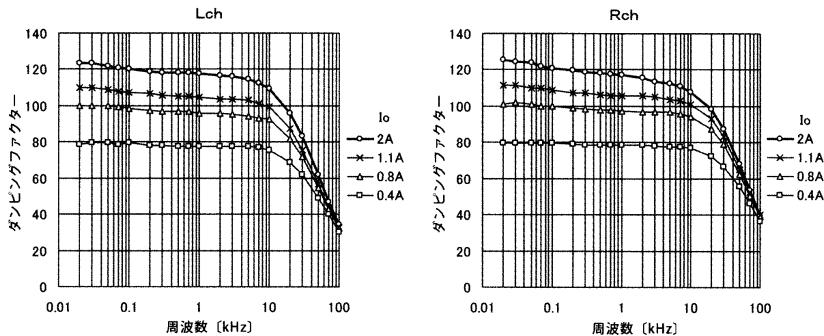
[図18] 歪率特性

率特性を示す。負荷を 8Ω として、
100kHzのLPFを通して測定し
た。発振器と本機の間には、トランジスター式の低歪率プリアンプ
を入れている。したがって、歪率
特性において、低出力時歪率には
そのプリアンプのノイズも含まれ
ている。

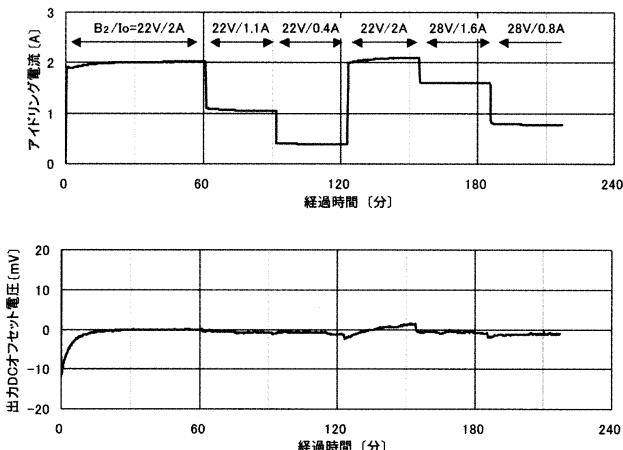
R_{307} （アンプ前面ポテンショメーター）を回して、アイドリング電流 I_o を $I_o = 0.4A$ （図18(a))
から $I_o = 2A$ （図18(e))に増し



[図20] アイドリング電流値 I_o と歪率変化



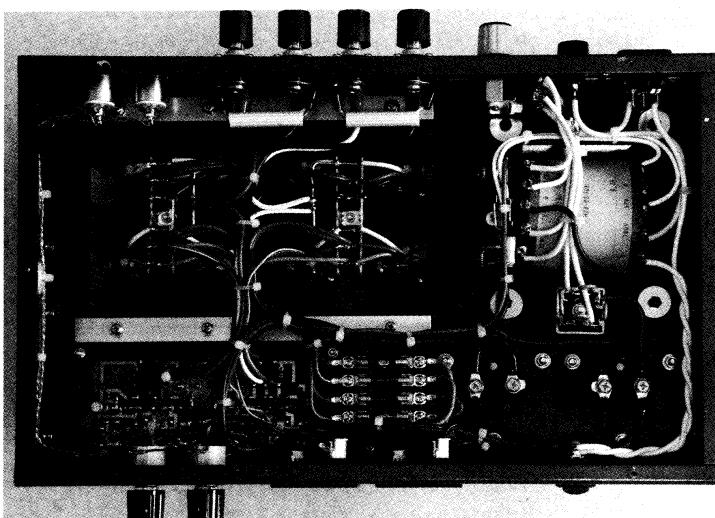
[図21] ダンピングファクター ($\pm B_2 = \pm 22V$)



[図22] アイドリング電流値 I_o と出力DCオフセット電圧の時間推移例

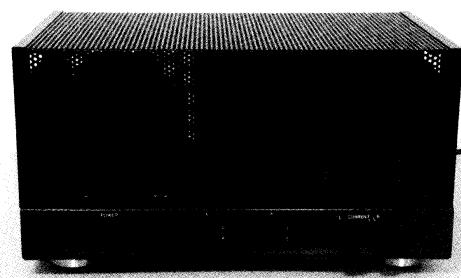
ていくと、アイドリング電流 I_o を増すにつれ歪率が下がり、超A級 ($I_o=2A$) では設計出力20Wまで0.01% (1kHz) を下回るようになる。無帰還パワーアンプとしては、超低歪率のパワーアンプになっている。ただ、実用的には $I_o=0.4A$ でも、0.1%以下の判別困難なレベルの歪率ではある。

図19に、 $\pm B_2 = \pm 28V$ 時(アンプ背面の電圧切り換えスイッチ使用)の歪率特性を示す。電源電圧を上げた場合でも、アイドリング電流 I_o が増すにつれ、歪率が下がる傾向にある。通常の無帰還A級30Wパワーアンプと比較すると、本機は若干低歪率の感がある。

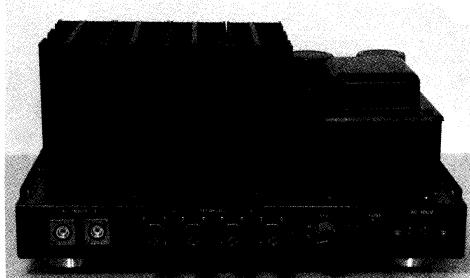


[写真 14] シャシー内部の配線。大型放熱器の下は大きな角孔をあけ、空気が流れるようにする。シャシー補強のため、t3 アルミ角材を挟んで大型放熱器を取り付ける

超A級 無帰還20W DCパワーアンプ



[写真15] MK-400 に付属のボンネットカバーをシャシーに被せた本機。フロントパネルは、左に電源スイッチ、中央に $-B_2$ 側の電圧 / 電流を表示するデジタル電流 / 電流計を配置した。右はアイドリング電流調整用のボリューム



[写真16] シャシー後部に大型放熱器と電源トランクを配置。リアパネルは、左からRCAピンジャック、出力端子、 $\pm B_2$ 電圧H/L切り替えスイッチ、右にはヒューズホルダーとACインレット

る。

図20に1kHz、10W時のアイドリング電流 I_o と歪率(Lch, Rch平均値)を抽出してまとめた。アイドリング電流 I_o と歪率の相関はかなり高い。

図21に、 $\pm B_2 = \pm 22V$ 時のダンピングファクターを示す。測定は電流注入法によった。注入電流が1W相当時の値である。アイドリング電流 I_o が増すにつれ、ダンピングファクターが大きくなる傾向にある。これは、合成 g_m の大きさが大きく関与している。 $I_o=2A$ 時で最高の120程度(100Hz)になる。ほぼ、当初の狙いどおりである。

図22に、アイドリング電流 I_o と出力DCオフセット電圧の電源投入後の時間推移例を示す。両者は同時に測定している。 $\pm B_2 = \pm 22V$ 、 $I_o=2A$ で60分ほど連続通電した後、アイドリング電流 I_o を手動で段階的に下げたときの出力DCオフセット電圧を観察し、その後 $\pm B_2 = \pm 28V$ に切り換えて同じように繰り返した。図は調整後の最良状態であり、環境条件によって若干変化するであろう。アイドリング電流 I_o は電源投入後約30分で安定している。アイドリング電流 I_o 変更あるい

は $\pm B_2$ 電圧変更によっても出力DCオフセット電圧変化は微小となっている。それら変更時のスピーカーからのノイズも感じなかつた。なお、本機は電源投入時のボップノイズも聴感上皆無である。

終わりに

本機は、無帰還パワーアンプにもかかわらず、超A級では歪率0.01%以下(20W, 1kHz)の低歪率、NFBを用いたアンプに匹敵するダンピングファクター120、そしてほとんどの動作状態で歪率0.1%以下(20W, 1kHz)、ダンピングファクター70以上といったきわめて良い特性のパワーアンプに仕上がった。歪率はほとんど認識困難なレベルと思われるが、こういった特性が音色にどう表れるかが1つの焦点である。

試聴は、高出力電圧(出力55V以上)、高ゲイン(20dB)、低歪率のハイブリッドプリアンプ(本誌2015年12月号)を用い、超A級動作を中心に試聴した。

試聴の結果、ある程度予想はしていたことではあるが、本機の音色は、無帰還A級パワーアンプの音質と似ている。特性の良さは前面に出ないようだ。派手さのない高域、キレのある充実した中域は

大音量で長時間聴いていてもまったく疲れを感じさせない。そして、それに加え、特に超A級は全帯域にわたり忠実ともいうべき締まった音色をもたらすといった表現が似合うであろう。十分に満足できる音質である。

1つ興味深いのは、今回用意した動作可変機能(アイドリング電流あるいは電源電圧)を試聴中に操作しても、音色の変化に気付くのが容易ではないことである。おそらく、基本的な電力増幅機能が安定しているのであろう。あきらかに、本機の音質には過去に製作した無帰還A級パワーアンプと共に試聴した傾向があり、無帰還A級パワーアンプの特徴が色濃く出ていながらも間違いないと思われる。

総じて、本機は優秀な特性と落ち着いた音質を有しているので、今後製作するパワーアンプのリファレンスマシンとして使えるであろう。

(追補) 本機のアンプ部プリント基板は頒布可能です。定電流回路の相違に留意(工夫)すれば、読者からお問い合わせをいただいた「無帰還A級30Wパワーアンプ」(本誌2016年2月号)、あるいは「無帰還AB級85Wパワーアンプ」(同2016年6月号)にも使用可能です。入手をご希望の方はお問い合わせ願います(shibata_lab@ybb.ne.jp)。