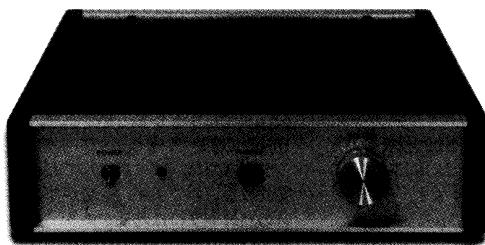
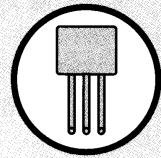


初段ソースフォロワー + 電圧ゲイン0dB BJT SEPP出力段

対称動作型出力 ヘッドフォンアンプ [設計編]

柴田由喜雄 SHIBATA Yukio



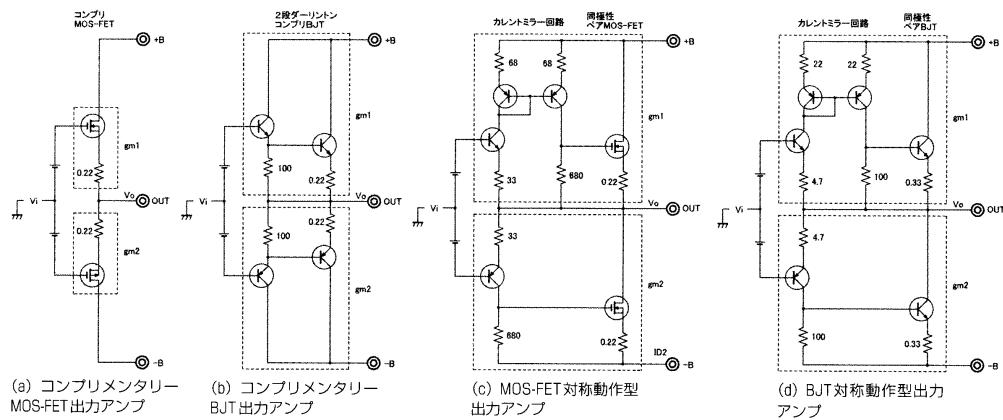
対称動作型出力アンプは、SEPP出力段の不揃いなコンプリメンタリー特性に起因する歪率を大幅に改善し、また、アイドリング電流をA級の1.5倍とした超A級パワーアンプでは、大電流時のNPN/PNPの特性相違を根本的に解決できた。この対称動作型出力を小出力のヘッドフォンアンプに応用したのが本機。出力段のアイドリング電流を徐々に大きくしたときの相互コンダクタンス(g_m)の測定結果を詳説した。爽やかな中域に加え、まろやかさを感じられる音質が得られた。

はじめに

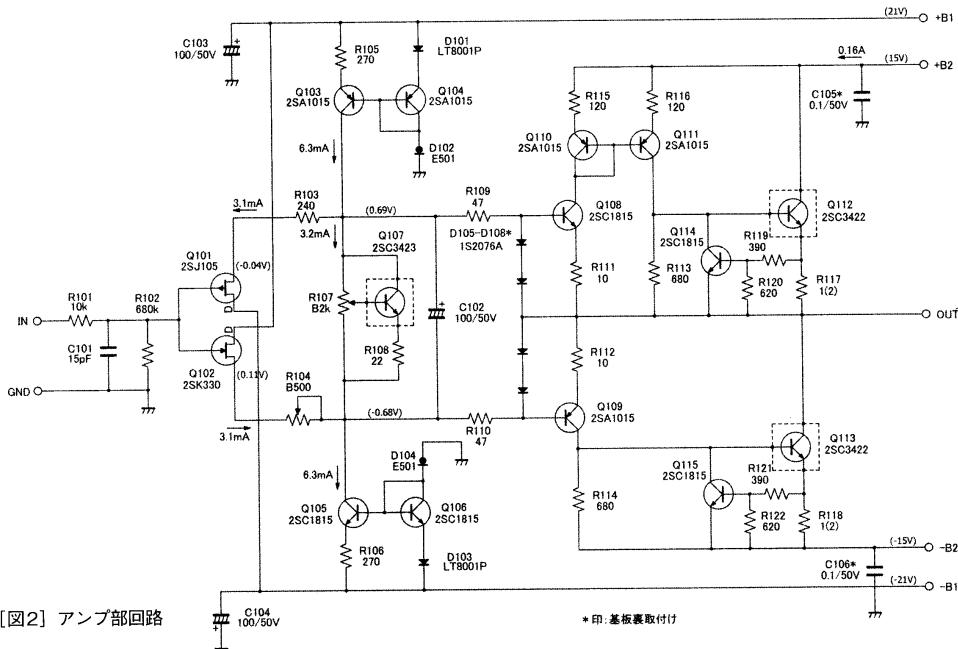
対称動作型出力アンプは、従来のコンプリメンタリーモスFETによるSEPP出力段(図1(a))、あるいはコンプリメンタリーバイポーラトランジスター(BJT)によるSEPP出力段(図1(b))を、カレントミラーリング回路を用いながら同極性の素子ペアに置き換えて、SEPP出力段を対称動作させようとするものである(図1(c), (d))。

図1(c), (d)のいずれの対称動作型出力も局部的な負帰還を伴つたものであるが、SEPP出力段の等価的な g_m (合成 g_m)を個別に見てみると(+側の g_{m1} 、-側の g_{m2})、小電流から大電流までそれらの対称性が優れたものであつた。

その良好な対称動作は、MOS-FET対称動作型出力パワーアンプではMOS-FETの不揃いなコンプリメンタリー特性に起因する低アイドリング電流時の歪率を大幅に改善でき(本誌2017年10, 11月号)、また、BJT対称動作型出力パワーアンプ、とりわけアイドリング電流値をA級の1.5



[図1] SEPP出力段回路 (パワーアンプ例)



[図2] アンプ部回路

*印: 基板裏取付け

倍以上とした超A級パワーアンプでは、大電流時のNPN/PNPパワートランジスターの特性相違を根本的に解決することができた(本誌2018年2、3月号)。

これまでの対称動作型出力は、上記パワーアンプに適用したものである。本稿では、対称動作型出力を小出力のヘッドフォンアンプに適用してみた。具体的には、すでに製作した超A級ヘッドフォンアンプ(本誌2017年2、3月号、以下前作ヘッドフォンアンプと呼ぶ)のコンプリメンタリーバイポーラ出力段をBJT対称動作型出力に置き換えたものである。

本機の製作にあたり、小出力のヘッドフォンアンプで超A級とBJT対称動作型出力の協同によって、どのように諸特性が変わるのが最も興味深いことである。

本機のアンプ部回路

本機のアンプ部回路を図2に示

す。本機はオーバーオールの負帰還のない、電圧ゲイン0dB(1倍)のアンプである。アンプ部回路は、バッファーである初段ソースフォロワー回路とヘッドフォンを駆動する対称動作型出力回路からなる。

・初段ソースフォロワー回路と温度補償回路

入力信号は、抵抗R101(10kΩ)とコンデンサーC101(15pF)からなる高域フィルターを通した後、高入力インピーダンスの接合型FETのトランジスターQ101(2SJ105)、Q102(2SK330)からなる初段ソースフォロワー回路に加えられ、次段を低インピーダンスで駆動する。このあたりは、前作ヘッドフォンアンプとはほぼ同じである。

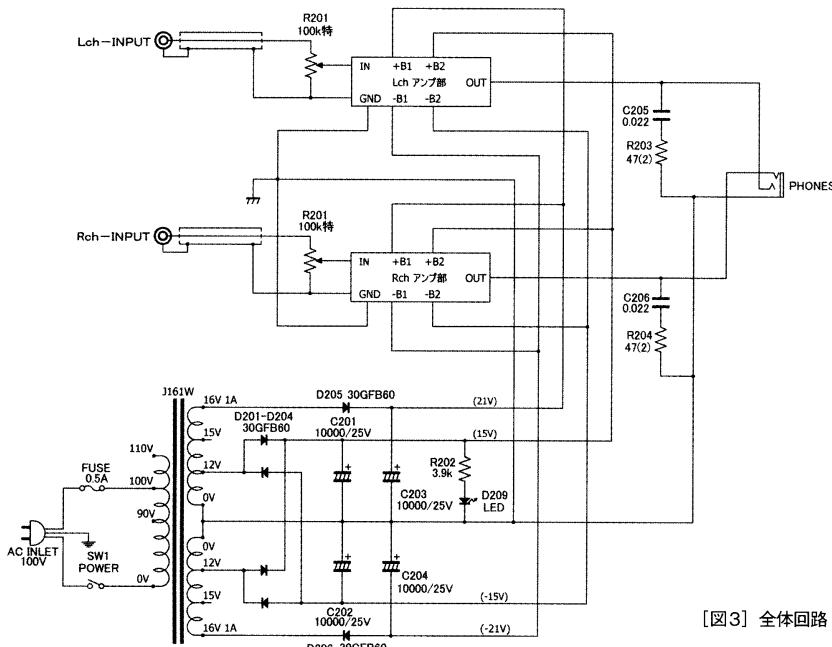
初段ソースフォロワー回路およびQ107(2SC3423)などからなる出力トランジスター温度補償回路に流れる合計電流は、+側が

Q103(2SA1015)と温度補償用Q104(2SA1015)などからなる定電流回路から供給される。

本機の回路では、その電流値はおむね赤色LEDダイオードD101(LT8001P)の順方向電圧1.7V/R105抵抗値(270Ω)であり、6.3mAとしている。-側のQ105、Q106(ともに2SC1815)、D103(LT8001P)も同様である。

初段ソースフォロワー回路と温度補償回路への電流配分は等配分とし、それぞれ3mA強流している。Q101、Q102にIDSSが3mAのコンプリメンタリーレギュレータ用いているが、IDSSが異なる場合はR103(240Ω)およびR104(多回転半固定抵抗500Ω)の値を調整して電流配分する必要がある。ただし、多少電流配分がずれても特別大きな影響はなく、厳密に等配分とする必要はない。

Q107などからなる温度補償回路にかかる電圧は1.4V弱と小さ



[図3] 全体回路

い、直列接続したダイオード(2個)では、温度補償量(1個あたり $-2\text{mV}/^\circ\text{C}$)がやや不足しがちである。そこで、トランジスターQ107を用いた温度補償回路としている。

Q107 のエミッターに入れた抵抗 R_{108} (22Ω) は、電源オン時のアイドリング電流オーバーシュートを抑えるためのものである。同抵抗の値を大きくするとオーバーシュートがより抑えられるものの、温度補償回路としての動作限界値もある(本機では max 200Ω 程度)。

・対称動作型出力回路

対称動作型出力部の入力部はQ108
(2SC1815), Q109
(2SA1015)
 のコンプリメンタリーである。こ
 のコンプリメンタリートランジス
 ターは、ある程度選別したものを
 用いるほうが無難であろう。

SEPP+ 側の Q₁₀₈ のコレクター電流は、温度補償用の Q₁₁₀ (2SA)

1015) および Q₁₁₁ (2SA1015) からなるカレントミラー回路で反転され、その電流は出力トランジスター Q₁₁₂ (2SC3422) のベース電流とドライブ抵抗 R₁₁₃ (680 Ω) に分流する。一方、SEPP-側の Q₁₀₉ のコレクタード電流は、Q₁₁₃ (2SC3422) のベース電流とドライブ抵抗 R₁₁₄ (680 Ω) に分流する。

ここで、Q108のエミッター電流と、それと同じ量のR113に流れる電流と Q112 ベース電流の和、および Q112 のコレクター電流、それら合計電流がSEPP+側の負荷駆動電流になる。そして、Q109 のエミッター電流および Q113 のコレクター電流が-側の負荷駆動電流になる。

したがって、SEPP+側と-側では、 R_{113} に流れる電流と Q_{112} のベース電流が負荷駆動電流のアンバランス（非対称）になる。しかし、それらは本機の動作電流周

辺での変化分を考えたとき、オーダーとして、 Q_{112} のコレクター電流変化の $(1/Q_{112})$ の h_{fe} 倍レベルであり、 Q_{112} の h_{fe} バラツキ (Q_{112} と Q_{113} の相違) を考慮すると、相対的に小さいとみなすことができるであろう。

また、Q112とQ113はそれぞれQ111とQ109の相対的に高いコレクター抵抗によって電流駆動されるので、結局、Q112とQ113は実質エミッター接地動作として、ほぼ対称動作をすると考えることができる。

R_{113} がない場合、+側の仮想
 g_m 最大値は、おおむね $g_{m1\max}$
 $(Q_{112} \text{ の } h_{FE}) / (Q_{108} \text{ の } r_e + R_{111}$
 $\text{の値}) \div 150 / (13\Omega + 10\Omega) = 6.5$
 $[S]$ であり、実回路では R_{113} に
 よって小さくなる。-側もおおむ
 ね $g_{m2\max} \div (Q_{113} \text{ の } h_{FE}) / (Q_{109}$
 $\text{の } r_e + R_{112} \text{ の値})$ であり、実回
 路では R_{114} によって小さくなる。
 g_{m1}, g_{m2} はコレクター電圧

/電流によっても変化する。この g_m 概算からわかるように、Q112とQ113のペアはかなりの精度($\approx 1/hFE \times 100\%$ 程度のオーダー)で hFE を揃えておく必要があるであろう。

出力トランジスターには、前作ヘッドフォンアンプがコレクター電流1.5Aのコンプリメンタリー2SC3298/2SA1306を用いていたのに対し、本機では耐圧が40Vと低いもののコレクター電流が3Aと大きい2SC3422ペアを用いた。

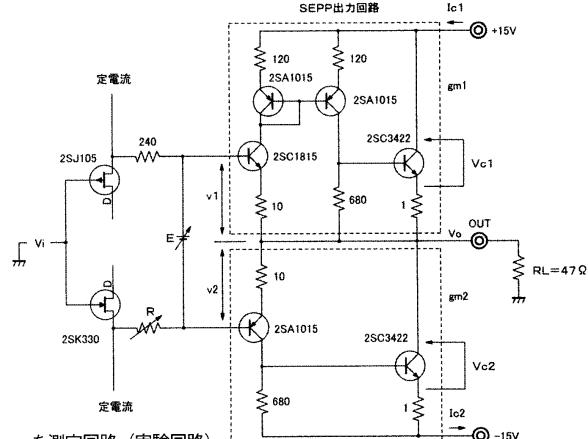
アンプ出力からは R_{111} および R_{112} (ともに 10Ω)を介して、Q108、Q109のエミッターに局部負帰還がかかり、アンプ出力電圧はQ108、Q109のベース電圧に従つて、電圧ゲイン0dBアンプを構成する。

・トランジスターの電流制限回路

Q114とQ115(ともに2SC1815)は、それぞれQ112とQ113のエミッター電流をおよそ1~1.5Aに制限するものであり、D105~D108(1S2076A)はQ108、Q109のエミッター電流をおよそ70mAに制限するものである。通常、ヘッドフォンプラグ差し込み時には、ヘッドフォンジャックの構造上、LchとRchがショート状態になりやすい。そのときの過大電流発生による各トランジスターの破損防止を意図している。

本機の全体回路

電源部を含めた本機の全体回路を図3に示す。前作ヘッドフォンアンプでは、万一のゲイン不足を考慮してゲイン17dBのプリアンプ部を設けていたが、通常のオーディオ装置にて電圧ゲイン0dB



[図4] g_m を測定回路（実験回路）

でゲイン不足となることはまずない。それゆえ、プリアンプ部は特殊な用途以外ではまったく不要であり、本機では廃止した。結果的に余分な回路がないすっきりしたヘッドフォン専用アンプとなった。

前作ヘッドフォンアンプと同様に、入力には $100k\Omega$ のボリューム(R_{201})を使用している。作今では、 $10k\Omega$ 程度の低い入力インピーダンスのトランジスターアンプも散見されるようになった。おそらく、入力に汎用オペアンプICを多用することによるものであろう。しかし、低い入力インピーダンスは、旧来のプリアンプ(特に真空管イコライザーアンプ)から信号を受ける場合には、時として問題が発生するので注意が必要である。

アンプ部回路への電源供給は、 $\pm B_1$ (21V)、 $\pm B_2$ (15V)とともに、整流直後の電圧から供給しており、平滑コンデンサー容量を少し大きめにした簡素な電源になっている。本機では定電圧電源の必要性は低いが、もちろん、定電圧電源を用いることもできる。

ヘッドフォンジャックの直前に C_{205} 、 C_{206} (ともに $0.022\mu F$)

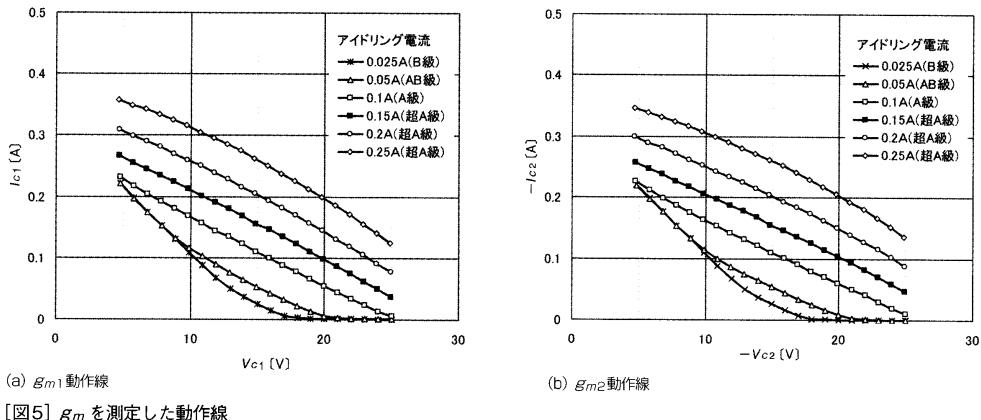
と R_{203} 、 R_{204} (ともに 47Ω)からなるCRを付けている。このCRは、容量性負荷に対する超高域の安定性を増すために入れている。

・BJT 対称動作型出力の g_m 測定

・ g_m の測定方法

本機のアンプ部と類似の実験回路(図4)でBJT対称動作型出力回路の g_m を測定した。SEPP出力回路の+側の仮想 g_m を g_{m1} とし、-側を g_{m2} とする。それぞれの入力電圧を v_1 、 v_2 とし、コレクター電流を I_{c1} 、 I_{c2} とすると、 $g_{m1} = \Delta I_{c1} / \Delta v_1$ 、 $g_{m2} = -\Delta I_{c2} / \Delta v_2$ によって仮想 g_m を求めることができる。なお、測定では、ドライブ段の電流も含めて I_{c1} 、 I_{c2} としている。合成 $g_m = g_{m1} + g_{m2}$ である。

g_{m1} 、 g_{m2} の測定は実動作線上で行うために、負荷として 47Ω の固定抵抗器を付けている。本機では、インピーダンス 47Ω のヘッドフォンを最大出力1Wで駆動することを目標としており、そのときのA級となる理論アイドリング電流値は0.1Aである。具体的には、オーディオテクニカ製



[図5] g_m を測定した動作線

ヘッドフォンの使用を想定している。

図5に測定時の出力トランジスター動作線を示す。 V_{c1} あるいは $-V_{c2}$ が15V付近の I_{c1} あるいは $-I_{c2}$ がアイドリング電流値である。アイドリング電流値は、前作ヘッドフォンアンプのアイドリング電流値0.2A(設計値)を意識して、0.025～0.25Aの範囲とした。図5では g_{m1}, g_{m2} とともに、ほとんど相似になっている。

g_m 測定は、出力電圧 V_o が $-10V \sim +10V$ (サイン波で出力1W相当時のP-P電圧)の範囲となるように、入力電圧 V_i に直流電圧を段階的に印加し、そのと

きの v_1, v_2, I_{c1}, I_{c2} を測定することを行った。電源 $\pm 15V$ は安定化電源より供給し、出力トランジスター(2SC3422)の放熱器は、温度の影響を最小限とするためにファンで強制空冷した。

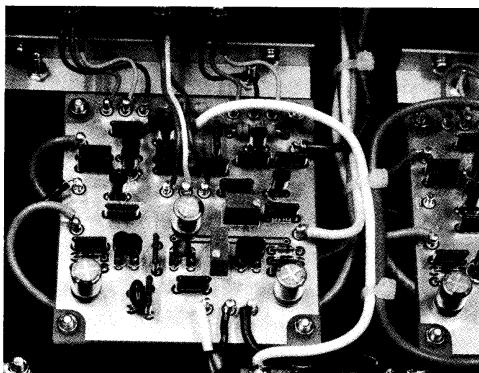
・ g_m の測定結果と傾向

図6に g_m の測定結果を示す。図6の横軸の $(V_i - V_o)$ は $(v_1 - v_2)/2 - V_M$ (V_M はオフセット電圧)より求めた。あるアイドリング電流値における測定中の $(v_1 + v_2)$ は一定電圧 E としている。測定データ(プロット点)は、温度変化や測定限界の影響を受けて大きくばらついている。図6の

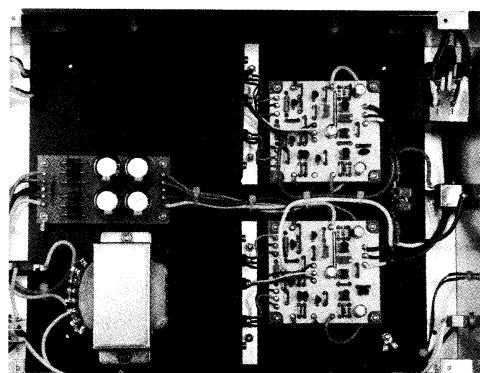
全体を通じて、 g_m の変化傾向と見ていただきたい。

まず、アイドリング電流値の小さいB級の図6(a)を見ると、 $(V_i - V_o) \geq -0.02V$ あたりでSEPP+側トランジスターがONし始め、 $(V_i - V_o)$ の上昇とともに g_{m1} も大きくなる。 g_{m1} の最大値は5[S]程度である。一方、SEPP-側の g_{m2} は0.02VあたりでSEPP-側トランジスターがONし、 $(V_i - V_o)$ の下降とともに g_{m2} も大きくなる。

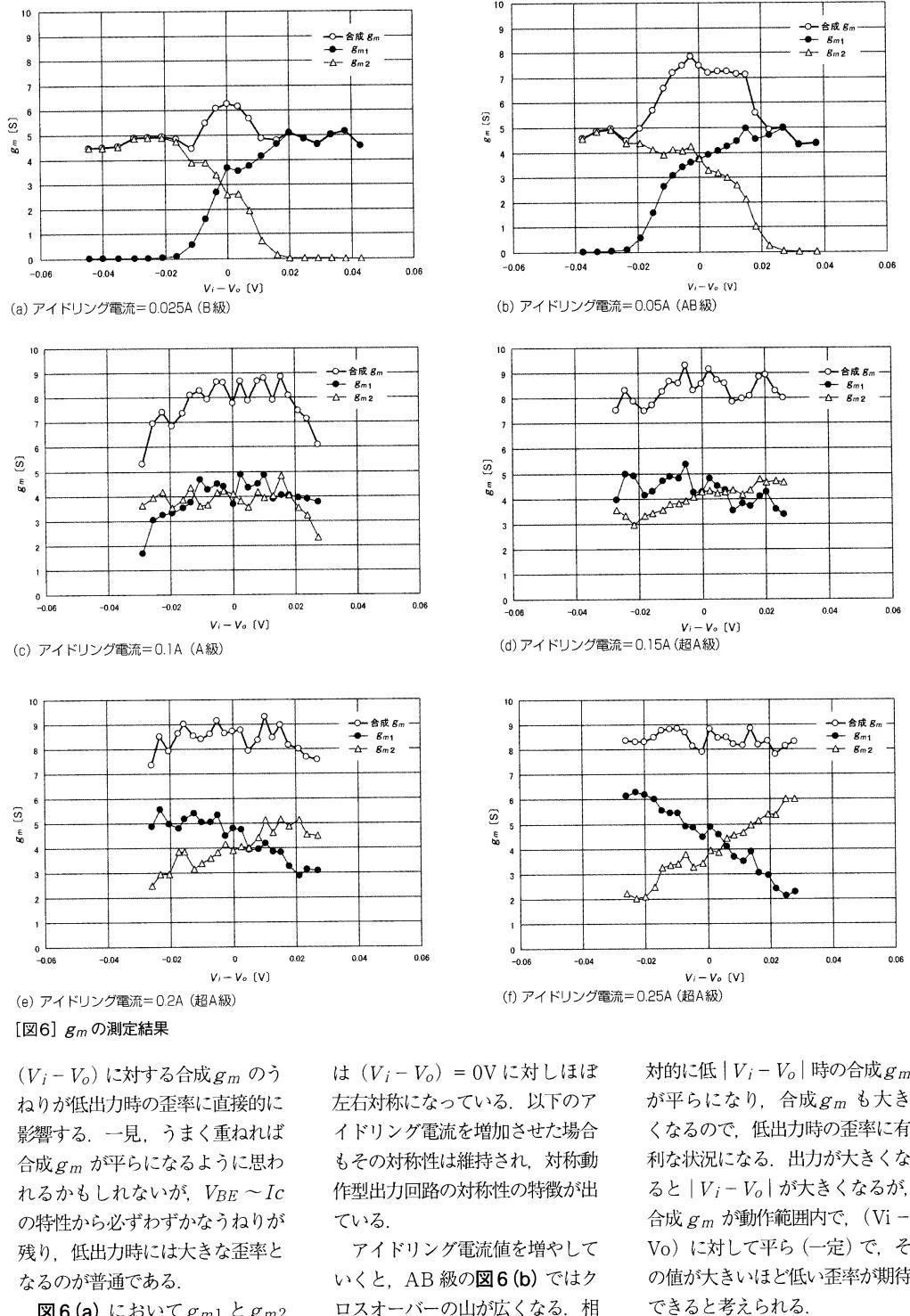
合成 g_m は、 $(V_i - V_o) = 0V$ にてクロスオーバーの山ができる。このアイドリング電流値の小さい状態では、クロスオーバーによる



アンプ部プリント基板の部品面は、ベタアースとした両面ガラスエポキシ基板を使用した



出力トランジスターと温度補償用トランジスターは中央の放熱器に取り付け、放熱器の下にφ10mmの孔を開けている



[図6] g_m の測定結果

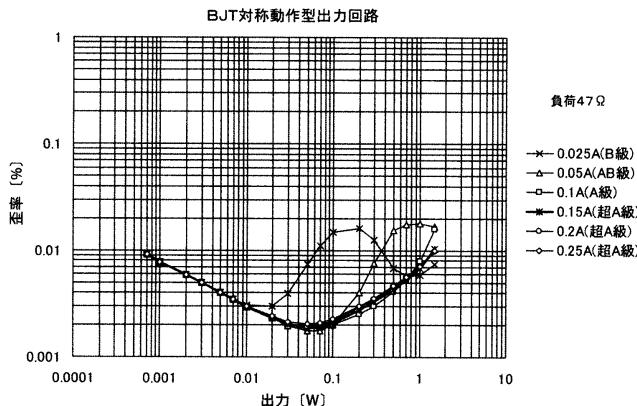
$(V_i - V_o)$ に対する合成 g_m のうねりが低出力時の歪率に直接的に影響する。一見、うまく重ねれば合成 g_m が平らになるように思われるかもしれないが、 $V_{BE} \sim I_c$ の特性から必ずわざかなうねりが残り、低出力時には大きな歪率となるのが普通である。

図6(a)において g_{m1} と g_{m2}

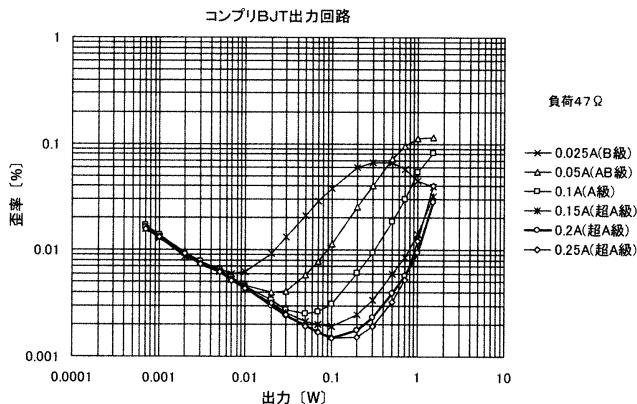
は $(V_i - V_o) = 0V$ に対しほぼ左右対称になっている。以下のアイドリング電流を増加させた場合もその対称性は維持され、対称動作型出力回路の対称性の特徴が出ている。

アイドリング電流値を増やしていくと、AB級の図6(b)ではクロスオーバーの山が広くなる。相

対的に低 $|V_i - V_o|$ 時の合成 g_m が平らになり、合成 g_m も大きくなるので、低出力時の歪率に有利な状況になる。出力が大きくなると $|V_i - V_o|$ が大きくなるが、合成 g_m が動作範囲内で、 $(V_i - V_o)$ に対して平ら(一定)で、その値が大きいほど低い歪率が期待できると考えられる。



[図7] アイドリング電流値と歪率変化(本機実験回路)



[図8] アイドリング電流値と歪率変化(本誌2017年2月号参照)

このクロスオーバーの山が広くなる傾向は A 級の図 6(c) でも続く。A 級といつても、SEPP パラメータが ON しきるまでは、 g_m の立ち上がり部分が影響して、合成 g_m は依然かまぼこ状の山のままである。

超 A 級となるアイドリング電流値が 0.15A 以上では、図 6(d) ~ (f) のように $(V_i - V_o)$ に対して合成 g_m はほぼ平らになる。A 級のおよそ 1.5 倍以上のアイドリング電流値である。

$(V_i - V_o)$ の上昇とともに g_{m1} がいったん極大となり、その後ほぼ 1 次の直線で降下するのは $I_c \sim V_{CE}$ 特性に起因するもので

ある。 g_{m2} も同様である。ただし、 g_{m1} と g_{m2} が大きく変化しても、超 A 級では対称的な g_{m1} と g_{m2} が相補する形で重ね合わされた合成 g_m は略一定値に近くなり、理想的な状態になる。

・アイドリング電流値と歪率変化

仮想 g_m の前記測定結果によつて歪率傾向もある程度把握できるものの、あらためてアイドリング電流値と歪率変化を実験回路(図 4)にて測定した。その結果を図 7 に示す。

ここで、前作ヘッドフォンアンプで用いたコンプリメンタリー

BJT 出力の測定結果を図 8 に比較として示す。測定する前はこれに近い特性を予想していた。

図 7 の BJT 対称動作型出力での測定結果は、当初の予想とはかなり相違るものであった。まず、B 級～AB 級の歪率が非常に低い(0.02% 以下)ことに驚く。また、A 級のアイドリング電流値で、すでに超 A 級に迫る低歪率である。そして、アイドリング電流が 0.15A 以上の超 A 級での歪率は大きく変わらない。

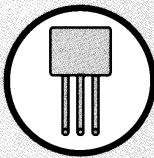
本機と前作ヘッドフォンアンプでは、出力トランジスターの特性などいくつかの相違点があるので、単純に対称動作型出力の特徴とは言い切れず、図 7 の結果は本機だけのことかもしれないが、きわめて優れた特性である。

本機では、超 A 級の効果が比較的少ないアイドリング電流値から出始めるので、前作ヘッドフォンアンプの 0.2A より下げて、最終的なアイドリング電流値を 0.16A に変更した。図 7 より、負荷が 47Ω の条件ではアイドリング電流値をさらに下げて、A 級の 0.1A としても歪率としてはまったく問題がないであろう。また、実用的には、大胆に B 級(最良アイドリング電流値 12 ~ 15mA)としても、おそらく音質の差異は感じにくいだろう。

なお、図 7 や図 8 において、出力が 0.1W あたりから出力の増大につれ歪率が増大する傾向にあるが、これは多分に初段ソースフォロワーの特性が関与しているようだ。さらに、歪率の低い低インピーダンス回路で対称動作型出力を駆動すれば、若干異なるてくるだろう。

次号は、製作について述べる。

初段ソースフォロワー + 電圧ゲイン0dB BJT SEPP出力段



対称動作型出力 ヘッドフォンアンプ [製作編]

柴田由喜雄 SHIBATA Yukio

出力段のアイドリング電流を多く流した超A級増幅の対称動作型出力をヘッドフォンアンプに応用したのが本機。本号では製作について解説。アンプ部は両面ガラスエポキシプリント基板とした。熱結合するトランジスターは4か所あるが、その接着法も記した。出力段最終アイドリング電流と出力オフセット調整は相互に関与するが、調整後はいずれも30分程度で安定する。周波数特性はDC～700kHz（-3dB）と広帯域、出力1W（1kHz）の歪率は0.008%ときわめて低い。クリアな音質が得られた。

筐体と出力トランジスター放熱器の加工

筐体にタカチ電機工業のWS70-26-33Sを用いた。本機では、電源部プリント基板と2枚のアンプ部プリント基板を平面的に配置し、出力トランジスターの放熱器を筐体内部に収めるために、やや大きめの筐体とした。内部はかなりゆったりとしている。必要であれば、筐体後部右側の空きスペースに、前作ヘッドフォンアンプ（本誌2017年2、3月号掲載）で紹介したプリアンプ部を収めることができる。

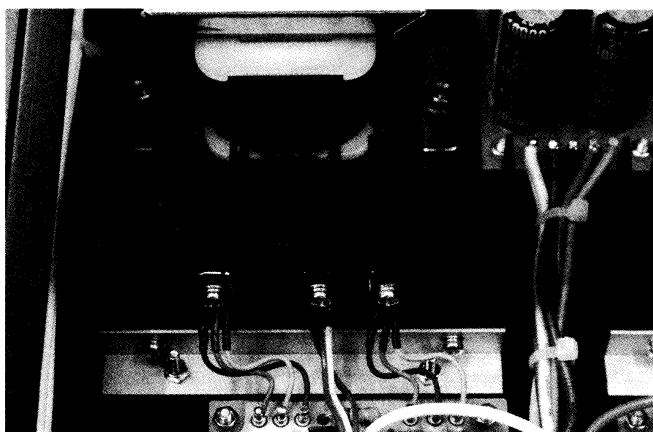
筐体のフロントパネルには、電源スイッチ（SW₁）、電源ランプ（D₂₀₉）、ヘッドフォンジャック、および、ボリューム（R₂₀₁）の孔加工をする。リアパネルには、入力RCA端子（2か所）、ヒューズホルダー、AC100Vインレットの孔加工をする。

すでに天板には放熱孔加工が施されているが、底板には放熱孔

がないので、出力トランジスター放熱器の放熱フィン下部あたりにφ10mmの孔を6個（片ch）程度あける。本機の出力トランジスターの発熱は4.8W/片chとそれほど多くはないが、筐体内の温度上昇を極力低く維持することはアイドリング電流推移を安定させるなど、いろいろな効果があるので底板にも放熱孔をあけるのが好ましい。本機では底板に、ほか

の放熱孔はあけていないが、アンプ部プリント基板の下部や電源トランジス周辺などに放熱孔をあければより安心であろう。

底板には放熱孔のほかに、アンプ部および電源部プリント基板を支持する六角スペーサーのネジ孔（計12か所）、出力トランジスター放熱器を固定するネジ孔（計4か所）、トランジスを固定するネジ孔（2か所）をあける。



[写真1] 放熱器には左右に出力トランジスターと、中央に温度補償用トランジスターを取り付ける。Trのリード線には、ショートしないようにチューブをかぶせる

出力トランジスター放熱器として $30 \times 98 \times 50\text{mm}$ のやや大きいものを使用した。これは当初 0.2A のアイドリング電流値を想定していたことによるもので、最終的なアイドリング電流値 0.16A ではもう少し小型の放熱器でも問題ないであろう。

出力トランジスター放熱器（写真 1）には、出力トランジスター取り付け用の M3 ネジ加工（2か所）、温度補償用トランジスター取り付け用の M3 ネジ加工（1か所）、および放熱器固定アングル取り付け用 M3 ネジ加工（2か所）を行う。放熱器固定アングルはアルミ $12 \times 12\text{mm}$ 押出材を用いた。放熱器は、Lch と Rch の 2 個を用意する。

プリント基板

アンプ部プリント基板は部品面をベタアースとした両面ガラスエポキシ基板とした。図 9 に部品面側から見たプリント基板パターン（部品配置、部品面パターン、裏面パターン）を示す。基板の左から右に向かって、入力から出力に至る配線になっている。

プリント基板に部品をハンダ付けする前に、配線に使用するピン端子を部品面側から圧入し、裏面からハンダ付けしておく（片 ch 計 18か所）。

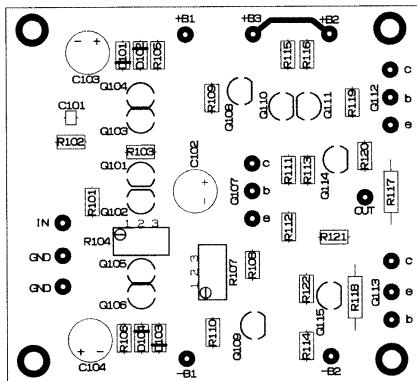
初段ソースフォロワーの Q101 と Q102（写真 2）、+側定電流回路の Q103 と Q104（写真 3）、-側の Q105 と Q106（写真 4）、お

よびカレントミラー回路の Q110 と Q111（写真 5）は対向させて瞬間接着剤などで熱結合する。

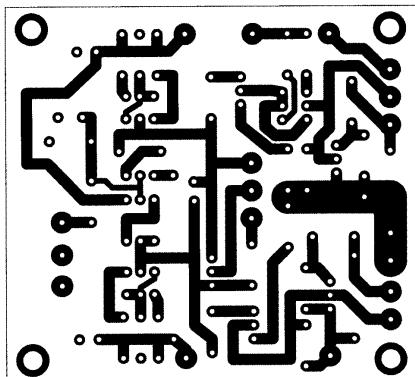
熱結合するトランジスターの接着は、プリント基板にハンダ付ける前に行っておく方法でもよいが、小信号トランジスターの場合には、あらかじめ 2 つのトランジスターの中央電極をプリント基板に高さを揃えてハンダ付けし、ラジオベンチなどでこじりながら対向した熱結合面をきれいに作り、熱結合面の隙間に瞬間接着剤を流し込み、クリップで固定／乾燥したあと、残りの電極をハンダ付けする方法とすることもできる。

調整用半固定抵抗はプリント基板に取り付ける際に、R104 を中点（ 250Ω ）、R107 の 2-3 間を最小値（ 0Ω ）にしておく。

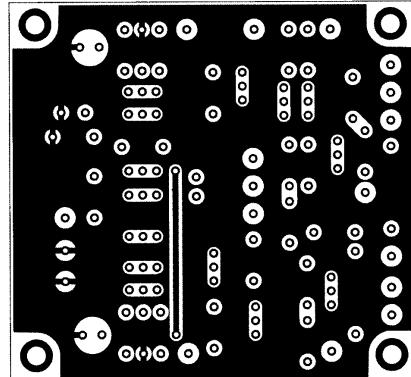
ハンダ付けを終えたプリント基板は、筐体に取り付ける前のプリント基板単体の状態で、出力トランジスター、温度補償用トランジスター、および電源を仮接続して、正常動作確認、アイドリング電流暫定設定（0.1A 程度）と出力オフセット暫定調整（0mV 前後）を行っておく。最初は終段の電源系統 $\pm B_2$ に電流を 0. 数 A から 1A 程度に制限する手段を入れておくのが好ましい（CC-CV 電源の使



(a) 部品配置

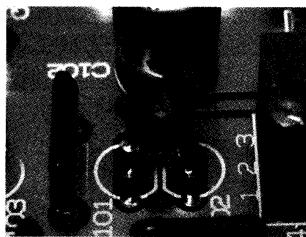


(b) 部品面パターン

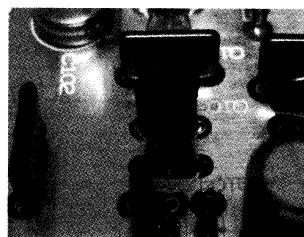


(c) 部品面より透視した裏面パターン

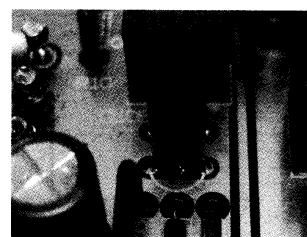
[図9] アンプ部プリント基板（80%縮小）



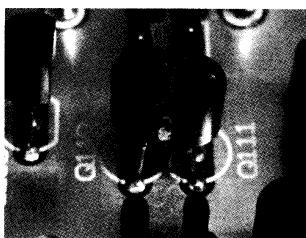
[写真2] 初段ソースフォロワーの2つのFETは対向させて瞬間接着剤などで熱結合する



[写真3] +側定電流回路の2つのトランジスターを熱結合する



[写真4] -側定電流回路の2つのトランジスターを熱結合する

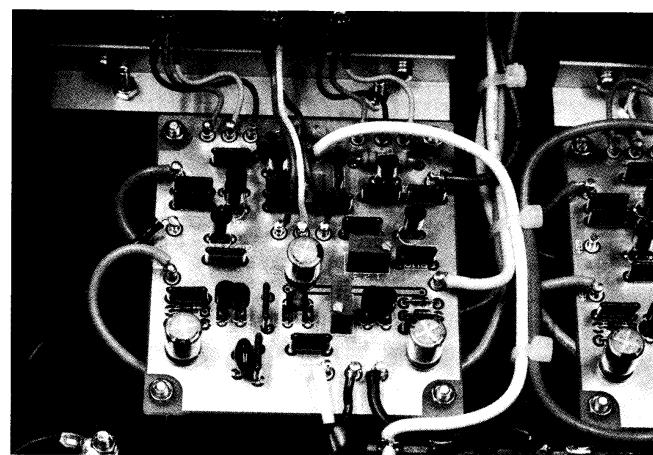


[写真5] カレントミラー回路の2つのトランジスターを熱結合する

用、あるいはヒューズ挿入、数 10Ω の抵抗挿入など)。正常動作が確認できた後、それら手段を外す。

アイドリング電流値の調整と出力オフセット調整は相互に関係しており、最終アイドリング電流値調整(0.16A)と出力オフセット調整(0mV)は筐体に取り付けた状態(写真6参照)で再度時間をかけて行う。

図10に部品面側から見た電源部のプリント基板パターン(部品配置、裏面パターン)を示す。片

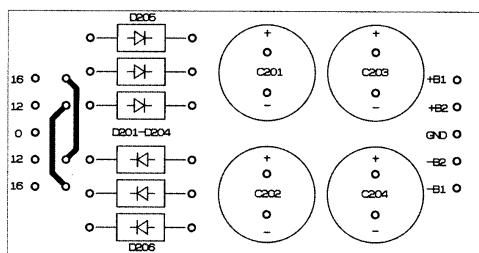


[写真6] 両面ガラスエポキシ製プリント基板に作成したアンプ部のようす。アイドリング電流と出力オフセット調整用の多回転ポテンショメーターを基板上に配置している

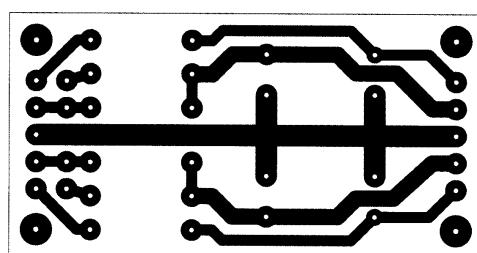
面ガラスエポキシ基板である。プリント基板には整流ダイオードと平滑コンデンサーを取り付ける(写真7)。電源部回路は簡素であるので、ユニバーサル基板での配線、あるいはラグ板を利用した配線でも可能である。

配線

アンプ部プリント基板からの配線は、出力トランジスターの配線、温度補償用トランジスターの配線、入出力配線、電源配線、GND配線からなり、プリント基

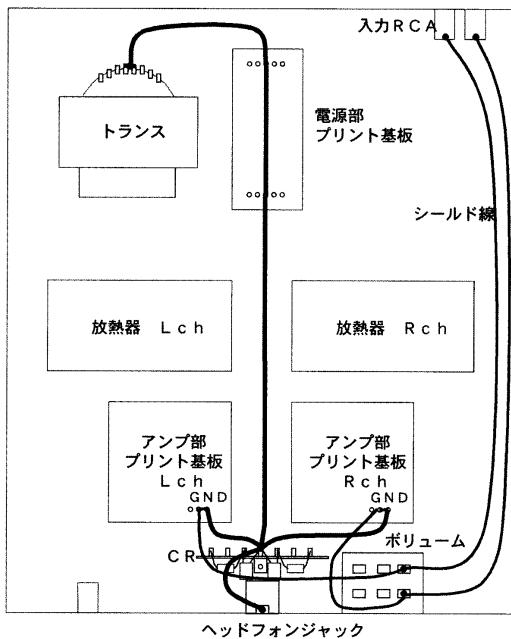


(a) 部品配置



(b) 部品面より透視した裏面パターン

[図10] 電源部プリント基板(80%縮小)



[図11] GND配線（模式図）

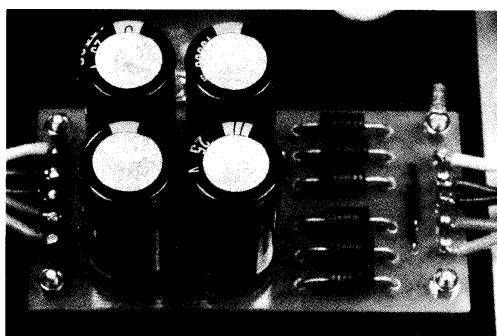
板に設けたピン端子を使用する。それらの配線はピン端子を用いず、プリント基板に直接線材をハンダ付けしてもよいが、万一のトラブル時に配線を部品面側から取り外しやすくするためにピン端子を使用した。なお、ピン端子へのハンダ付けは、配線をピン端子に巻き付けてから行ううまくいく。

高域安定化用の C_{205} と R_{203}

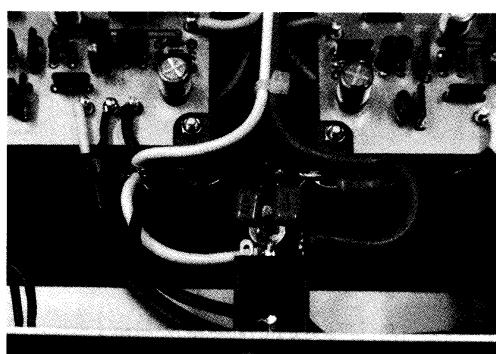
(47Ω) および C_{206} と R_{204} (47Ω)は立てラグ板にて配線した。このCRは、ヘッドフォンジャック近傍にて短く配線する。この配線を長々としたものにすると、効果が落ちる可能性がある。

図11にGND配線を示す。本機では高域安定化CR用ラグ板の中央にてGNDを1点にまとめて筐体に落としている(写真8)。

ヘッドフォンジャック(プラグ)



[写真7] ダイオード、電解コンデンサーを取り付けた電源部プリント基板。基板にはピン端子を立て、トランジストの巻線やアンプ部のピン端子と接続する



[写真8] ヘッドフォン出力端子まわりの配線のようす。47Ωと0.022μFの直列素子は、1L6Pの立てラグ板に配線する

においてGNDがLchとRchが共通になるので、アンプ内でLchとRchのGNDラインを特別意識して分けることはしていない。

本機の主な使用部品を表1に示す。

本機の特性

図12にLchの周波数特性を示す。Rchもほぼ同じである。ボリュームがmax(0dB)ではDC～700kHz(-3dB)である。十分に広い特性である。図では、ボリューム位置を変えたときの周波数特性もプロットしてある。

ボリュームをmaxから絞っていくと、いったん-6dB(抵抗値が半分)付近で周波数特性がDC～150kHzと狭くなる。さらにボリュームを絞っていくと再び広い周波数特性になる。これは、ボリューム抵抗値とボリュームの後に続くシールド線および C_{101} の容量によって高域が落ちることによる。

図13に歪率特性を示す。負荷は47Ωとしている。周波数が10kHzにおいて、大出力付近の歪率がわずか上昇するのみで、いずれの周波数でもほとんど同じ歪率となっている。本機で使用した半導体類はすべて特性を測定して

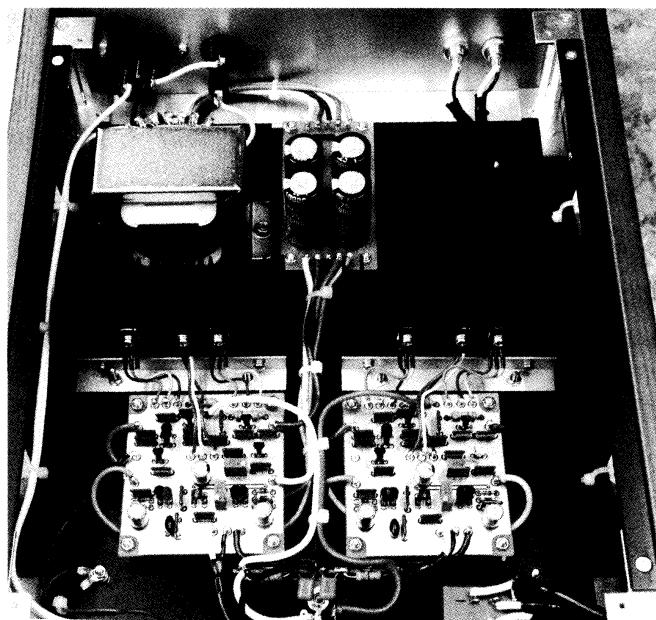
[表1] 主な使用部品

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	36	ニッコーム	
		R104	B 500Ω	2	—	25回転ボテンショメーター
		R108	B 2kΩ	2	—	25回転ボテンショメーター
		R111, R112	1Ω(2)	4	—	
	コンデンサー	C101	15pF	2	—	ディップドマイカ
		C102	100μF/50V	2	—	ケミコン
		C103, C104	100μF/50V	4	—	ケミコン
		C105, C106	0.1μF/50V	4	ニッセイ	フィルム
	トランジスター	Q101	2S1J05	2	東芝	
		Q102	2SK330	2	東芝	
		Q103, Q104, Q109, Q110, Q111	2SA1015	10	東芝	
		Q105, Q106, Q108, Q114, Q115	2SC1815	10	東芝	
		Q112, Q113	2SC3422	4	東芝	
	ダイオード	D101, D103	LTH001P	4	シャープ	赤色LED
		D102, D104	E-501	4	セミテック電子	CRD
		D105～D108	1S2076A	8	—	
	プリント基板	—	(75.5×70mm)	2	—	注文製作品
	チェック端子(ピン)	—	SST-2-1	36	サンハヤト	
	放熱器	—	30×98×50mm	2	LSIクリーラー	
	アルミアングル	—	12×12×98mm	2	—	
	六角スペーサー	—	M3-10mm	8	—	
電源部、他	抵抗	R202	3.9kΩ	1	—	
		R203	47Ω(2)	2	—	
	コンデンサー	C201～C204	10000μF/25V	4	—	ケミコン
		C205, C206	0.022μF/100V	2	—	フィルム
	ダイオード	D201～D206	30GF860	6	日本インター	
		D209	—	1	—	LED
	プリント基板	—	(46×89.5mm)	2	サンハヤト	自作
	シールド線	—	2965	—	モガミ電線	
	ヒューズホルダー	—	—	1	—	
	電源スイッチ	SW1	6A125V	1	ミヤマ	
筐体関係	トランス	—	J161W	1	東栄変成器	
	AC100Vインレット	—	—	1	—	3P
	六角スペーサー	—	M3-10mm	4	—	
	筐体シャシー	—	WS70-26-33S	1	タカナ電機工業	
	ボリューム	R201	100kΩ	1	東京コスモス電機	
	入力端子	—	7552	2	モガミ電線	RCA
	ヘッドフォンジャック	—	—	1	—	
	ツマミ	—	—	1	サートバーツ	

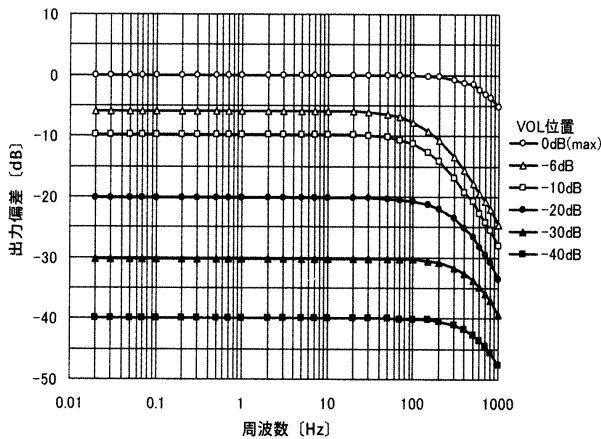
おり、Lch と Rch にも近い特性のものを使用している。したがって、Lch, Rch ともほぼ同じ特性である。出力 1W にて 0.008% 以下 (1kHz) ときわめて低い歪率になっている。

0.03W 以下の低出力時に出力の低下とともに歪率が上昇する主要因は測定に用いた発振器～プリアンプの測定系ノイズである。一方、0.1W 以上の高出力時の歪率はアンプの非線形成分であり、前述のように、初段ソースフォロワーの影響が大きいと思われる。おそらく、対称動作型出力回路自体の歪率はさらに低いものであろう。

負荷の大きさを変えた場合の Lch の歪率変化を図 14 に示す。Rch もほぼ同じである。負荷の値を 1Ω まで下げるとき、最大出力は増大するが歪率は悪化す



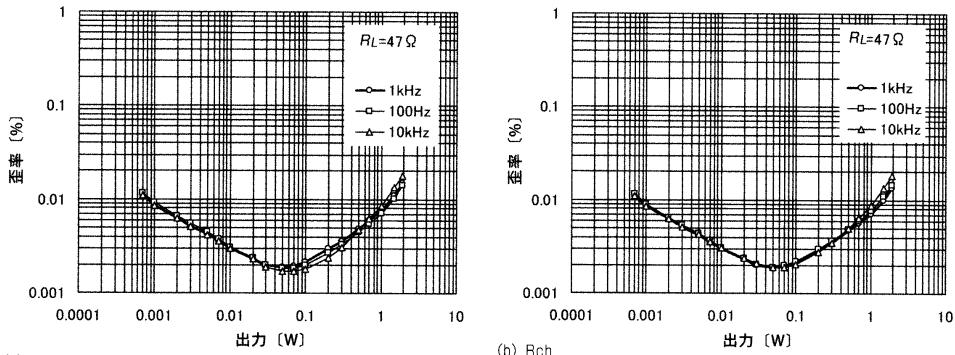
[写真9] ヘッドフォンアンプの内部。前方に左右チャンネルのアンプ基板、その後ろに出力トランジスターと温度補償用トランジスターを取り付けた放熱器、後方に電源トランジスターと電源部基板を配置



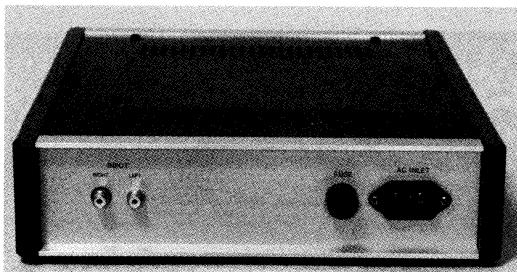
[図12] 周波数特性

る。負荷の値が 10Ω の場合、出力 $0.5W$ 以下がA級動作となる。それ以上ではAB級動作になる。反対に負荷の値を 100Ω に上げると、電源電圧($\pm 15V$)の制限か

ら最大出力は下がる。図14では出力ワット数を横軸にとっているが、横軸を出力電圧にすれば負荷 47Ω と負荷 100Ω のカーブはほとんど同じになる。



[図13] 歪率特性

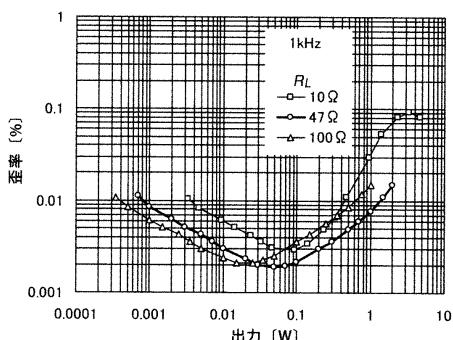


[写真10] リアパネルには、左にRCA入力端子、右にヒューズホルダーとACインレットを配置

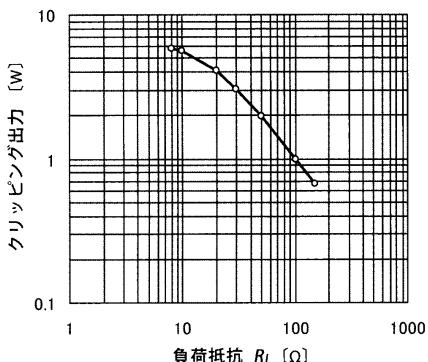
図15にクリッピング出力を示す。クリッピング出力は出力サイン波をオシロスコープで目視し、波形の上端または下端にクリップが生じたと思われる電圧から出力を算出している。

観測では、負荷の値が大きい低負荷状態ではカレントミラー回路のロス電圧によると思われる+側のクリップが発生し、高負荷の 10Ω 以下では出力トランジスターに設けた電流制限回路による波形のなまりと思われるクリップが発生し始めている。

図16にLchの電源オン後のオフセット電圧時間変化とアイドル電流時間変化の測定例を示す。Rchもほぼ同じである。両者は同時に測定した。いずれも30分程度で安定する。電源オン時のポップ



[図14] 負荷を変えたときの歪率変化



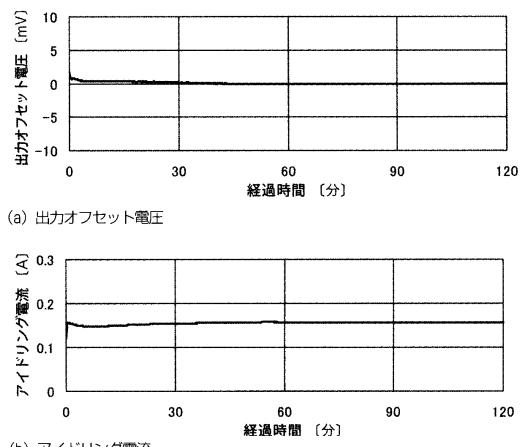
[図15] クリッピング出力

ノイズは聽感上かなり小さい。

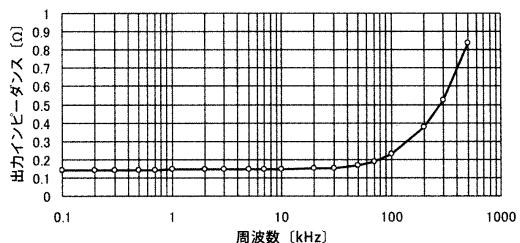
図17に本機の出力インピーダンス測定結果を示す。低い周波数にておよそ 0.14Ω である。負荷 47Ω に対しては、ダンピングファクター 340 に相当する。本機は全帯域にわたって負荷をかなり強く、電圧駆動するアンプといえるであろう。合成 g_m の測定結果(図6(d))がおよそ $8 \sim 8.5$ [S] であるので、それから計算すると出力インピーダンスは $0.12 \sim 0.13\Omega$ となる。図17の測定値のほうが、わずかに大きいが近い値である。

終わりに

前作ヘッドフォンアンプがクリアな音質であったので、出力インピーダンスの低い本機ではさらにクリアさが増し、かえって音がきつくなるのではないかと懸念していたが、試聴してみるとそうではないようだ。愛用のオーディオテクニカ製の密閉型ヘッドフォン(48Ω)では、前作ヘッドフォンアンプの爽やかな中域に加え、ごくわずかにまろやかさが感じられ、ヘッドフォンではもともと期待すべくもない重低音の片鱗が垣間見えたようなときもあった。た



[図16] 出力オフセットとアイドリング電流の時間変化推移測定例



[図17] 出力インピーダンス

だ、それ以上の本格的な重厚な音質は、大型のスピーカーにはとてもかなわない。ヘッドフォンの音質評価も、あくまで演奏会などの雰囲気を家庭で味わう範囲内でのものである。

本稿では、主に対称動作型出力の対称性に焦点を当てて述べた。細かいことかもしれないが、対称動作型出力では終段に局部負帰還がかかるので、残留ハムノイズ低減にも有利に作用するはずである。さらに、局部負帰還の作用のほかに、コンプリメンタリーアンプの無帰還パワーアンプなどで生じやすかった、終段電源のリップル電圧(コレクター電圧変動)増加に伴う残留ハムノイズの増大

を、PNPトランジスターに比べてコレクター電圧変動の影響を受けにくいNPNトランジスターのみの構成とすることで、緩和できる可能性もあるだろう。NPNトランジスターのほうが概して良い特性の品種が選びやすいのも福音となろう。

また、本稿の中で言及した対称動作型出力のB級ヘッドフォンアンプにも興味があるところだ。本機のアイドリング電流を減らして聴いてみるだけのことではあるものの、10数mAといった小さいアイドリング電流の安定維持に検討が必要と思ったので試聴はしていない。これらは、後日の検討項目としておこう。